

Jorge Bruna Romero

Algoritmos de análisis multi- resolución para la medida de armónicos y eventos de tensión en sistemas eléctricos

Departamento
Ingeniería Eléctrica

Director/es
Melero Estela, Julio Javier

<http://zaguan.unizar.es/collection/Tesis>



Universidad
Zaragoza

Tesis Doctoral

ALGORITMOS DE ANÁLISIS MULTI- RESOLUCIÓN PARA LA MEDIDA DE ARMÓNICOS Y EVENTOS DE TENSIÓN EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

Autor

Jorge Bruna Romero

Director/es

Melero Estela, Julio Javier

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA

Ingeniería Eléctrica

2016

Algoritmos de análisis multi-resolución para la medida de armónicos y eventos de tensión en sistemas eléctricos



Memoria para optar al grado de Doctor
en Ingeniería Eléctrica
por la Universidad de Zaragoza

D. Jorge Bruna Romero

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Escuela de Ingeniería y Arquitectura
Universidad de Zaragoza

Noviembre 2015

Algoritmos de análisis
multi-resolución para la medida de
armónicos y eventos de tensión en
sistemas eléctricos

Memoria que para la obtención del título de doctor presenta

D. Jorge Bruna Romero

*Bajo la supervisión del Dr. D. Julio J. Melero Estela
Profesor Titular del Departamento de Ingeniería Eléctrica
de la Universidad de Zaragoza*

**Departamento de Ingeniería Eléctrica
Escuela de Ingeniería y Arquitectura
Universidad de Zaragoza**

Noviembre 2015

A ti, papá

Agradecimientos

Desde que comencé mi formación académica (aquellos lejanos tiempos de preescolar), hasta el momento de mandar a imprimir esta tesis, han sido innumerables las personas que, de una u otra manera, han contribuido a la creación de lo que ahora mismo el lector tiene entre las manos. Me gustaría que estas primeras líneas (en realidad son las últimas que redacté) sirvieran para reflejar mi más profundo agradecimiento hacia todas ellas.

En primer lugar quisiera agradecer a mi director de tesis su sincera dedicación durante todo este tiempo. Gracias Julio por el empujón que le hemos dado a la tesis en el último año. Sin tu revisión crítica, y siempre perfeccionista, hubiera sido imposible llegar al nivel alcanzado.

Quiero expresar también mi más sincero agradecimiento a mi amigo y compañero David Cervero, por su inestimable ayuda a lo largo de estos años, tanto a nivel personal como técnico.

A mis compañeros del LME y de AIRE. A aquellos que os habéis preocupado por mi trabajo (vosotros lo sabéis), gracias por vuestro apoyo y disponibilidad cuando me ha hecho falta.

Y por supuesto, gracias de todo corazón a mis padres, Juan Antonio y Rosa, y a Sara. Culmino una etapa muy importante en mi vida, pero está claro que sin vosotros, nada de esto hubiera sido posible.

Jorge

Índice

Agradecimientos	VII
Introducción	XXIII
1. La calidad de red	1
1.1. Calidad de servicio	1
1.2. Perturbaciones en la calidad de red	2
1.2.1. Frecuencia industrial	3
1.2.2. Amplitud de la tensión de suministro	4
1.2.3. Flicker	6
1.2.4. Huecos, interrupciones y sobretensiones	8
1.2.5. Tensiones transitorias	11
1.2.6. Desequilibrios de la tensión de suministro	13
1.2.7. Armónicos e interarmónicos de tensión	15
2. Transformadas matemáticas	19
2.1. Introducción	19
2.2. La transformada de Fourier	20
2.2.1. Fundamentos	20
2.2.2. Aplicación a la medida armónica	21
2.2.3. Limitaciones del método	24
2.3. La transformada Wavelet	25
2.3.1. Fundamentos	26
2.3.2. El principio de incertidumbre de Heisenberg	29
2.3.3. La descomposición wavelet packet	32
2.3.4. Aplicación en la ingeniería eléctrica	32
2.3.5. Limitaciones del método	33
3. La medida de armónicos	35
3.1. Introducción	35
3.2. Selección de la estructura de descomposición	36
3.2.1. Los filtros digitales	36

3.2.1.1.	Bancos de filtros	37
3.2.1.2.	Respuesta al impulso. Filtros FIR e IIR	39
3.2.2.	Criterios frecuenciales	43
3.2.3.	Criterios computacionales	45
3.2.4.	Conclusiones	46
3.3.	El algoritmo de descomposición	46
3.3.1.	La estructura	46
3.3.2.	Agrupamiento nodal	48
3.3.3.	Métodos de convolución	51
3.4.	Implementación y medidas	54
3.4.1.	Dispersión de energía	54
3.4.2.	Medida armónica	55
3.4.2.1.	Armónicos estacionarios	57
3.4.2.2.	Armónicos fluctuantes	63
3.4.2.3.	Armónicos con ruido	70
3.5.	Conclusiones	73
4.	La medida de eventos de tensión	77
4.1.	Introducción	78
4.2.	Selección de la familia wavelet	79
4.3.	Implementación del método	79
4.3.1.	Módulo de generación	80
4.3.2.	Módulo de cálculo	80
4.3.2.1.	Retraso en los filtros digitales	80
4.3.2.2.	Efectos de la convolución	82
4.3.2.3.	Implementación del sistema de detección	86
4.3.2.4.	El cálculo del valor eficaz	90
4.4.	Caracterización del método	91
4.4.1.	Variaciones de amplitud	95
4.4.1.1.	Conclusiones	98
4.4.2.	Variaciones de duración	99
4.4.2.1.	Conclusiones	101
4.4.3.	Variaciones de fase	102
4.4.3.1.	Conclusiones	104
4.5.	Verificación del método	105
4.5.1.	Verificación de la influencia de la frecuencia	106
4.5.2.	Verificación de la precisión amplitud-duración	107
4.5.3.	Conclusiones	109
4.6.	Conclusiones	110

5. Conclusiones generales	113
5.1. Aportaciones de la tesis	113
5.2. Contribución a la medida de armónicos	115
5.3. Contribución a la medida de eventos de tensión	116
5.4. Posibles desarrollos futuros	116
A. Sistema automático	119
A.1. Módulo Usuario	120
A.2. Módulo Función Generador	120
A.3. Módulo Familia Wavelet	120
A.4. Módulo Función Cálculo	121
A.5. Sub-módulo Función Error RMS	121
A.6. Sub-módulo Almacenamiento	121
B. Interfaz gráfica para la caracterización de eventos	123
B.1. Requisitos	123
B.2. Implementación	124
C. Análisis de eventos. Módulo de generación	127
D. Ondas de ensayo para la caracterización de los algoritmos	129
D.1. Caracterización armónicos de tensión	130
D.2. Caracterización eventos de tensión	136
E. Resultados de caracterización de los algoritmos	217
E.1. Caracterización armónicos de tensión	218
E.1.1. Armónicos estacionarios	218
E.1.2. Armónicos fluctuantes	223
E.1.3. Armónicos con ruido	228
E.2. Caracterización eventos de tensión	229
E.2.1. Variaciones de amplitud	229
E.2.1.1. Interrupciones de tensión	229
E.2.1.2. Huecos de tensión	231
E.2.1.3. Sobretensiones	233
E.2.2. Variaciones de duración	235
E.2.2.1. Interrupciones de tensión	235
E.2.2.2. Huecos de tensión	237
E.2.2.3. Sobretensiones	239
E.2.3. Variaciones de fase	241
E.2.3.1. Interrupciones de tensión	241
E.2.3.2. Huecos de tensión	243
E.2.3.3. Sobretensiones	245

E.3. Verificación de la medida de eventos	247
F. Publicaciones científicas	249
Bibliografía	251
Acrónimos	266

Índice de figuras

1.1.	Evolución de la frecuencia industrial en P.T. Walqa	4
1.2.	Evolución de la tensión de suministro en P.T. Walqa	5
1.3.	Evolución del flicker en P.T. Walqa	7
1.4.	Evolución de un hueco de tensión en P.T. Walqa	10
1.5.	Evolución de un transitorio de tensión en P.T. Walqa	12
1.6.	Teoría de las componentes simétricas	14
1.7.	Evolución del desequilibrio de tensión en P.T. Walqa	14
1.8.	Descomposición onda teoría Fourier	15
1.9.	Evolución de los armónicos de tensión en P.T. Walqa	17
2.1.	Parámetros de configuración FFT	23
2.2.	Ventanas de ponderación FFT	24
2.3.	Variación de escalado y traslación wavelet Haar	27
2.4.	Descomposición del plano tiempo-frecuencia Fourier	31
2.5.	Descomposición del plano tiempo-frecuencia wavelet	31
3.1.	Transición frecuencial filtro paso bajo	38
3.2.	Banco de filtros wavelet	39
3.3.	Implementación de filtros recursivos y no recursivos	42
3.4.	Comparación coeficientes db5-db15	43
3.5.	Comparación comportamiento frecuencial filtros wavelet	44
3.6.	Coste computacional filtros wavelet	45
3.7.	Árbol de descomposición wavelet	48
3.8.	Identificación de espectro real	50
3.9.	Tipos de extensión minimización de los efectos de borde	53
3.10.	Comparación resultados métodos convolución	53
3.11.	Dispersión de energía en el espectro 0-2 500 Hz	56
3.12.	Resultados. Onda estacionaria en entorno comercial	58
3.13.	Resultados. Onda estacionaria para medidores de energía (I)	58
3.14.	Resultados. Onda estacionaria en subestación de distribución	59
3.15.	Resultados. Onda estacionaria para medidores de energía (II)	60

3.16.	Resultados. Onda estacionaria de pulso	61
3.17.	Resultados. Onda estacionaria diente de sierra	62
3.18.	Resultados. Onda estacionaria cuadrada	62
3.19.	Resultados. Onda fluctuante de pulso. Perfil constante . . .	65
3.20.	Resultados. Onda fluctuante diente de sierra. Perfil constante	65
3.21.	Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil constante . . .	66
3.22.	Resultados. Onda fluctuante contadores energía. Perfil lineal	66
3.23.	Resultados. Onda fluctuante en subestación. Perfil lineal . .	67
3.24.	Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil lineal	68
3.25.	Resultados. Onda fluctuante contador. Perfil exponencial . .	68
3.26.	Resultados. Onda fluctuante en subestación. Perfil exponencial	69
3.27.	Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil exponencial . .	69
3.28.	Resultados armónicos ensayo con ruido (I)	71
3.29.	Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido SNR = 30 dB . .	72
3.30.	Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido SNR = 25 dB . .	72
3.31.	Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido SNR = 25 dB . .	72
4.1.	Diferencia en la implementación de un filtro FIR e IIR	81
4.2.	Estudio del retraso para el filtro Butterworth de orden 29 . .	82
4.3.	Resultados de convolución mediante ASYM	83
4.4.	Resultados de convolución mediante ASYMW	83
4.5.	Resultados de convolución mediante SYM	84
4.6.	Resultados de convolución mediante SYMW	84
4.7.	Resultados de convolución mediante SMOOTH	85
4.8.	Resultados de convolución mediante ZPD	85
4.9.	Onda de salida sin corrección temporal	87
4.10.	Onda de salida con corrección temporal	87
4.11.	Procedimiento de cálculo del parámetro k	89
4.12.	Tipo I. Onda con contenido armónico fundamental	91
4.13.	Tipo II. Onda con contenido armónico variado	92
4.14.	Tipo III. Onda con contenido armónico de alta frecuencia . .	92
4.15.	Resultados correspondientes a variaciones de amplitud . . .	97
4.16.	Resultados correspondientes a variaciones de duración . . .	101
4.17.	Resultados correspondientes a variaciones de fase	104
4.18.	Resultados de verificación de la influencia de la frecuencia .	107
4.19.	Resultados de verificación de la precisión de la amplitud . .	108
4.20.	Resultados de verificación de la precisión de la duración . .	109
A.1.	Diagrama de flujo del sistema automático	120
B.1.	Interfaz gráfica	124

C.1.	Diagrama de flujo del generador de eventos de tensión . . .	128
D.1.	Onda ensayo TEST 1. Armónico estacionario	130
D.2.	Onda ensayo TEST 2. Armónico estacionario	130
D.3.	Onda ensayo TEST 3. Armónico estacionario	130
D.4.	Onda ensayo TEST 4. Armónico estacionario	131
D.5.	Onda ensayo TEST 5. Armónico estacionario	131
D.6.	Onda ensayo TEST 6. Armónico estacionario	131
D.7.	Onda ensayo TEST 7. Armónico estacionario	132
D.8.	Onda ensayo TEST 8. Armónico fluctuante	132
D.9.	Onda ensayo TEST 9. Armónico fluctuante	132
D.10.	Onda ensayo TEST 10. Armónico fluctuante	133
D.11.	Onda ensayo TEST 11. Armónico fluctuante	133
D.12.	Onda ensayo TEST 12. Armónico fluctuante	133
D.13.	Onda ensayo TEST 13. Armónico fluctuante	134
D.14.	Onda ensayo TEST 14. Armónico fluctuante	134
D.15.	Onda ensayo TEST 15. Armónico fluctuante	134
D.16.	Onda ensayo TEST 16. Armónico fluctuante	135
D.17.	Ondas ensayo armónicos ruido (I)	135
D.18.	Ondas ensayo armónicos ruido (II)	135
D.19.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales . .	136
D.20.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método wavelet .	136
D.21.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$.	137
D.22.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$.	137
D.23.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales .	138
D.24.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método wavelet .	138
D.25.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$.	139
D.26.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$.	139
D.27.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales .	140
D.28.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método wavelet .	140
D.29.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$.	141
D.30.	Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$.	141
D.31.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales	142
D.32.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método wavelet	143
D.33.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	144
D.34.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	145
D.35.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales	146
D.36.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método wavelet	147
D.37.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	148
D.38.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	149
D.39.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales	150

D.40.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método wavelet	151
D.41.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	152
D.42.	Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	153
D.43.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales . .	154
D.44.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método wavelet .	154
D.45.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$.	155
D.46.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$.	155
D.47.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales .	156
D.48.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método wavelet .	156
D.49.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	157
D.50.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	157
D.51.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales .	158
D.52.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método wavelet	158
D.53.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	159
D.54.	Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	159
D.55.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales . .	160
D.56.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet . .	160
D.57.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$.	161
D.58.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$.	161
D.59.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales . .	162
D.60.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet .	162
D.61.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$.	163
D.62.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$.	163
D.63.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales .	164
D.64.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet .	164
D.65.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	165
D.66.	Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	165
D.67.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales	166
D.68.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet	166
D.69.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	167
D.70.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	167
D.71.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales	168
D.72.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet	168
D.73.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	169
D.74.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	169
D.75.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales	170
D.76.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet	170
D.77.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	171
D.78.	Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	171
D.79.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales . .	172
D.80.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet .	172

D.81.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	173
D.82.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	173
D.83.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales	174
D.84.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet	174
D.85.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	175
D.86.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	175
D.87.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales	176
D.88.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet	176
D.89.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	177
D.90.	Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	177
D.91.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales	178
D.92.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet	179
D.93.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	180
D.94.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	181
D.95.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales	182
D.96.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet	183
D.97.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	184
D.98.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	185
D.99.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales	186
D.100.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet	187
D.101.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	188
D.102.	Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	189
D.103.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales	190
D.104.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet	191
D.105.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	192
D.106.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	193
D.107.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales	194
D.108.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet	195
D.109.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	196
D.110.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$	197
D.111.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales	198
D.112.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet	199
D.113.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$	200
D.114.	Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$	201
D.115.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales	202
D.116.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet	203
D.117.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$	204
D.118.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$	205
D.119.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales	206
D.120.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet	207
D.121.	Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$	208

D.122. Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$. . .	209
D.123. Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales . . .	210
D.124. Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet . . .	211
D.125. Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$. . .	212
D.126. Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$. . .	213
D.127. Verificación de la influencia de la frecuencia	214
D.128. Verificación de la precisión amplitud-frecuencia. E1-E6 . . .	214
D.129. Verificación de la precisión amplitud-frecuencia. E7-E12 . .	215

Índice de tablas

1.1.	Límites armónicos según norma UNE-EN 50160:2011	16
1.2.	Límites armónicos según P.O. Red Eléctrica de España	17
3.1.	Lista de filtros wavelet ensayados	40
3.2.	Resumen del árbol de descomposición wavelet	48
4.1.	Ensayos para la determinación del parámetro k	89
4.2.	Resultados para la determinación del parámetro k	90
4.3.	Configuración de los ensayos de eventos de tensión	94
4.4.	Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Interrupciones	96
4.5.	Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Huecos	96
4.6.	Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Sobretensiones	96
4.7.	Comparación de errores. Variaciones de amplitud	98
4.8.	Variaciones de duración. RMS. Interrupciones de tensión	100
4.9.	Variaciones de duración. RMS. Huecos de tensión	100
4.10.	Variaciones de duración. RMS. Sobretensiones	100
4.11.	Comparación de errores. Variaciones de duración	102
4.12.	Variaciones de fase. RMS. Interrupciones	103
4.13.	Variaciones de fase. RMS. Huecos de tensión	103
4.14.	Variaciones de fase. RMS. Sobretensiones	103
4.15.	Comparación de errores. Variaciones de fase	105
4.16.	Configuración para la verificación del umbral del algoritmo	106
4.17.	Configuración para la verificación de la precisión del algoritmo	107
E.1.	Resultados Test 1. Onda contenido armónico entorno comercial	218
E.2.	Resultados Test 2. Onda contadores de energía (I)	218
E.3.	Resultados Test 3. Onda según normativa IEEE 519-1992	218
E.4.	Resultados Test 4. Onda de contadores de energía (II)	219
E.5.	Resultados Test 5. Onda tipo triangular	219
E.6.	Resultados Test 6. Onda diente de sierra	220
E.7.	Resultados Test 7. Onda cuadrada	221
E.8.	Resultados Test 8. Onda pulso fluctuante perfil constante	223

E.9.	Resultados Test 9. Onda diente de sierra perfil constante . .	223
E.10.	Resultados Test 10. Onda cuadrada perfil constante	225
E.11.	Resultados Test 11. Onda fluctuante contador perfil lineal .	225
E.12.	Resultados Test 12. Onda fluctuante IEEE 519-1992 lineal .	225
E.13.	Resultados Test 13. Onda cuadrada fluctuante perfil lineal .	226
E.14.	Resultados Test 14. Onda contadores perfil exponencial . . .	227
E.15.	Resultados Test 15. Onda IEEE 519-1992 exponencial . . .	227
E.16.	Resultados Test 16. Onda cuadrada perfil exponencial . . .	227
E.17.	Resultados armónicos ruido. Onda contadores con SNR = 30	228
E.18.	Resultados armónicos ruido. Onda contadores con SNR = 25	228
E.19.	Resultados armónicos ruido. Onda contadores con SNR = 20	228
E.20.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Interrupciones de tensión .	229
E.21.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Comparación. Interrupciones	229
E.22.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Interrupciones de tensión	229
E.23.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación. Interrup.	230
E.24.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Interrupciones de tensión	230
E.25.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación. Interrup.	230
E.26.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Huecos de tensión	231
E.27.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Comparación. Huecos . . .	231
E.28.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Huecos de tensión	231
E.29.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación. Huecos . .	232
E.30.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Huecos de tensión	232
E.31.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación. Huecos . .	232
E.32.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Sobretensiones	233
E.33.	Variaciones de amplitud. Tipo I. Comparación. Sobretensión	233
E.34.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Sobretensiones	233
E.35.	Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación. Sobretensión	234
E.36.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Sobretensiones	234
E.37.	Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación. Sobretensión	234
E.38.	Variaciones de duración. Tipo I. Interrupciones de tensión .	235
E.39.	Variaciones de duración. Tipo I. Comparación. Interrupción	235
E.40.	Variaciones de duración. Tipo II. Interrupciones de tensión .	235
E.41.	Variaciones de duración. Tipo II. Comparación. Interrupción	236
E.42.	Variaciones de duración. Tipo III. Interrupciones de tensión	236
E.43.	Variaciones de duración. Tipo III. Comparación. Interrupción	236
E.44.	Variaciones de duración. Tipo I. Huecos de tensión	237
E.45.	Variaciones de duración. Tipo I. Comparación. Huecos . . .	237
E.46.	Variaciones de duración. Tipo II. Huecos de tensión	237
E.47.	Variaciones de duración. Tipo II. Comparación. Huecos . . .	238
E.48.	Variaciones de duración. Tipo III. Huecos de tensión	238
E.49.	Variaciones de duración. Tipo III. Comparación. Huecos . .	238

E.50.	Variaciones de duración. Tipo I. Sobretensiones	239
E.51.	Variaciones de duración. Tipo I. Comparación. Sobretensión	239
E.52.	Variaciones de duración. Tipo II. Sobretensiones	239
E.53.	Variaciones de duración. Tipo II. Comparación. Sobretensión	240
E.54.	Variaciones de duración. Tipo III. Sobretensiones	240
E.55.	Variaciones de duración. Tipo III. Comparación. Sobretensión	240
E.56.	Variaciones de fase. Tipo I. Interrupciones de tensión	241
E.57.	Variaciones de fase. Tipo I. Comparación. Interrupciones	241
E.58.	Variaciones de fase. Tipo II. Interrupciones de tensión	241
E.59.	Variaciones de fase. Tipo II. Comparación. Interrupciones	242
E.60.	Variaciones de fase. Tipo III. Interrupciones de tensión	242
E.61.	Variaciones de fase. Tipo III. Comparación. Interrupciones	242
E.62.	Variaciones de fase. Tipo I. Huecos de tensión	243
E.63.	Variaciones de fase. Tipo I. Comparación. Huecos	243
E.64.	Variaciones de fase. Tipo II. Huecos de tensión	243
E.65.	Variaciones de fase. Tipo II. Comparación. Huecos	244
E.66.	Variaciones de fase. Tipo III. Huecos de tensión	244
E.67.	Variaciones de fase. Tipo III. Comparación. Huecos	244
E.68.	Variaciones de fase. Tipo I. Sobretensiones	245
E.69.	Variaciones de fase. Tipo I. Comparación. Sobretensiones	245
E.70.	Variaciones de fase. Tipo II. Sobretensiones	245
E.71.	Variaciones de fase. Tipo II. Comparación. Sobretensiones	246
E.72.	Variaciones de fase. Tipo III. Sobretensiones	246
E.73.	Variaciones de fase. Tipo III. Comparación. Sobretensiones	246
E.74.	Resultados de verificación de la influencia de la frecuencia	247
E.75.	Resultados de verificación de la precisión amplitud-frecuencia	247

Introducción

En la actualidad, la rápida evolución de la tecnología está motivando un crecimiento exponencial en el uso de cargas no lineales, como fuentes de alimentación conmutadas, iluminación fluorescente o lámparas de bajo consumo. Además, la firme apuesta de las instituciones por el desarrollo de fuentes de generación distribuida, como plantas fotovoltaicas o parques eólicos, está modificando el actual escenario energético hacia redes de distribución y transporte más difíciles de controlar y estimar. Esto conlleva una nueva realidad metrológica, donde los armónicos de tensión y corriente y los eventos de tensión cobran especial relevancia a la hora de cuantificar los parámetros eléctricos tradicionales. Las distorsiones que llegan de estas fuentes de generación renovables son mayores y más difícilmente cuantificables en comparación con aquellas provenientes de grandes centrales de generación. Es por ello que las magnitudes de potencia y energía son más complicadas de medir de forma correcta mediante los métodos tradicionales de análisis de calidad de red [1].

Las herramientas matemáticas recogidas en la actual normativa de calidad de red [2] adolecen de un pésimo comportamiento a la hora de ser aplicadas a determinadas ondas distorsionadas con características fluctuantes [3]. Por tanto, en lo que a métodos matemáticos se refiere, este nuevo paradigma energético demanda algoritmos de medida renovados, en consonancia con las nuevas técnicas de operación del sistema eléctrico.

En respuesta a esta situación y durante los últimos años, este problema se ha solucionado parcialmente mediante el empleo de nuevas herramientas de análisis, entre las que destaca la transformada wavelet. En lo relativo a monitorización, multitud de autores han realizado avances en dicha transformada obteniendo resultados prometedores [4–13]. Por ejemplo, en los últimos años se ha utilizado el análisis multi-resolución (adaptación de la transformada wavelet) en aspectos muy diversos de la ingeniería eléctrica, desde el desarrollo de métodos predictivos [14, 15] hasta el análisis de series temporales no lineales [16].

Tras realizar una exhaustiva revisión del estado del arte en el campo de la medida de armónicos y eventos de tensión, se han detectado varias carencias importantes que motivaron la investigación realizada por el autor en los últimos años. En las siguientes líneas se exponen los hallazgos encontrados, para que de esta manera el lector pueda vislumbrar los aspectos en los que esta tesis hará hincapié complementando dichos puntos “débiles”.

Aunque las familias wavelet están siendo utilizadas en un sinfín de aplicaciones ingenieriles, sorprendentemente no hay ningún tipo de investigación publicada donde se describa una metodología, clara y objetiva, referente a la selección de dichas familias wavelet. Es cierto que existen gran cantidad de artículos en referencia al uso de la transformada wavelet, pero en ninguno de ellos se explica la razón de utilizar una familia wavelet determinada frente a las demás. Por ejemplo, en [17] se exponen, de forma superficial, algunos conceptos a tener en cuenta a la hora de seleccionar la familia wavelet, pero centrándose únicamente en las wavelets Daubechies (db1, db4, db24 y db40). Un año más tarde, en [18] se vuelven a utilizar varias de las familias wavelet anteriormente citadas, pero sin justificación técnica alguna.

De forma similar ocurre con la medida del contenido armónico mediante la transformada wavelet. Los avances más significativos en esta materia solo incluyen desarrollos con anchos de banda muy limitados [19], o con obtenciones parciales de los ordenes armónicos impares [20,21]. Otros autores han orientado su investigación a la medida de parámetros secundarios, de acuerdo a la norma internacional IEEE 1159-2008, como es el caso del THD [22]. En ningún caso de los revisados se presenta un sistema completo de medida de armónicos, como sí que se va a realizar en esta tesis.

En referencia a la caracterización de eventos de tensión, sucede de forma parecida a lo observado en los armónicos, encontrando escasos trabajos de investigación, posiblemente frenados por la nula actualización de las normativas vigentes referentes a nuevos métodos de medida. Por ejemplo, en la reciente edición de la norma [2] todavía se contemplan los métodos tradicionales de medida de eventos de tensión basados en el cálculo del valor eficaz. Esto deriva en una falta de sensibilidad y precisión de los algoritmos frente a eventos “no ideales”, yendo en oposición a lo que realmente se necesita en la actualidad: medidas con una gran precisión temporal. Referente a la selección de la mejor familia wavelet, ocurre igual que en el caso anterior, donde los autores no establecen unas pautas concretas que garanticen la validez del proceso de selección [11,23].

En este sentido, la presente tesis intenta completar estos “vacíos” detectados, aportando una metodología clara y objetiva a la hora de implementar los nuevos métodos de medida de armónicos y eventos de tensión. De la misma manera, para comprobar la validez de los resultados alcanzados, se llevarán a cabo completas baterías de ensayo donde se simulen condiciones de medida no contempladas hasta el momento.

De acuerdo a lo citado anteriormente, esta memoria de tesis se ha estructurado en 5 capítulos principales:

- El primer capítulo explica, de forma descriptiva, cada uno de los parámetros recogidos en la normativa sobre el ensayo y medida de la calidad de suministro en redes eléctricas [24,25], así como los límites aplicables a cada uno de ellos [26]. Esta parte ayudará al lector a situar y enfocar el objeto de esta tesis: el desarrollo de nuevos métodos para la mejora de la medida de armónicos y eventos de tensión.
- El segundo capítulo describe las generalidades y la forma de aplicación de las dos transformadas matemáticas que se van a comparar en la presente tesis: la transformada de Fourier y la transformada wavelet. Durante el desarrollo de la sección se ha particularizado el empleo de ambas herramientas a la medida de parámetros de calidad de red, resaltando los pros y contras de su uso en este campo de la ingeniería.
- El tercer capítulo incluye la descripción del algoritmo diseñado para la medida de armónicos. Durante el desarrollo de esta capítulo se repasan los aspectos concretos necesarios para entender el esquema propuesto en comparación al método de la transformada de Fourier. Además, se incluye un completo estudio sobre la selección de la familia wavelet más adecuada, lo que sin duda afianza los resultados parciales obtenidos. Más tarde se aplica el algoritmo desarrollado a la medida de contenido armónico bajo condiciones estacionarias. Posteriormente se analizan formas de onda correspondientes a tensiones fluctuantes y con ruido superpuesto. La validación del algoritmo se realiza mediante la aplicación del sistema de descomposición a ondas definidas en la normativa existente e incluso a otras más complejas [27], comparando los resultados con aquellos obtenidos mediante la transformada de Fourier.
- El cuarto capítulo describe el método de detección de eventos de tensión. Mediante las conclusiones parciales obtenidas en el capítulo anterior, se desarrolla un método que mejora notablemente lo adoptado en la normativa vigente de calidad de red sobre la monitorización de eventos de tensión [2]. El nuevo algoritmo permite la medida de eventos de tensión o transitorios con una resolución mucho mayor a lo descrito hasta el momento. Para validar los resultados, adicionalmente se desarrolla una herramienta gráfica de análisis que permite visualizar en tiempo real los dos parámetros más importantes a la hora de cuantificar el evento de tensión: amplitud y duración. De esta manera, en esta sección se incluye una extensa batería de ensayos referente a variaciones de amplitud, duración y fase de los eventos de tensión, para pasar a validar el método propuesto según las directrices de la norma [28].

- El quinto y último capítulo de la tesis incluye las conclusiones derivadas del trabajo realizado. Este capítulo se subdivide en 4 apartados: aportaciones generales de la tesis, contribución a la medida de armónicos, contribución a la medida de eventos de tensión y ya por último, posibles desarrollos futuros.

La última parte del presente documento corresponde a los anexos, donde se incluye información sobre los módulos diseñados, los ensayos realizados y los resultados obtenidos, tanto para la validación del esquema de descomposición armónica como para el algoritmo de detección de eventos de tensión. Asimismo, se incluyen referencias a las publicaciones científicas derivadas de la presente tesis.

Capítulo 1

La calidad de red

El imparable desarrollo de la tecnología ha provocado un aumento exponencial de los sistemas electrónicos de potencia. Este tipo de dispositivos perturban en gran medida la red de distribución y transporte de energía eléctrica, provocando efectos perjudiciales en esta, lo que se traduce en un aumento de pérdidas eléctricas, mayor distorsión en la onda o variaciones en la frecuencia de la tensión de alimentación, provocando funcionamientos anómalos en ciertas máquinas eléctricas. Adicionalmente, la nueva realidad energética basada en unidades de generación distribuida no hace más que acrecentar los problemas a la hora de cuantificar los valores reales de las magnitudes eléctricas. Por este motivo, son diversos los documentos que establecen límites sobre los distintos parámetros de calidad de red y que poco a poco tendrán que adaptarse a estos cambios. Este primer capítulo trata de ofrecer una visión amplia y completa de la calidad de red, parámetros que la caracterizan y métodos de medida aplicables para cada uno de ellos.

1.1. Calidad de servicio

Aunque no hay una definición única del término *calidad de red*, este se utiliza como sinónimo de fiabilidad de suministro para indicar la existencia de una adecuada política de gestión en la generación, transporte y distribución de la energía eléctrica, incluyendo, por supuesto, todo lo referente a la calidad de la tensión suministrada. Es por ello que el término *calidad de servicio* sea aceptado como identidad de *calidad de red* puesto que abarca los tres pilares básicos sobre los que descansa su definición según IEEE [29]:

- Fiabilidad en el suministro
- Calidad en la potencia eléctrica ofrecida
- Provisión de información de cara al usuario

Por encima de todo, la calidad de red nos indica el grado con el que una instalación eléctrica soporta la operación eficiente y fiable cuando es sometida a su régimen de operación. Fundamentalmente, la calidad se degrada por las perturbaciones ocurridas en el interior de la instalación o por las que proceden del exterior. El término calidad de red, como gran desconocido, es infravalorado por la mayoría de las empresas. Es por ello que cuando suceden problemas en el suministro eléctrico derivados de una mala calidad de red, las empresas suelen culpar inicialmente a la compañía eléctrica. En la realidad, cerca del 70 % de los incidentes producidos corresponden a deficiencias internas en las instalaciones o a perturbaciones eléctricas excesivas por el abundante uso de sistemas electrónicos: elevado número de equipos informáticos, existencia de variadores de velocidad en máquinas rotativas, balastos electrónicos en la iluminación o cables largos y de reducida sección. Durante su funcionamiento normal, estos equipos pueden producir perturbaciones eléctricas que se transmiten por el interior de la instalación eléctrica, ocasionando pérdidas de producción, y por ende disminución de beneficios. Por tanto, es de vital importancia que la calidad de red sea objeto de atención en todos los niveles organizativos: desde los operadores del sistema eléctrico, compañías de distribución eléctrica, hasta el último usuario doméstico.

Juzgando el contenido de las innumerables contribuciones al término calidad de red en los últimos años, este está siendo utilizado para denotar la calidad de la onda de tensión en el sentido más amplio de la palabra [30–33], de acuerdo a los parámetros de calidad de red que se van a presentar a lo largo del presente capítulo. De esta manera, la evaluación conjunta de dichos parámetros permitirá evaluar, diagnosticar y solucionar los problemas derivados de una tensión alejada de la onda sinusoidal ideal.

1.2. Perturbaciones en la calidad de red

En el contexto de la calidad de red, una perturbación es una desviación temporal con respecto a los valores nominales de referencia. Esta desviación puede deberse a faltas eléctricas de corta duración o a cambios repentinos en la operación normal del sistema de potencia. Las definiciones de este tipo de perturbaciones están recogidas en el diccionario electrotécnico internacional [34], y con más detalle en la normativa vigente sobre técnicas y métodos de medida de la IEC [2]. En este sentido, los parámetros más importantes de calidad de red son:

- Frecuencia industrial
- Amplitud de la tensión de suministro
- Flicker
- Huecos de tensión, interrupciones y sobretensiones temporales

- Tensiones transitorias
- Desequilibrios de la tensión de suministro
- Armónicos de tensión
- Interarmónicos de tensión

A continuación se describe cada uno de los parámetros de calidad de red enumerados en la lista anterior, de acuerdo a las definiciones contempladas en la normativa internacional y demás documentos de consulta [2, 26].

1.2.1. Frecuencia industrial

La frecuencia es uno de los parámetros más importantes en la evaluación de un sistema de suministro eléctrico en corriente alterna. La frecuencia, como único parámetro compartido por la totalidad de la red eléctrica interconectada, requiere de un control centralizado y especializado que gestione de forma efectiva su evolución. En caso contrario, podrían aparecer efectos indeseados a escala global, comprometiendo la estabilidad del sistema [35].

Un control efectivo sobre la generación y la demanda en cada sector de la red por parte del operador del sistema, así como una buena colaboración entre los distintos organismos internacionales que gestionan el sistema eléctrico, asegura que la frecuencia pueda ser mantenida dentro de unos límites de operación relativamente estrechos [26].

Para asegurar que las características de la onda de tensión corresponden a niveles adecuados, se hace uso de equipos de medida digitales. Atendiendo a sus características de diseño, la norma internacional [2] establece que todo equipo de medida deberá proporcionar valores de frecuencia industrial cada 10 segundos en el canal de referencia. Debido a las pequeñas variaciones de dicho parámetro, el número de ciclos a considerar no es, generalmente, un número entero. Por este motivo, la medida de la frecuencia industrial se define como la relación entre el número de periodos enteros, contados durante el intervalo de tiempo de reloj de 10 s, dividido por el tiempo acumulado entre periodos enteros. Atendiendo a criterios de dispersión de los valores, la incertidumbre de la medida de frecuencia en los rangos de uso de 42,5 Hz \sim 57,5 Hz (sistemas eléctricos con frecuencia nominal de 50 Hz) y 51 Hz \sim 69 Hz (redes eléctricas cuya frecuencia industrial nominal es de 60 Hz) deberá encontrarse siempre en el intervalo de ± 10 mHz.

Según los valores establecidos en la norma europea de referencia sobre las características de la tensión en sistemas públicos de distribución [26], la frecuencia nominal de la tensión suministrada deberá ser igual a 50 Hz. En condiciones normales de explotación, el valor medio de la frecuencia fundamental medida en periodos de 10 s debe situarse en los intervalos mostrados a continuación de acuerdo al tipo de conexión de los sistemas eléctricos:

- Redes acopladas por conexiones síncronas a sistemas interconectados:
 - 50 Hz $\pm 1\%$ (de 49,5 Hz a 50,5 Hz) durante el 99,5 % de un año
 - 50 Hz $+4\%/-6\%$ (de 47 Hz a 52 Hz) durante el 100 % del tiempo
- Redes sin conexión síncrona a un sistema interconectado (redes en isla):
 - 50 Hz $\pm 1\%$ (de 49 Hz a 51 Hz) durante el 95 % de una semana
 - 50 Hz $+15\%$ (de 42,5 Hz a 57,5 Hz) durante el 100 % del tiempo

Como ejemplo, en la figura 1.1 se muestra la evolución real de la frecuencia a lo largo de 2,7 horas de medida (1 dato cada 10 segundos) en un centro de transformación de distribución del parque tecnológico Walqa (Huesca).

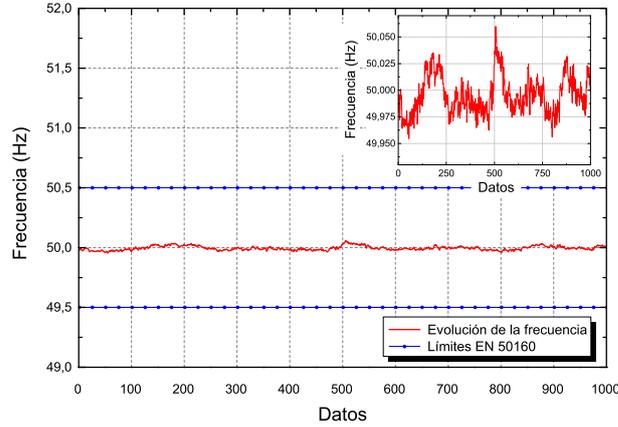


Figura 1.1: Evolución de la frecuencia industrial en el P.T. Walqa

A partir de la figura 1.1 se comprueba que los datos de frecuencia medidos en el parque tecnológico Walqa se encuentran dentro de los límites anteriormente expuestos.

1.2.2. Amplitud de la tensión de suministro

La medida de la amplitud de suministro se corresponde con el parámetro más extendido en lo que a medidas eléctricas se refiere. Coloquialmente conocido como “la medida de la tensión”, la amplitud de la tensión se calcula según la definición formal del valor eficaz:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t)^2 dt} \quad (1.1)$$

Para su implementación en sistemas de medida digitales, su equivalencia discreta queda definida por (1.2). De este modo, la amplitud de la tensión de

suministro debe medirse en intervalos de tiempo de 10 periodos, para redes de 50 Hz, o intervalos de 12 periodos para redes de 60 Hz [26].

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (1.2)$$

siendo N el número de muestras totales para el periodo de análisis.

Referente a la incertidumbre de la medida, esta no debe sobrepasar el 0,1 % de la tensión de entrada declarada en el rango de 10 % ~ 150 % para equipos de clase A. Si se trata de equipos de clase S, la incertidumbre será menor al 0,5 % en el rango de 20 % ~ 120 %. En condiciones normales de operación, excluyendo los periodos marcados por eventos de tensión, las variaciones de tensión no deberán exceder del $\pm 10\%$ de la tensión nominal U_n durante el 95 % del tiempo correspondiente a 1 semana. Si se evalúa la campaña de medición completa, la totalidad de valores deberán estar entre $0,85 \cdot U_n$ y $1,10 \cdot U_n$.

En la figura 1.2 aparece la evolución real del valor eficaz (RMS) correspondiente a 200 segundos de medida en el centro de transformación del parque tecnológico Walqa.

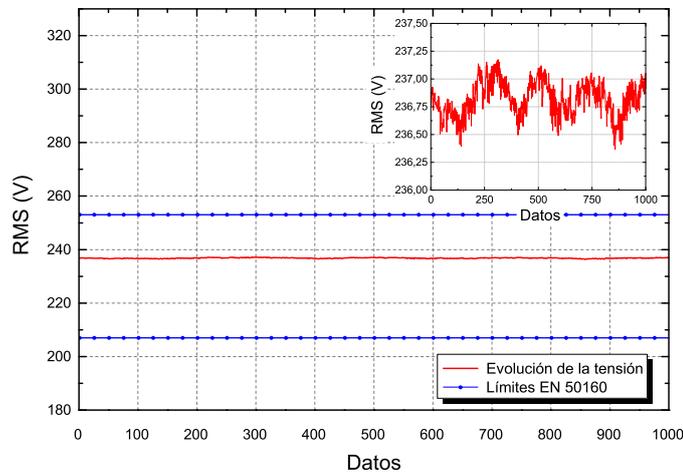


Figura 1.2: *Evolución de la amplitud de la tensión de suministro en el P.T. Walqa*

Como ocurría en el caso de la frecuencia, los valores obtenidos en el centro de transformación del parque tecnológico se encuentran holgadamente dentro de los límites especificados por la normativa de calidad de red.

1.2.3. Flicker

Se usa el término flicker para referirse a la impresión subjetiva de un ser humano cuando es sometido a cambios en la intensidad de iluminación proveniente de las fuentes luminosas que le rodean.

Desde un punto de vista eléctrico, el flicker es causado por fluctuaciones de tensión de pequeña amplitud en comparación con la tensión nominal de alimentación de la fuente eléctrica luminosa. Esto provoca que el ojo humano experimente variaciones físicas en cuanto al tamaño de la pupila, motivadas principalmente por las fluctuaciones lumínicas que esta recibe [36]. Estos cambios de tensión contraen y expanden la pupila de forma cíclica, modificando la cantidad de luz que alcanza la retina, llegando a provocar un estrés perjudicial para el nervio óptico. Aquellas variaciones por debajo de la frecuencia de fusión [37] (frecuencia a la cual una luz intermitente parece constante) y a una determinada profundidad de modulación, provocan el citado efecto flicker [38]. Este estrés visual puede provocar efectos fisiológicos importantes, tales como migrañas, irritabilidad o en algunos casos hasta ataques epilépticos [39].

La ecuación (1.3) muestra la expresión general que modela una onda de tensión causante de flicker, según una modulación de amplitud sinusoidal:

$$v(t) = A \cos \omega_p t \cdot (1 + m \cos \omega_m t) \quad (1.3)$$

donde $v(t)$ es la tensión nominal de alimentación con una amplitud A pulsando a la frecuencia angular ω_p . El parámetro m es la amplitud de la tensión sinusoidal de fluctuación que modula la portadora a una frecuencia angular ω_m .

De la misma manera, puede obtenerse la ecuación para una onda de tensión modulada por una onda rectangular:

$$v(t) = A \cos \omega_p t \cdot [1 + m \frac{1}{2} \text{signo}(\cos \omega_m t)] \quad (1.4)$$

La medición del flicker no resulta en absoluto sencilla al tratarse de una magnitud subjetiva. El proceso de medida viene descrito en la norma internacional sobre las especificaciones de diseño y características que deben tener los medidores de flicker [40]. Utilizando este dispositivo, y por medio de filtros que simulan el comportamiento del conjunto lámpara-ojo-cerebro, se llega a cuantificar dicho efecto mediante el parámetro estadístico P_{st} . Dichos filtros fueron obtenidos empíricamente mediante ensayos con seres humanos, sometiéndolos a diferentes niveles de luminosidad mientras realizaban tareas cotidianas como ver la televisión, leer el periódico o cocinar [41].

El parámetro estadístico P_{st} se define de acuerdo a (1.5).

$$P_{st} = \sqrt{0,0314 P_{0,1} + 0,0525 P_{1s} + 0,0657 P_{3s} + 0,28 P_{10s} + 0,08 P_{50s}} \quad (1.5)$$

donde los percentiles $P_{0,1}$, P_{1s} , P_{3s} , P_{10s} , P_{50s} son los niveles instantáneos de flicker excedidos durante el 0,1, 1, 3, 10 y 50 % del tiempo de observación. El sufijo s indica que esos percentiles son alisados [40].

Así, la medida de flicker se realiza cada 10 minutos, obteniéndose un valor de P_{st} (flicker de corta duración). Cada 12 valores de P_{st} o 2 horas de medida, se obtiene otro parámetro de caracterización del flicker, el P_{lt} o flicker de larga duración (1.6).

$$P_{lt} = \frac{\sqrt[3]{\sum_{i=1}^{12} P_{sti}^3}}{12} \quad (1.6)$$

La normativa de referencia [40] establece además una serie de pautas para el ensayo de los equipos de medición de flicker. La medida obtenida en un medidor de flicker para un P_{st} ideal igual a la unidad deberá estar comprendida en el rango de $1,00 \pm 5\%$. De esta manera, y de forma general, la normativa sobre límites de emisión de flicker [42] establece que aquellos valores correspondientes a $P_{st} > 1$ y $P_{lt} > 0,65$ son considerados perjudiciales para la salud humana, pudiendo provocar molestias en personas sujetas a dichas variaciones de luminosidad. Por otra parte, en la norma relativa a límites para sistemas públicos de distribución eléctrica [26], solo queda establecido el valor máximo de P_{lt} , correspondiendo a 1 p.u.

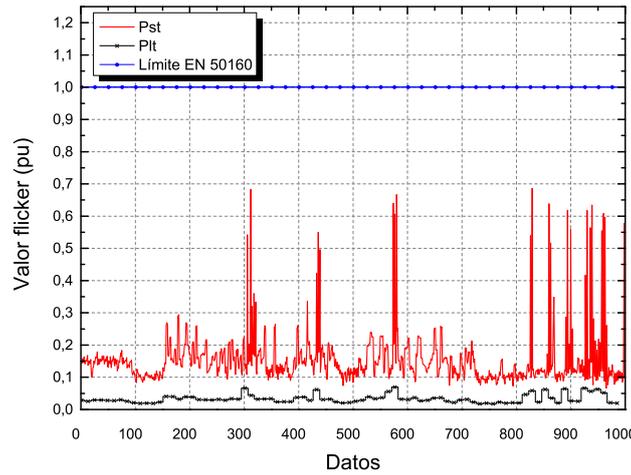


Figura 1.3: Evolución del flicker en el P.T. Walqa

En la figura 1.3 se muestra la evolución real del flicker en función de sus dos parámetros característicos: P_{st} y P_{lt} . La medida se realizó, una vez más,

en las instalaciones de la Fundación para el Desarrollo de Nuevas Tecnologías del Hidrógeno en Aragón, en el parque tecnológico Walqa. La duración de los datos representados corresponden a una campaña de medida de 7 días. Puede comprobarse cómo los valores obtenidos se encuentran por debajo de los límites fijados por la normativa correspondiente.

1.2.4. Huecos, interrupciones y sobretensiones

La norma sobre calidad de red define el hueco de tensión como una reducción súbita de la tensión en un punto particular del sistema eléctrico por debajo de un umbral especificado seguido de una recuperación progresiva hasta su valor nominal. La duración mínima del hueco de tensión se fija en 10 ms. Este tipo de fenómeno se observa frecuentemente en redes con una cierta ocurrencia de cortocircuitos eléctricos. Los fallos de aislamiento, debidos principalmente a descargas atmosféricas o a sobretensiones de maniobra, causan cortocircuitos entre puntos con diferente potencial eléctrico (fase-tierra, fase-fase, fase-fase-tierra o trifásico). Como consecuencia, se produce un arco eléctrico de alta corriente que deriva en una importante caída de tensión en la red, provocando una disminución repentina del valor eficaz asociado a la onda de tensión existente.

Las interrupciones se definen igual que los huecos de tensión, diferenciándose únicamente en el valor RMS alcanzado durante la ocurrencia del evento. Así, las interrupciones (excepto las anunciadas y previstas por la empresa suministradora, debidas a labores de mantenimiento, ampliación de la red, etc.), son consecuencia de los cortocircuitos que suceden en la red y en menor medida, a sobrecargas en el sistema. En estos casos, los elementos de protección situados en las subestaciones despejan la falta, provocando un *cero* de tensión característico mientras se restablece el suministro eléctrico. Para ambos fenómenos (huecos e interrupciones), la topología y configuración de la red eléctrica influyen directamente en la severidad del daño causado a la instalación y por tanto, al usuario final [24].

Las sobretensiones se definen como el aumento temporal de la amplitud de la tensión en un punto de la red eléctrica por encima de un nivel predeterminado. La naturaleza de las sobretensiones es variada pero generalmente se corresponde con descargas atmosféricas y faltas a tierra. Dichas faltas pueden provocar elevaciones de tensión de la tierra en puntos cercanos a la falta y a la subestación, propagándose rápidamente a lo largo de la línea eléctrica.

De acuerdo a lo anteriormente expuesto, estos fenómenos se clasifican en función de la tensión alcanzada durante el evento. Además de la amplitud final, la duración del evento es otro factor importante a tener en cuenta. En este sentido, los eventos de tensión pueden definirse como perturbaciones electromagnéticas bidimensionales caracterizadas por dos magnitudes: tensión residual o profundidad y duración.

Revisando las definiciones recogidas en la norma sobre medida de parámetros de calidad de red [2], aparecen los siguientes conceptos:

Tensión de referencia (U_{ref})

La tensión de referencia es equivalente a la tensión de suministro declarada, U_c . Esta tensión es generalmente la tensión nominal U_n de la red, aunque si como consecuencia de un acuerdo entre el distribuidor y el cliente se aplica una tensión de suministro diferente a la nominal, esta tensión es la tensión de suministro declarada.

Tensión residual (U_{res})

Estableciendo la referencia de tensión en su valor nulo, se define la tensión residual como la diferencia entre el mínimo (máximo) valor de tensión sostenido durante el hueco o interrupción (sobretensión) y la referencia de tensión. Según la norma internacional sobre técnicas de medida de parámetros de calidad de red [2], la tensión residual se calcula a partir de los valores obtenidos según los métodos tradicionales $U_{rms(1/2)}$ ¹ o $U_{rms(1)}$ ² durante la perturbación.

Profundidad de hueco/interrupción/sobretensión

Se define como la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión residual expresado en voltios o en valores según un *sistema por unidad* de la tensión de referencia. En el caso de sobretensiones, este valor resultará negativo.

Umbral de hueco/interrupción/sobretensión

Valor de la tensión especificado para detectar el comienzo y el final de un hueco, interrupción o sobretensión. Dicho umbral se corresponde un porcentaje de la tensión declarada o de la tensión deslizante U_{sr} ³.

Para huecos, este umbral se fija generalmente en el 90 % o 0,9 pu de la tensión declarada. En el caso de interrupciones, el umbral de detección no debe fijarse por debajo de la incertidumbre de medida de la tensión residual más el valor de histéresis (2 %), quedando generalmente establecido en un 10 % de U_{ref} [43]. Referente a sobretensiones, el umbral de detección corresponde al 110 % de la tensión de referencia. En los tres casos, la normativa recomienda al usuario elegir un valor de umbral adecuado según la aplicación a la cual se destina el sistema de medida [2].

¹Valor de la tensión eficaz medida en un periodo, comenzando en un paso por cero de la componente fundamental, y refrescada cada semiperiodo

²Valor de la tensión eficaz medida en un periodo, y refrescada en cada periodo

³La referencia de tensión deslizante no se utiliza en general en la redes de baja tensión.

Duración de hueco/interrupción/sobretensión

En sistemas monofásicos, un hueco de tensión o interrupción comienza cuando la tensión U_{rms} cae por debajo del umbral de hueco/interrupción y termina cuando la tensión es igual o superior al umbral de hueco/interrupción más la histéresis de tensión. En el caso de sobretensiones, el inicio del evento aparece cuando se supera el umbral de detección más la histéresis y finaliza cuando la tensión alcanza de nuevo el límite de detección.

En sistemas polifásicos, un evento trifásico (o de más fases) comienza cuando la tensión en cualquiera de sus fases cae por debajo del umbral definido y finaliza cuando la tensión en todas las fases es igual o superior a dicho umbral.

La duración de la campaña de medida depende de la aplicación a la que se destine la instalación del equipo registrador. Para otros parámetros como el flicker, armónicos o desequilibrios, la duración de las medidas podría limitarse a periodos cortos de tiempo, mientras que en eventos de tensión, dicha duración deberá ser sensiblemente mayor.

La figura 1.4 muestra la evolución de un hueco de tensión capturado en el CT de distribución de Walqa.

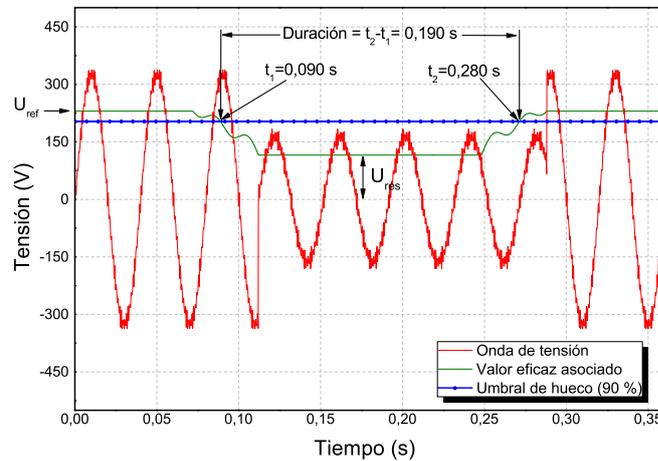


Figura 1.4: Evolución de un hueco de tensión monofásico en el P.T. Walqa

Como se desprende de la figura 1.4, la tensión cae hasta aproximadamente un 50 % del valor nominal para luego recuperarse a sus niveles iniciales U_{ref} . La duración aproximada del evento se establece en 190 ms, sin más que restar el tiempo de final de hueco t_2 al tiempo de inicio de hueco t_1 .

1.2.5. Tensiones transitorias

La normativa sobre medida de parámetros de calidad de red [2] trata principalmente los transitorios de las redes de baja tensión y no cubre los ocasionados por los interruptores de aislamiento gaseoso ni los que pudieran aparecer en redes de alta tensión.

En todas las redes de corriente alterna se pueden producir fenómenos transitorios en la onda de tensión, generalmente denominados “tensiones transitorias”. No obstante, en numerosos casos, la corriente transitoria puede ser más importante. La detección, clasificación y caracterización de las tensiones transitorias es un tema complejo objeto de estudio en la actualidad.

Estas tensiones transitorias, con frecuencias comprendidas en el rango de las centenas de hercios hasta las decenas de megahercios, pueden detectarse mediante la utilización de alguna de las técnicas contempladas en la norma sobre métodos de medida de calidad de red [2]:

Método comparativo

Es el método más simple de todos los mostrados. El transitorio se detecta cuando se sobrepasa un umbral fijo predeterminado [44]. Este método se utiliza en la detección de transitorios de tensión en dispositivos de protección contra las tensiones de choque.

Método de la envolvente

Similar al método comparativo, pero se suprime la componente fundamental antes del análisis. Utilizado en el caso de transitorios por acoplamiento inductivo.

Método de la ventana deslizante

Los valores instantáneos se comparan con los valores correspondientes del periodo precedente [45]. Se usa frecuentemente para la detección de transitorios de baja frecuencia en la conexión de baterías de condensadores (corrección del factor de potencia).

Método dv/dt

Cuando se excede un umbral prefijado referido a la evolución de la derivada de la tensión dv/dt , o pendiente de esta. Se aplica para la detección de transitorios debidos a la desconexión intempestiva de circuitos electrónicos de potencia.

Valor eficaz

Se calcula el valor eficaz utilizando un muestreo muy rápido, en intervalos muy inferiores al de un periodo de la componente fundamental, y se compara con un umbral determinado. Este método es utilizado cuando se necesita una detección muy rápida de los transitorios, por ejemplo

en el control de sobrecarga de un dispositivo de protección contra las tensiones de choque o de transferencia de cargas. Como contrapartida, es necesario utilizar frecuencias de muestreo muy elevadas para que la respuesta del método para la detección de transitorios sea adecuada.

Otros métodos alternativos

La norma sobre métodos de medida de calidad de red [2] permite el uso de otros métodos de detección, como por ejemplo los basados en la transformada de Fourier [46] u otros tipos de transformadas matemáticas como la transformada wavelet [47, 48].

Una vez detectado el transitorio mediante alguno de los métodos expuestos, este tiene que ser clasificado convenientemente. Los algoritmos que llevan a cabo esta tarea se basan en la medida de la tensión de cresta, los tiempos de subida del frente de subida o el coeficiente de amortiguación. La clasificación mediante herramientas de análisis más complejas, como sistemas de redes neuronales complementados por la transformada wavelet [49–51] o transformadas Slantlet aplicadas a sistemas difusos [52], está despertando el interés de la comunidad científica.

La figura 1.5 muestra una sucesión de transitorios registrados durante la campaña de medida en el parque tecnológico Walqa. Adicionalmente, se muestra la derivada primera de la onda registrada.

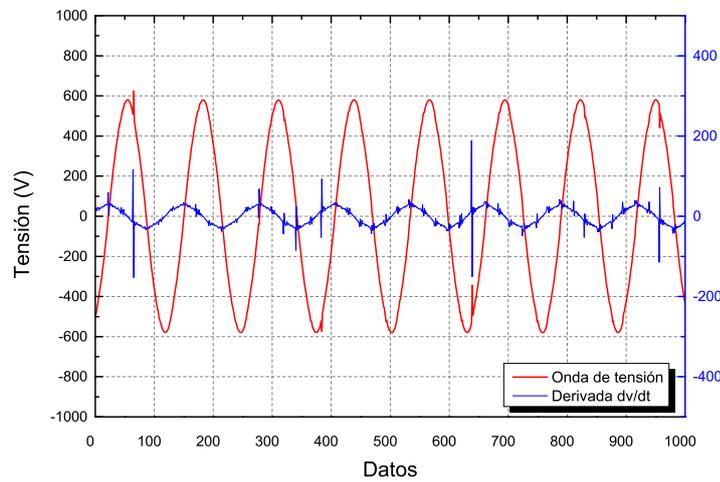


Figura 1.5: *Evolución de un transitorio de conmutación en el P.T. Walqa*

En la figura 1.5 pueden observarse distintos picos en la onda correspondiente a la derivada primera, asemejándose a pequeñas funciones delta de Dirac. De esta manera, resulta sencillo detectar los transitorios asociados sin más que comparar la función derivada con un nivel establecido.

1.2.6. Desequilibrios de la tensión de suministro

Las máquinas síncronas constituyen los generadores eléctricos por excelencia. Idealmente, su característica fundamental radica en que las tensiones inducidas en cada una de las fases, así como el desplazamiento relativo entre ellas, son iguales. Cabría esperar, por tanto, un sistema eléctrico equilibrado, analizable mediante equivalentes monofásicos para facilitar su estudio, donde cada una de las fases fuera idénticamente igual a las otras dos, exceptuando su desfase relativo. En la práctica no es posible obtener una simetría perfecta entre fases en cada uno de los nodos que forman el sistema eléctrico. La principal causa de este desequilibrio radica en la disparidad de cargas eléctricas conectadas en cada una de las fases, principalmente en niveles de media y baja tensión, o lo que es lo mismo, la existencia de consumos eléctricos no simétricos. Estas cargas no demandan la misma intensidad en lo que a amplitud y fase se refiere, provocando caídas de tensión asimétricas en cada uno de los nodos en la red. Por este motivo, el equilibrio entre fases es una idealidad que raramente se cumplirá.

Según su definición formal, un sistema equilibrado es aquel en el que las tensiones trifásicas son iguales entre sí atendiendo a la magnitud de sus fasores y con desfases relativos entre cada uno de ellos iguales a 120° . En contraposición, un sistema desequilibrado no cumple alguna de las dos condiciones anteriores. En este sentido se desarrolló el denominado método de las componentes simétricas, que permite descomponer cualquier conjunto de fasores trifásicos mediante la suma de 3 sistemas equilibrados: sistema de secuencia positiva o directa U_1 , sistema de secuencia negativa o inversa U_2 y sistema de secuencia cero u homopolar U_0 [53] (figura 1.6).

Las componentes de la tensión se calculan en intervalos de tiempo de 10 periodos para redes de 50 Hz ó 12 periodos para las de 60 Hz. De esta manera, la medida de desequilibrios se realiza mediante el cálculo del parámetro u_2 , tasa de componente inversa, expresado en porcentaje:

$$u_2 (\%) = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100 = \frac{\text{componente inversa}}{\text{componente directa}} \cdot 100 \quad (1.7)$$

Un segundo parámetro que define el desequilibrio en un sistema trifásico es la tasa de componente homopolar u_0 :

$$u_0 (\%) = \frac{U_0}{U_1} \cdot 100 = \frac{\text{componente homopolar}}{\text{componente directa}} \cdot 100 \quad (1.8)$$

La incertidumbre máxima de la medida para equipos de *clase A* y *S* deberá ser inferior a $\pm 0,15\%$ para u_2 y u_0 , en el rango del 1% a 5% de U_1 .

Referente a los límites máximos permitidos en condiciones normales de explotación [26], el 95% de los valores correspondientes a la tasa de componente inversa de la tensión de alimentación, promediados en 10 minutos durante cada periodo de una semana, deberá ser inferior al 2%.

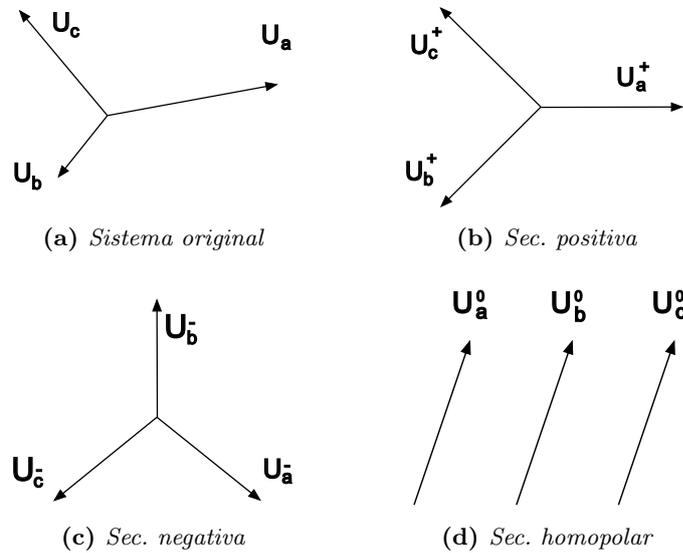


Figura 1.6: Conjunto de fasores trifásicos desequilibrados descompuestos mediante la teoría de las componentes simétricas

La figura 1.7 muestra la evolución de la tasa de componente inversa, correspondiente a las medidas realizadas en el Parque Tecnológico Walqa. Puede comprobarse cómo los valores de u_2 se mantienen por debajo del límite estipulado del 2% durante todo el periodo de medida.

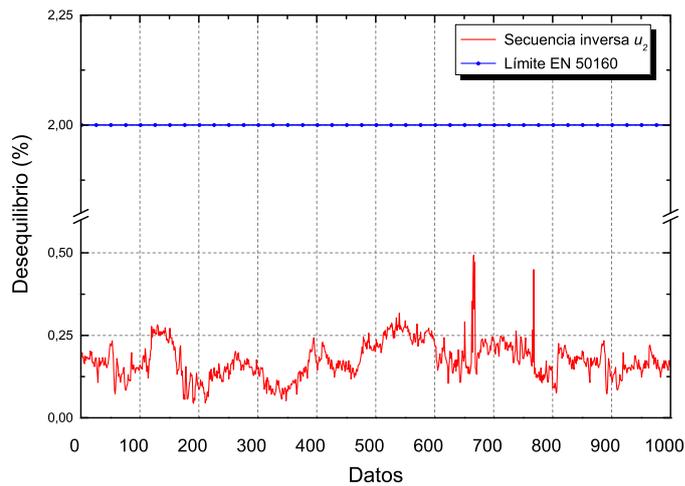


Figura 1.7: Evolución de la tasa de componente inversa en el P.T. Walqa

1.2.7. Armónicos e interarmónicos de tensión

La gran mayoría de las cargas industriales, comerciales y domésticas tienen un fuerte carácter no lineal, incrementando el contenido armónico en la red de baja tensión. Comparativamente, las cargas lineales son prácticamente inexistentes en las redes modernas, reducidas únicamente a elementos discretos de pequeño tamaño como bombillas incandescentes y estufas eléctricas sin posibilidad de regulación de potencia [54]. En este sentido, la distorsión armónica puede llegar a ser muy elevada y por tanto, peligrosa para el sistema eléctrico, causando problemas si la suma de corrientes armónicas excede un cierto límite. Atendiendo a la definición formal de armónico, cualquier forma de onda periódica no sinusoidal puede formularse de acuerdo a la teoría de descomposición de series de Fourier [25]:

$$v(t) = V_0 + \sum_{h=1}^n V^{(h)} \cos(h\omega_0 t + \alpha_h) \quad (1.9)$$

donde ω_0 es la frecuencia fundamental, h es el orden armónico, $V^{(h)}$ la amplitud armónica y α_h la fase para el armónico h -ésimo.

En la figura 1.8 se ilustra la descomposición de una onda de tensión a partir de las 3 componentes armónicas individuales que la integran.

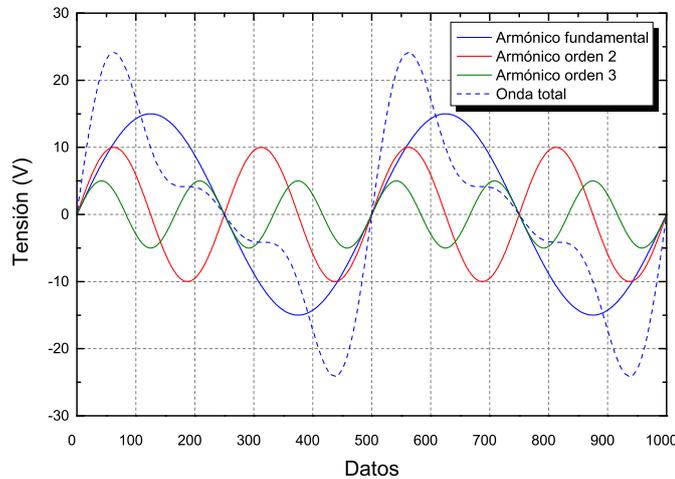


Figura 1.8: Descomposición de una onda según la teoría de Fourier

En este sentido, se ha desarrollado normativa específica sobre la medida de armónicos en redes de distribución [55]. Esta norma se toma como referencia para realizar las medidas de los subgrupos armónicos de 10/12 periodos, denominados $U_{sg,h}$, hasta el orden 50 [55]. Un parámetro que proporciona información global sobre la contaminación armónica es la denominada *tasa de distorsión armónica total*, o THD, que se define como la relación entre

el valor eficaz de la suma de todas las componentes armónicas G_n hasta un orden definido H y el valor eficaz de la componente fundamental G_1 :

$$THD (\%) = \sqrt{\sum_{n=2}^H \left(\frac{G_n}{G_1}\right)^2} \cdot 100 \quad (1.10)$$

Otro fenómeno a tener en cuenta son los denominados *interarmónicos*. Los interarmónicos son tensiones o corrientes con una frecuencia que no es múltiplo entero de la frecuencia fundamental y que provienen principalmente de las variaciones de la amplitud y/o del ángulo de fase de la componente fundamental y/o de las componentes armónicas, como por ejemplo, en los accionamiento por inversores. Otra causa de contenido interarmónico se puede deber al uso de circuitos de electrónica de potencia con frecuencias de conmutación no sincronizadas con la frecuencia de suministro de la red. El método de cálculo de estas componentes también está recogido en la norma internacional sobre medidas armónicas [55].

El efecto inmediato y más perjudicial debido a un alto contenido de armónicos en la red es el sobrecalentamiento por pérdidas eléctricas en los conductores. Otros efectos importantes que se pueden encontrar son la modificación del factor de potencia, efecto skin y pérdidas de eficiencia en máquinas rotativas (motores, transformadores, etc.).

Tabla 1.1: Límites armónicos en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de la tensión fundamental u_1 [26]

Armonicos impares				Armonicos pares	
No multiples 3		Multiplos 3		Orden	Amplitud
Orden	Amplitud	Orden	Amplitud	Orden	Amplitud
5	6,0 %	3	5,0 %	2	2,0 %
7	5,0 %	9	1,5 %	4	1,0 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6...24	0,5 %
13	3,0 %	21	0,5 %		
17	2,0 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %			THD	8,0 %

Referente al límite de contenido armónico en la red, la normativa europea EN 50160, que estipula las características mínimas que debe tener la tensión suministrada por las redes generales de distribución [26], indica valores límites tanto para las tensiones armónicas individuales como para la tasa de distorsión armónica, aunque no especifica límite alguno para interarmónicos. Asimismo, cada operador del sistema nacional puede establecer otros límites más restrictivos que los anteriores para controlar de una forma más efectiva

el sistema eléctrico del país. La tabla 1.1 incluye los límites recogidos en la citada norma. Por otra parte, la tabla 1.2 recoge los límites establecidos por el operador del sistema español, REE, para redes de media y alta tensión. Ambas tablas muestran que, en condiciones normales de explotación, durante cada periodo de una semana, el 95 % de los valores eficaces de cada tensión armónica promediados en 10 minutos debe ser menor o igual a los valores indicados.

Tabla 1.2: *Límites armónicos en los puntos de suministro, expresados en porcentaje de la tensión fundamental u_1 según P.O. de Red Eléctrica de España*

Armonicos impares				Armonicos pares	
No multiples 3		Multiplos 3		Orden	Amplitud
Orden	Amplitud	Orden	Amplitud	Orden	Amplitud
5	1,8 %	3	1,8 %	2	1,0 %
7	1,8 %	9	0,9 %	4	0,9 %
11	1,3 %	15	0,3 %	6	0,4 %
13	1,3 %	21	0,2 %	≥ 8	0,2 %
17	0,9 %	≥ 25	0,2 %		
19	0,9 %				
23	0,6 %				
25	0,6 %				
≥ 25	0,2 %			THD	3,0 %

Un ejemplo de aplicación de dichos límites se muestra en la figura 1.9. En ella se muestra el contenido armónico en la red de media tensión del Parque Tecnológico Walqa durante 1 semana, así como los límites aplicables según la normativa de Red Eléctrica de España.

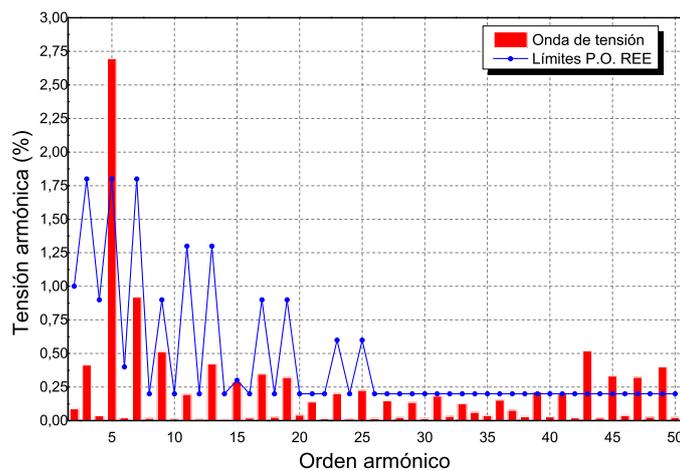


Figura 1.9: *Evolución y límites de los armónicos de tensión en el P.T. Walqa*

Como se puede deducir de líneas anteriores, la transformada matemática utilizada para la medida del contenido armónico en ondas estacionarias es la transformada de Fourier. Debido a la alta penetración en la red de nuevos sistemas de generación y consumo, las ondas de naturaleza transitoria y fluctuante son ya una realidad. En estos supuestos, la transformada de Fourier introduce errores importantes en la medida, por lo que en la actualidad se está investigando sobre la utilización de nuevas transformadas matemáticas que aporten soluciones a los problemas encontrados en la utilización de la transformada de Fourier.

Capítulo 2

Transformadas matemáticas

Desde hace décadas, existen una serie de herramientas de análisis, recogidas en las normas de referencia, aplicables al análisis de parámetros de calidad de red. La transformada matemática por excelencia es la transformada de Fourier. Esta herramienta, que funciona correctamente cuando se analizan ondas estacionarias, comete errores apreciables al evaluar ondas fluctuantes. Como respuesta a esta situación, la comunidad científica está investigando en el funcionamiento de varios tipos de herramientas avanzadas basadas en otras transformadas matemáticas, como por ejemplo la transformada wavelet [3]. Recientemente, esta herramienta de análisis está siendo aplicada en el campo de análisis de la señal [56, 57], análisis de imagen [58, 59] o incluso predicción de datos [60, 61]. Respecto al uso de la transformada wavelet en medidas de calidad de red, se está empezando a utilizar en caracterizaciones armónicas y detección de eventos con resultados prometedores [4–6]. Este capítulo muestra los aspectos fundamentales, tanto de la transformada de Fourier como de la transformada wavelet, para entender las ventajas de cada uno de los métodos orientados hacia la medida de armónicos y eventos de tensión.

2.1. Introducción

En general, el concepto *transformada matemática* es objeto de estudio desde tiempos relativamente antiguos. Por ejemplo, las series de Fourier datan de inicios del siglo XIX, cuando Fourier propuso las series trigonométricas armónicas. Joseph Fourier, que publicó sus resultados en una célebre memoria en 1807, supuso que todas las funciones continuas periódicas admitían un desarrollo de esta naturaleza e incluso expuso una demostración que posteriormente fue calificada como no válida en 1822 por Joseph-Louis de Lagrange [62]. Fueron matemáticos posteriores los que precisaron las condiciones que debía cumplir una función periódica para que admitiera un desarrollo

en serie de Fourier, concretando además el sentido de la convergencia de la serie. Existen, sin embargo, otro tipo de transformadas matemáticas mucho más recientes. Tal es el caso de la transformada wavelet. La primera función wavelet se definió a comienzos del siglo XX, aunque la construcción general de funciones wavelets comienza a partir de 1980 con la investigación en el desarrollo de algoritmos más eficientes en lo que a operaciones matemáticas se refiere. En los años 1988 y 1989, los trabajos de I. Daubechies, que construyó wavelets de soporte compacto [63], y S. Mallat, que estableció la conexión con el procesado discreto de la señal [64], fueron pieza clave en la gran difusión de la transformada en años sucesivos.

Recientemente, el interés por el estudio e implementación de nuevas técnicas de procesado de la señal, especialmente enfocadas al tratamiento de datos para el análisis de parámetros de calidad de red, demuestra que los métodos desarrollados pueden complementarse los unos con los otros estableciendo sinergias muy interesantes. Tal y como se ha comentado en las líneas anteriores, en la actualidad coexisten técnicas desarrolladas hace más de dos siglos con otras cuyo desarrollo se ha visto favorecido por los avances tecnológicos de las últimas décadas del siglo XX [65–68]. En este sentido, aún queda mucho trabajo por hacer en temas de investigación a la hora de hacer converger o complementar las técnicas existentes para obtener algoritmos más eficientes y precisos, por ejemplo en lo que a la medida de parámetros de calidad de red se refiere.

Desde un punto de vista práctico, en los sucesivos apartados se va a profundizar en el contenido matemático de dos transformadas con especial relevancia en la actualidad: la transformada de Fourier y la transformada wavelet.

2.2. La transformada de Fourier

2.2.1. Fundamentos

Una serie trigonométrica es una expresión matemática que representa una serie infinita que converge a una función periódica y continua y que se puede representar por (2.1):

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos 2\pi k t + b_k \operatorname{sen} 2\pi k t) \quad (2.1)$$

donde a_k y b_k con $k = 0, 1, 2, \dots$ son constantes. Si dicha serie converge para todo x tal que $-\infty < x < +\infty$, entonces representará una función periódica de periodo 2π bastando su análisis en el intervalo $[-\pi, \pi]$. La cuestión de si una función arbitraria $f(x)$ con $x \in [-\pi, \pi]$ puede expresarse según (2.1) aparece ya a mediados del siglo XVIII, quedando recogida en los ensayos de d'Alembert [69,70], Bernoulli [71] y más tarde en los estudios de Fourier [62].

Centrando la explicación en el trabajo desarrollado por J. Fourier, este dedujo una ecuación que describía la conducción de calor a través de los cuerpos sólidos. La aplicación de la técnica de resolución a dicha ecuación mediante separación de variables le llevó a escribir la solución final en forma de serie trigonométrica (2.1). Para ello, encontró las fórmulas que permiten calcular los coeficientes asociados a la descomposición de la función $f(t)$:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos 2\pi k t dt \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.2)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \operatorname{sen} 2\pi k t dt \quad k = 1, 2, \dots \quad (2.3)$$

Según lo anteriormente expuesto, el análisis de Fourier, aplicado a funciones continuas y periódicas en el dominio del tiempo, proporciona el valor de una serie de componentes frecuenciales útiles para realizar la descomposición armónica de la onda de análisis. Por este motivo, la transformada de Fourier es uno de los temas más estudiados por el Análisis Matemático, centrándose su aplicación en el llamado Análisis Armónico. Así, a lo largo de las décadas, la transformada de Fourier ha pasado de ser aplicada únicamente en la teoría de transferencia de calor a otras técnicas mucho más complejas en diversos campos de la ciencia.

2.2.2. Aplicación a la medida armónica

Aplicando la teoría general de Fourier al análisis armónico de ondas de tensión, las ecuaciones (2.2) y (2.3) sirven para calcular la amplitud de las infinitas componentes armónicas de la onda original. De esta manera, para cualquier onda armónicamente distorsionada $u(t)$, con periodo T tal que $u(t) = u(t + T)$, se puede limitar la ecuación general (2.1) a los 50 primeros armónicos tal y como lo realizan la mayor parte de analizadores de calidad de red comerciales:

$$u(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{50} (a_k \cos n\omega_1 t + b_k \operatorname{sen} n\omega_1 t) \quad (2.4)$$

donde $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$, y

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (2.5)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos n\omega_1 t \quad (2.6)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \operatorname{sen} n\omega_1 t \quad (2.7)$$

siendo el término a_0 el correspondiente al nivel de continua que posee la señal original y k el orden del armónico.

Una de las propiedades de la representación de Fourier es que puede simplificarse cuando la señal periódica a analizar posee cierta simetría [72]. Por ejemplo, las ondas de corriente producidas por los sistemas tradicionales de generación se caracterizan por tener simetría impar con respecto al origen, es decir, $u(t) = -u(-t)$ [73]. Por tanto, es fácil deducir que la descomposición en series de Fourier de una onda con simetría impar no posea términos *coseno*, siendo a_k igual a 0. Además, el término de continua a_0 es siempre igual a 0 mientras $v(t)$ posea simetría impar.

Tal y como puede deducirse de las líneas anteriores, el cálculo de la transformada de Fourier exige integraciones analíticas, o lo que es lo mismo, se necesita conocer la función exacta que define a la onda en cuestión para realizar las operaciones pertinentes. Como alternativa actual (y más en línea con los medios disponibles), se desarrolló la transformada discreta de Fourier DFT. En el campo digital, la señal analógica es discretizada por medio de conversores analógico-digital A/D, almacenando la información para su posterior análisis. Como es lógico, el proceso de digitalización es limitado en el tiempo, es decir, no se realiza desde $-\infty$ a $+\infty$, sino que se escoge una ventana de medida de anchura T_v con M muestras en su interior. El resultado de la aplicación de la DFT depende intrínsecamente de los parámetros T_v y M . Por tanto, la resolución f_T de la transformada es igual al inverso de T_v según:

$$f_T = \frac{1}{T_v} \quad (2.8)$$

Una de las suposiciones que hay que realizar al aplicar el método de la DFT es asumir que la onda que queda fuera de la ventana de medida es idéntica a la del interior, o lo que es lo mismo, que la onda posee una simetría de M muestras. Para ello, la duración T_v deberá ser múltiplo entero del periodo fundamental original:

$$T_v = N \cdot T \quad (2.9)$$

Por tanto, para cumplir las condiciones anteriores, la frecuencia de muestreo f_s deberá ser múltiplo entero de la frecuencia DFT de acuerdo a (2.10).

$$f_s = M \cdot f_T = \frac{M}{N \cdot T} \quad (2.10)$$

Es obvio que, para realizar correctamente la transformada discreta de Fourier, la adquisición de datos deba realizarse bajo condiciones controladas. De esta manera, los parámetros que caracterizan el proceso de digitalización aseguran una buena sincronización entre la ventana de medida y el periodo global de medida. En caso contrario, la pérdida de sincronización temporal en

el muestreo deriva en una alteración del espectro de frecuencias final, también llamado *fuga de energía* (en inglés, *spectral leakage*), fenómeno indeseable que debe ser minimizado. Para evitar este problema, los sistemas de medida incorporan en su interior lazos de seguimiento de fase PLL, que permiten sincronizar la fase y frecuencia a través de una señal de tiempo externa proveniente de cristales osciladores controlados mediante tensión (VCXO).

La figura 2.1 resume los parámetros introducidos en las líneas anteriores. Para el caso mostrado, $T = 6 \text{ ms}$, $T_v = 12 \text{ ms}$, $f_T = 83,3 \text{ Hz}$, $f_s = 1000 \text{ Hz}$, $N = 2$ y $M = 12$.

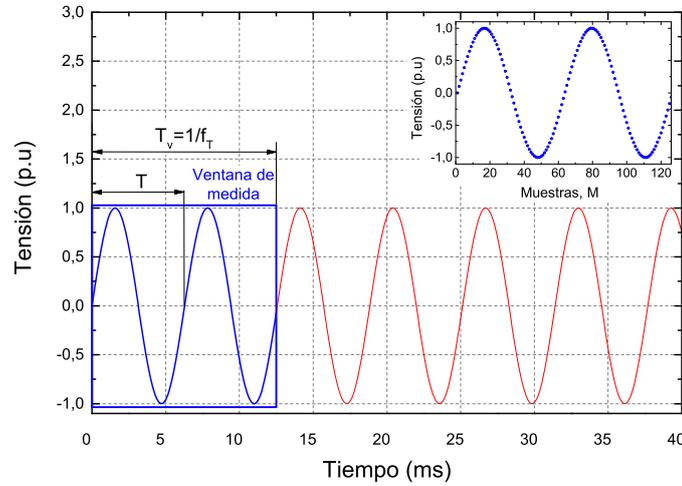


Figura 2.1: Parámetros de configuración de la transformada rápida de Fourier

Posteriormente, los datos muestreados son compensados mediante funciones de ponderación, denominadas ventanas, para minimizar las fugas de energía. En este sentido, las ventanas rectangular (2.11), *Hanning* (2.12) y *Blackman* (2.13) son algunas de las más importantes [74–76].

$$w(n) = 1, \quad 0 \leq n \leq M \quad (2.11)$$

$$w(n) = 0,5 \cdot \left(1 - \cos \left(2\pi \frac{n}{M-1} \right) \right), \quad 0 \leq n \leq (M-1) \quad (2.12)$$

$$w(n) = 0,42 - 0,5 \cos \left(\frac{2\pi n}{M-1} \right) + 0,08 \cos \left(\frac{4\pi n}{M-1} \right), \quad 0 \leq n \leq (M-1) \quad (2.13)$$

En la figura 2.2 se muestran gráficamente las funciones de ponderación definidas en las ecuaciones anteriores para una longitud de la ventana de medida $M = 64$.

Una vez aplicada la correspondiente función de ponderación, se está en disposición de poder aplicar la transformada rápida de Fourier o FFT. Este

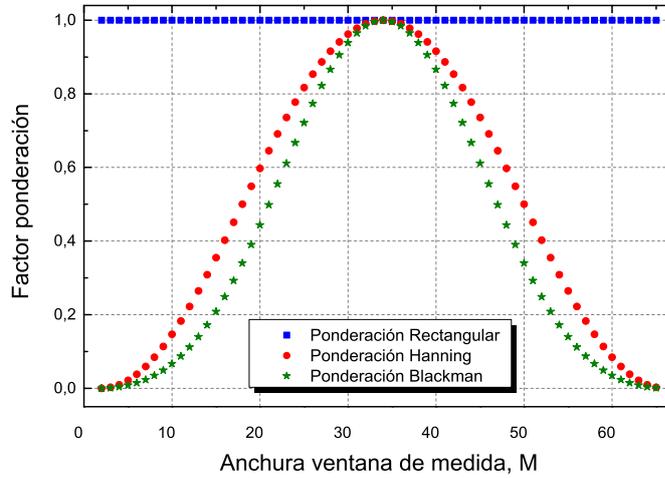


Figura 2.2: Ventanas de ponderación en la transformada rápida de Fourier

algoritmo es una adaptación especial de la DFT que permite acortar los tiempos de cálculo debido a la reducción del número de operaciones en la ejecución. Para poder aplicar la FFT a una señal se requiere que el número de datos M que integran la ventana de medida sea potencia entera de 2, es decir que $M = 2^p$. Dicho en otras palabras, el cociente entre la frecuencia de muestreo f_s y la frecuencia de la transformada f_T debe ser potencia entera de 2 [77].

2.2.3. Limitaciones del método

Uno de los aspectos fundamentales a tener en cuenta como limitación del método es el coste computacional en su ejecución. El número de multiplicaciones complejas y operaciones aditivas que se requieren a la hora de implementar la transformada discreta DFT es del orden de M^2 ($\Theta(M^2)$). Esto se debe a que hay M datos a calcular y cada uno requiere M operaciones aritméticas complejas. Afortunadamente, las implementaciones FFT permiten reducir de forma notable el número de operaciones a realizar. Tal es el caso del básico pero popular algoritmo *radix-2*, útil cuando M es potencia de 2 ($M = 2^p$, siendo p número entero). Este algoritmo tiene una complejidad de sólo $\Theta(M \log_2 M)$. Si se asume que la complejidad algorítmica está directamente relacionada con el tiempo de ejecución, se puede expresar la relación entre tiempos de computación para los algoritmos DFT y *radix-2 FFT* de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\frac{M^2}{M \log_2 M} = \frac{M}{\log_2 M} = \frac{2^p}{p} \quad (2.14)$$

Aplicando (2.14) a un caso práctico, si se adquiere una onda mediante 1024 puntos ($p = 10$) y se ejecuta el algoritmo *radix-2*, se obtendría una disminución del tiempo de cálculo aproximadamente igual a un factor 100 en comparación con el método clásico DFT. Por supuesto, la mejora real en el tiempo de ejecución dependerá intrínsecamente, entre otros, de la forma en la que estos estén implementados y de la arquitectura del procesador que ejecute las instrucciones. Aún así, la ecuación anterior da una aproximación muy cercana a la realidad [78]. De esta manera, son muchos los algoritmos desarrollados que incluyen la transformada de Fourier y que aportan mejoras con respecto a la transformada básica DFT, como por ejemplo los algoritmos de multiplicación FFT *radix-2*, *radix-4* y *radix-8* [79].

Otra limitación importante de la transformada es la fuga de energía a lo largo del espectro de frecuencias (inexactitud en la descomposición armónica), causada principalmente por variaciones en la sincronización de la ventana de medida, presencia de interarmónicos o características no estacionarias de la onda analizada [3]. Por este motivo, cualquier método basado en la transformada de Fourier cometerá, en general, errores sustanciales a la hora de analizar ondas reales, ya que es habitual que la onda sufra pequeñas variaciones a lo largo del intervalo de análisis.

2.3. La transformada Wavelet

La transformada rápida de Fourier está siendo utilizada en multitud de campos de la física y la ingeniería debido a su gran efectividad, aunque muchas veces se trata de aplicar este método, por desconocimiento, donde realmente no es útil. El análisis de Fourier, como ya se comentó en líneas anteriores, funciona perfectamente al analizar ondas estacionarias, pero al evaluar otro tipo de señales más complejas, con perfiles de variación fluctuantes, ruido en la señal, o cambios en la frecuencia portadora, el método no se comporta de la misma manera. En general, la teoría de Fourier es aplicable (con buenos resultados) a problemas lineales, mientras que en sistemas no lineales, se deberían utilizar otro tipo de herramientas más apropiadas. En este sentido, es necesario desarrollar otros métodos de medida que complementen o sustituyan a los anteriores para el análisis de ondas no estacionarias.

En comparación con la aplicación de la transformada de Fourier, la transformada wavelet es capaz de realizar una representación simultánea en el dominio del tiempo y de la frecuencia de la señal descompuesta, ofreciendo una excelente localización temporal y frecuencial del contenido inicial [80, 81]. Esto, entre otras aplicaciones prácticas, permite reconstruir la señal original a partir de su descomposición, por ejemplo en el estándar de codificación digital de imágenes *JPEG 2000* [82] o en la compresión de huellas digitales para su posterior almacenado (FBI) [83].

2.3.1. Fundamentos

La transformada wavelet continua CWT fue desarrollada como alternativa a la utilización de la STFT (variante de aplicación de la DFT) para evitar los problemas de resolución en el campo frecuencial y temporal. La aplicación de la transformada wavelet se realiza de forma similar a como se efectúa el análisis STFT, es decir, multiplicando la señal por una función determinada (denominada función ventana en la variante STFT) [84]. Sabiendo que la transformada wavelet de una función $f \in \mathbf{L}^2(\mathbb{R})$, en un instante τ y a una escala frecuencial s , es igual al producto interno de la función de entrada y la base de funciones ψ , la transformada wavelet continua se calcula según la siguiente expresión:

$$\mathbf{CWT}f(\tau, s) = \langle f, \psi_{\tau, s} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt \quad (2.15)$$

siendo ψ^* el complejo conjugado de la wavelet madre ψ .

Tal y como se desprende de la ecuación (2.15), la función matemática $\psi(t)$ es la función base de transformación, comúnmente denominada wavelet madre¹. El término *madre* hace referencia a que las funciones $\psi_{\tau, s}$ utilizadas en el cómputo de la transformada (*átomos wavelet*) poseen diferente soporte, pero todas ellas provienen de una misma función: la wavelet madre ψ . En otras palabras, se puede decir que la wavelet madre es un prototipo de generación para todas las funciones utilizadas en la transformada (2.16).

$$\psi_{\tau, s} = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi \left(\frac{t - \tau}{s} \right) \quad (2.16)$$

Por regla general, la media de las funciones $\psi \in \mathbf{L}^2(\mathbb{R})$ es igual a 0, estando normalizadas ($\|\psi\| = 1$) y centradas en torno a $t = 0$. Como se desprende de la ecuación (2.16), la forma de obtener nuevas familias de *átomos wavelet* se lleva a cabo mediante el escalado de las funciones madre ψ según el parámetro s (inverso de la frecuencia) y la traslación en el tiempo mediante el parámetro τ , manteniéndose estos también normalizados $\|\psi_{\tau, s}\| = 1$. De esta manera, mediante la transformada wavelet se está en disposición de extraer información a lo largo de los planos tiempo-frecuencia.

Para ilustrar las propiedades de dilatación y estrechamiento de las funciones madre que dan lugar a distintos átomos wavelet, en la figura 2.3 se particulariza la ecuación (2.16) a la wavelet madre más simple: la familia Haar o db1 [85]. La figura 2.3a muestra la wavelet madre Haar para tres escalas diferentes ($s=10$, $s=50$ y $s=128$), o lo que es lo mismo, para 3 frecuencias

¹Debido a propiedades internas de la descomposición wavelet, el término $\frac{1}{\sqrt{s}}$ es necesario para llevar a cabo una corrección energética de la función final, considerándose la señal original y la obtenida tras la descomposición wavelet energéticamente equivalentes.

distintas (hay que recordar que el parámetro de escalado s es inversamente proporcional a la frecuencia). Del mismo modo, la figura 2.3b incluye 3 factores diferentes de desplazamiento temporal ($\tau=0$, $\tau=100$ y $\tau=200$). Esto permite la aplicación de la transformada a lo largo de la ventana de medida.

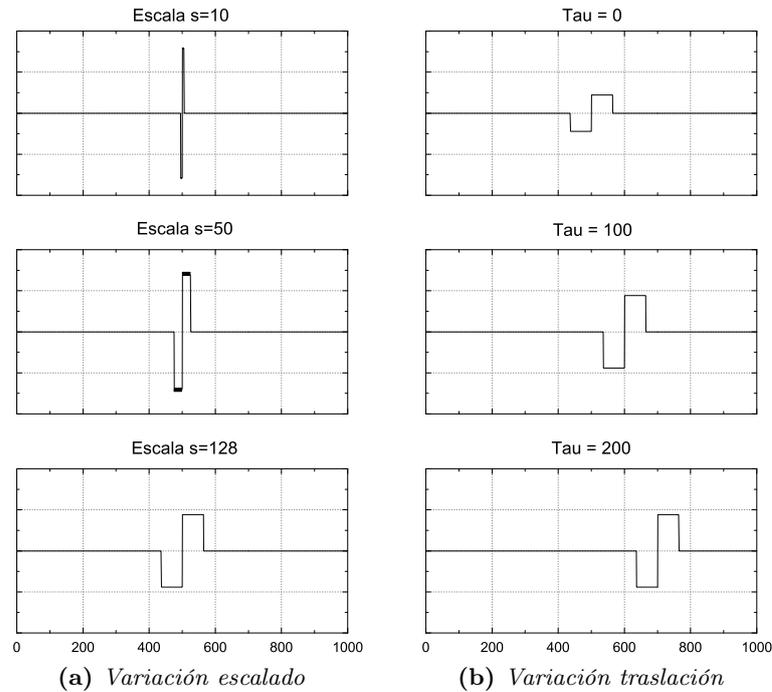


Figura 2.3: Factores de escalado y traslación de una wavelet madre Haar

A modo de resumen, se puede concluir que la CWT es una correlación entre una función madre ψ a distintas escalas y la señal inicial. La forma de calcular dicha transformada se realiza mediante el cambio de escala (parámetro s) de la ventana de medida, desplazando esta de forma temporal (variando el parámetro τ), multiplicando por la señal (producto de convolución) e integrando a lo largo del tiempo t . Es lógico pensar que este proceso no sea *económico* en términos de computación, puesto que los métodos de integración y de variación de los parámetros de escalado y traslación temporal de manera *cuasi-continua* demandan importantes recursos de cálculo.

Cabría la posibilidad de pensar en discretizar la transformada continua para poder ser aplicada a ondas muestreadas mediante sistemas de adquisición de datos. Sin embargo, el hecho de realizar ese proceso no aporta beneficio alguno, puesto que la información de salida es redundante, derivando en una eficiencia muy reducida del algoritmo². Como solución a este problema aparece la transformada wavelet discreta DWT. De forma similar a como se

²Se entiende por eficiencia la medida del uso de recursos computacionales requeridos por la ejecución de un algoritmo en función de la información útil obtenida.

aplica la transformada continua, este algoritmo discreto extrae la información frecuencial y temporal mediante la aplicación de diversos filtros digitales paso banda a la señal de entrada, equivalentes a la wavelet madre original. Esto permite una reducción significativa del tiempo de computación en comparación con la transformada CWT discretizada, aumentando, por tanto, la eficiencia del algoritmo.

Por analogía con las propiedades de la CWT, la aplicación de la transformada discreta se realiza de nuevo mediante la convolución (esta vez discreta) con la señal original. Para introducir dicho concepto, la ecuación (2.17) muestra la expresión general que define el filtrado de una señal $f[n]$ mediante un filtro digital $x[n]$, a través de un operador de convolución discreto:

$$f[n] * x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f[k]x[n-k] \quad (2.17)$$

La resolución de la señal dependerá de las operaciones de filtrado, mientras que el cambio de escala se realiza posteriormente a través de los operadores *downsampling* y *upsampling*³ en su forma diádica ($\downarrow 2$ y $\uparrow 2$ respectivamente). Por ejemplo, aplicando el proceso de *sub-muestreo* a la expresión anterior, la señal resultante $y[n]$ se puede expresar según la ecuación (2.18).

$$y[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]f[2n-k] \quad (2.18)$$

Como ha quedado de manifiesto, el cálculo directo de la DWT se realiza mediante la aplicación de determinados filtros paso banda con posterior sub-muestreo a la salida. Así, el primer nivel de descomposición obtenido tras la aplicación de la transformada discreta a una señal cualquiera $x[n]$ mediante dos filtros complementarios $g[n]$ y $h[n]$, queda expresado según las ecuaciones (2.19) y (2.20).

$$y_{alto}[k] = \sum_n f[k]g[2k-n] \quad (2.19)$$

$$y_{bajo}[k] = \sum_n f[k]h[2k-n] \quad (2.20)$$

De esta manera, la DWT analiza la señal según 2 bandas de frecuencia. La aplicación iterativa y ordenada de este proceso se conoce con el nombre de *descomposición wavelet packet* (WPD), como más tarde se verá, siendo el núcleo de los algoritmos desarrollados en la presente tesis para la medida de armónicos y eventos de tensión.

³Utilizado para tareas de reconstrucción de la señal original tras una descomposición wavelet

2.3.2. El principio de incertidumbre de Heisenberg

Una propiedad muy importante de la transformada wavelet es la extracción de la información temporal y frecuencial de la onda analizada. Esta cuestión está íntimamente ligada con el principio de incertidumbre de Heisenberg, donde se demuestra que no es posible llevar a cabo de forma simultánea y perfecta una caracterización temporal y frecuencial para una misma señal [85, 86]. Según este principio, para una función cualquiera $f(t)$ resulta la función $\hat{f}(\Omega)$ sin más que aplicar la transformada de Fourier a dicha función.

Para resumir, el principio de incertidumbre aplicado a la descomposición tiempo-frecuencia establece que el producto de la varianza de la variable aleatoria tiempo t por la varianza de la variable aleatoria frecuencia Ω es, como mínimo, igual a $\frac{1}{16\pi^2}$:

$$\underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} (t - t_m)^2 |f(t)|^2 dt\right)}_{\text{varianza del tiempo}} \underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} (\Omega - \Omega_m)^2 |\hat{f}(\Omega)|^2 d\Omega\right)}_{\text{varianza de la frecuencia}} \geq \frac{1}{16\pi^2} \quad (2.21)$$

Estas varianzas identifican las desviaciones máximas de t y Ω con respecto a sus valores medios, t_m y Ω_m . Por lo tanto, si la función $f(t)$ está concentrada en una ventana de medida estrecha, la varianza asociada de t será pequeña. En cambio, si la señal se encuentra dispersa en el tiempo (ventanas temporales muy largas), la varianza temporal aumentará. Por el contrario, la segunda integral de (2.21) está relacionada con la frecuencia. A menor varianza de Ω (frecuencia), menor será la anchura de las bandas de frecuencias de \hat{f} obtenidas a través de la transformada de Fourier y viceversa.

Estableciendo similitudes con las fórmulas de mecánica cuántica para ver si la expresión (2.21) tiene sentido de acuerdo al principio general de incertidumbre, se define la función probabilidad P . En este caso, la probabilidad de que una partícula se encuentre en algún sitio a lo largo de una línea (análisis unidimensional, con coordenada de variación x) es igual a 1:

$$P[-\infty, +\infty] = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(x)|^2 dx = 1 \quad (2.22)$$

La función que identifica la posición de la partícula queda representada a través de la función de onda ψ .

Por tanto, la probabilidad de que una partícula se encuentre en algún punto entre a y b es igual a:

$$\int_a^b |\psi(x)|^2 dx \quad (2.23)$$

Su posición media x_m se obtiene a través de la integración del producto de la posición x y la densidad de probabilidad de presencia $|\psi(x)|^2$:

$$x_m = \int_{-\infty}^{\infty} x |\psi(x)|^2 dx \quad (2.24)$$

siendo la varianza asociada a la posición igual a:

$$Var(\text{posición}) = \int_{-\infty}^{\infty} (x - x_m)^2 |\psi(x)|^2 dx \quad (2.25)$$

Sin entrar en más complejidad matemática por la dificultad que entraña el entender conceptos tan abstractos como el *momento de una partícula*, podemos identificar la ecuación (2.25) con la expresión que define la varianza del momento de una partícula:

$$Var(\text{momento}) = \int_{-\infty}^{\infty} (\hbar\xi - \hbar\xi_m)^2 |\hat{\psi}(\xi)|^2 d\xi \quad (2.26)$$

donde $\hbar\xi$ es la función aleatoria para el momento de la partícula, correspondiendo \hbar a la constante de Planck con el valor de $6,624 \cdot 10^{-27} \frac{g \cdot cm^2}{s}$.

Agrupando varianzas (ecuaciones 2.25 y 2.26), y de acuerdo al principio de incertidumbre de Heisenberg aplicado a la mecánica cuántica, se llega a la expresión (2.27).

$$\underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} (x - x_m)^2 |\psi(x)|^2 dx \right)}_{\text{varianza de la posición}} \underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} (\hbar\xi - \hbar\xi_m)^2 |\hat{\psi}(\xi)|^2 d\xi \right)}_{\text{varianza del momento}} \geq \frac{\hbar^2}{16\pi^2} \quad (2.27)$$

Comparando las ecuaciones 2.21 y 2.27, se comprueba que el concepto del principio de incertidumbre de Heisenberg aplicado a la mecánica cuántica puede ser trasladado al campo de las descomposiciones tiempo-frecuencia y viceversa, indicando que el producto de varianzas que definen la descomposición siempre tiene que ser constante. En este sentido, cada una de las integrales que componen (2.21) pueden ser entendidas como cajas de tamaño Δt por $\Delta\tau$, representando la incertidumbre en el tiempo y la frecuencia respectivamente. En la figura 2.4a se muestra una descomposición mediante transformada de Fourier. Una estrecha ventana de medida representa una pequeña incertidumbre en el tiempo pero a su vez, implica una elevada incertidumbre en la frecuencia. Por el contrario, la figura 2.4b muestra una descomposición con alta resolución frecuencial pero con pobre resolución temporal. Puede comprobarse que el área de los rectángulos permanece invariable para cualquiera de las dos figuras según se establece en la inecuación del principio de incertidumbre (2.21).

Como ya se comentó anteriormente, para solucionar los problemas derivados de la descomposición de Fourier se utiliza la transformada wavelet

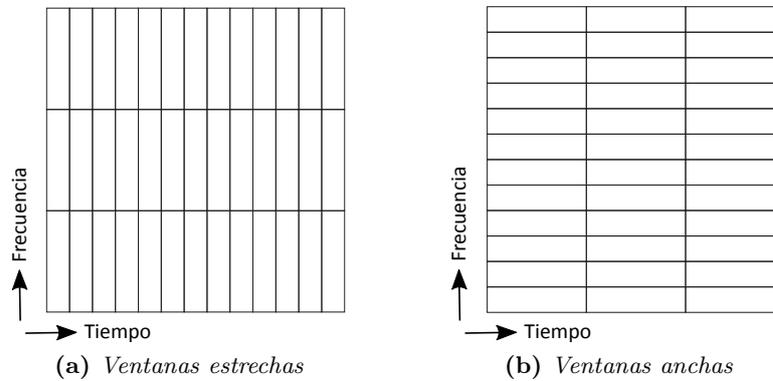


Figura 2.4: *Descomposición del plano tiempo-frecuencia Fourier*

mediante el análisis multi-resolución. En este sentido, la figura 2.5 muestra una descomposición idealizada del plano tiempo-frecuencia obtenido a través de la aplicación del análisis WPD. Este tipo de descomposición utiliza una ventana de medida estrecha (comenzando por la parte superior de la figura), lo que permite una muy buena resolución temporal sin importar una alta incertidumbre frecuencial. En cambio, a medida que se desciende por el plano tiempo-frecuencia (niveles de descomposición inferiores), se utilizan ventanas más anchas para obtener anchos de banda más estrechos (con una menor incertidumbre en frecuencia). Sin lugar a duda, este esquema permite ser utilizado para los dos objetivos de esta tesis: ventanas anchas para una buena resolución temporal (detección de eventos) y ventanas estrechas para una discriminación frecuencial fina (análisis armónico).

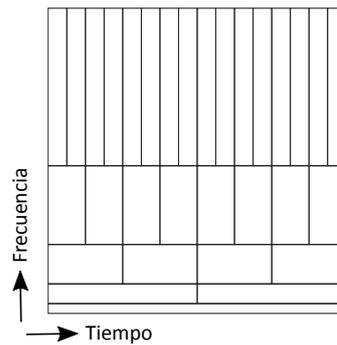


Figura 2.5: *Descomposición del plano tiempo-frecuencia wavelet*

Esta clase de análisis (descomposición del plano tiempo-frecuencia según la teoría multi-resolución wavelet) funciona perfectamente si la señal a analizar está compuesta por componentes de alta frecuencia de corta duración y por componentes de baja frecuencia de larga duración, lo que en realidad sucede la mayoría de las veces al descomponer señales reales [87].

2.3.3. La descomposición wavelet packet

Como ya es sabido, la transformada wavelet realiza la descomposición de la onda de entrada en base a dos parámetros básicos: traslación τ y estrechamiento o dilatación s (2.16). Calcular los coeficientes wavelet para cualquier escala y tiempo y aplicar el operador convolución a la señal de entrada para obtener la salida supone un gran trabajo y genera una cantidad de datos que la mayor parte de las veces no es necesaria. Por este motivo, se introduce el concepto de descomposición wavelet packet, que realiza sucesivamente la transformada DWT de forma iterativa.

Al tratarse de un proceso cíclico, la aplicación de la DWT podría repetirse indefinidamente. En la realidad, nunca es necesario realizar la descomposición un número muy elevado de veces, puesto que hay que llegar a un compromiso entre la longitud de la ventana de medida, la frecuencia de muestreo y la frecuencia mínima de análisis. Así, la descomposición wavelet packet se implementa mediante filtros paso bajo y paso alto que modelan la familia wavelet madre correspondiente, permitiendo la descomposición discreta de la señal de entrada e incluso su posterior reconstrucción si fuera necesario. Por tanto, con una selección cuidadosa de los filtros se puede realizar una descomposición de la onda de entrada en las bandas frecuenciales de interés sin perder información alguna, siempre de acuerdo al principio de incertidumbre tiempo-frecuencia explicado en la sección 2.3.2 [7, 88, 89].

2.3.4. Aplicación en la ingeniería eléctrica

Una vez revisadas las bondades de la transformada wavelet, la ventaja fundamental de esta herramienta aplicada a la medida de calidad de red es evidente: la posibilidad de analizar de una forma efectiva ondas no estacionarias, o lo que es lo mismo, de naturaleza no lineal. Por este motivo, y como complemento a la transformada de Fourier, la transformada wavelet está siendo profusamente utilizada. Por ejemplo, varios autores han utilizado el análisis multi-resolución como método híbrido de predicción de series temporales no lineales [16] obteniendo muy buenos resultados.

En el campo del análisis armónico (uno de los temas fundamentales de esta tesis), la transformada wavelet, concretamente bajo su implementación wavelet packet, permite descomponer el contenido frecuencial de la señal de entrada en bandas frecuenciales sin más que construir el árbol de descomposición diádico adecuado [90]. Conscientes de los beneficios que aporta este tipo de descomposición, parte de la comunidad científica ha encaminado sus investigaciones hacia la aplicación de la transformada wavelet para la estimación del contenido armónico de la onda de entrada [3, 21, 91–95]. La práctica totalidad de autores realizaron implementaciones parciales de los algoritmos, obteniendo a su vez, resultados incompletos que no permiten considerar a la transformada wavelet como método sustitutivo de la FFT [19, 20, 22].

Aplicado al estudio de eventos de tensión, esta transformada es perfecta por su alta sensibilidad. Pequeños cambios en la señal de análisis se traducen en variaciones bruscas en los coeficientes asociados a la descomposición en alta frecuencia, lo que permite fijar los instantes de inicio y fin de la perturbación con mucha exactitud, próximo a los microsegundos [96]. Dichos coeficientes generalmente se calculan en los primeros niveles de descomposición donde la resolución temporal es máxima. Por medio de métodos complementarios que se explicarán en capítulos posteriores, el método de la transformada wavelet mejora notablemente lo existente hasta el momento.

2.3.5. Limitaciones del método

Una vez explicadas las bases sobre las que se fundamenta la transformada wavelet, se enumeran los puntos identificados como limitaciones del método:

- El principal problema en la utilización del análisis wavelet mediante WPD radica en la no idealidad de los filtros de descomposición y el elevado número de operaciones matemáticas a realizar.
- La utilización de estructuras con un importante número de niveles con posibilidad de calcular un amplio espectro armónico conlleva una dispersión energética asociada, por lo que los resultados obtenidos no igualan a los obtenidos mediante FFT cuando se analizan ondas estacionarias.
- Otra posible limitación de método es el número de operaciones necesarias para llevar a cabo la descomposición. Es de vital importancia, por tanto, seleccionar el filtro más adecuado en función del número de coeficientes y dispersión espectral asociada a la no idealidad de la implementación, optimizando de esta manera los recursos necesarios para llevar a cabo las operaciones matemáticas.
- Referente a la detección y caracterización de eventos de tensión, es imprescindible seleccionar correctamente los parámetros de configuración del método así como el método para fijar el umbral de detección, ya que su excesiva discriminación temporal implica una sensibilidad extraordinaria frente a pequeños cambios en la señal de entrada.

Todos los aspectos reseñados anteriormente serán tratados a lo largo de la presente tesis, aportando soluciones y justificando la selección de la configuración final. Esto permitirá tanto la medida del contenido armónico de la señal de entrada como la identificación de los posibles eventos de tensión que aparezcan en la onda inicial.

Capítulo 3

La medida de armónicos

La descomposición wavelet packet (WPD), implementación particular de la transformada wavelet discreta, es un método que se está empezando a utilizar cada vez más en medidas armónicas de ondas no estacionarias. Sorprendentemente, no existen artículos científicos justificando la parametrización del método, lo que lleva a estudiar en profundidad la implementación del algoritmo para establecer bases científicas que ayuden a utilizarlo de una forma objetiva y eficiente. Por ejemplo, la totalidad de autores utilizan familias wavelet heredadas de artículos científicos anteriores, sin justificación alguna [21, 91]. La correcta selección de la función wavelet, así como del filtro asociado para su implementación discreta, es garantía de éxito a la hora de diseñar un método fiable y preciso destinado a la medida de armónicos. Aspectos concretos como la elección de filtros digitales, el orden del filtro a utilizar, el tipo de convolución a realizar entre la función a analizar y los filtros digitales o la forma de realizar el agrupamiento nodal en los últimos niveles de descomposición, son algunos de los ejemplos donde las implementaciones wavelet packet actuales quedan indefinidas y donde la presente tesis va a hacer énfasis en establecer una metodología común de aplicación. Para concluir, se validará el algoritmo desarrollado a través de la medida de una completa batería de ondas, comparando los resultados obtenidos a través de la aplicación de la transformada de Fourier y el método de descomposición desarrollado.

3.1. Introducción

La transformada wavelet, como herramienta de análisis armónico, está siendo estudiada y aplicada bajo distintas configuraciones desde principios del siglo XXI. Por ejemplo, el análisis wavelet multiresolución (MRA) se ha aplicado en diferentes aspectos de la ingeniería eléctrica, desde la utilización en modelos de predicción [14, 15] hasta su uso en el análisis de series temporales no lineales [16].

Una muy buena propiedad de la transformada wavelet, bajo su implementación WPD, es su excelente discriminación frecuencial. Esto permite calcular el contenido armónico de la onda de entrada sin más que agrupar convenientemente la información obtenida en el último nivel tras realizar la descomposición. De esta manera, un factor clave en la correcta aplicación de la WPD es la selección del filtro a utilizar, minimizando en la medida de lo posible la dispersión de energía asociada a la no idealidad de la implementación. Para evitar los problemas derivados de este fuga energética, varios autores han desarrollado y utilizado diferentes técnicas combinando la transformada wavelet en sus distintas formas (transformada wavelet discreta y continua) [97, 98].

3.2. Selección de la estructura de descomposición

Como ya se expuso en el capítulo anterior, la base matemática sobre la que se lleva a cabo la descomposición wavelet se denomina *átomo*. Mediante la variación de los parámetros s (dilatación o contracción de la wavelet) y τ (desplazamiento temporal), la transformada permite calcular la descomposición en cualquier punto del plano tiempo-frecuencia. Su equivalente discreta se realiza mediante filtros digitales, equivalentes a las wavelets analíticas utilizadas en la descomposición continua.

Basándonos en la definición formal de filtro digital, este se entiende como aquel sistema que lleva a cabo una operación matemática en una señal muestreada para reducir o aumentar ciertos aspectos de esta [75]. A la hora de implementar la transformada wavelet, o cualquiera de sus variantes, existe un filtro que define a la familia wavelet y que cumple las propiedades de transformación necesarias. Es por ello, que del total de filtros a implementar, hay que seleccionar cuidadosamente el óptimo en función de diversos criterios de eficiencia computacional y comportamiento frecuencial.

Esta sección ilustra el proceso seguido a la hora de seleccionar el filtro más adecuado asociado a la familia wavelet elegida para la medición de armónicos, atendiendo fundamentalmente a criterios frecuenciales, computacionales y de mínima dispersión de energía, eliminando paulatinamente aquellos sistemas de procesamiento de la señal que no se ajusten a los requisitos establecidos.

3.2.1. Los filtros digitales

Como ya se ha comentado en la introducción del capítulo, el propósito principal de todo filtro es diferenciar ciertos contenidos de la señal a lo largo del espectro frecuencial. Por este motivo, el método más utilizado en la clasificación de los filtros se corresponde con su selectividad frecuencial. Durante el desarrollo de la presente memoria se estudian fundamentalmente dos tipos de implementaciones: los filtros paso bajo y filtros paso alto.

Además de la selectividad frecuencial, hay otras características a tener en cuenta como el tipo de respuesta ante entradas tipo impulso, lo que definirá las características recursivas o no recursivas del filtro a utilizar.

Las clasificaciones básicas usadas en este capítulo se corresponden con la selectividad frecuencial (filtro paso bajo y paso alto) y con el tipo de respuesta frente a la onda de impulso finito e infinito (filtro FIR y filtro IIR).

3.2.1.1. Bancos de filtros

Simetría, ortogonalidad y biortogonalidad son 3 propiedades íntimamente relacionadas con la invertibilidad de las operaciones realizadas mediante la aplicación de filtros digitales. Por lo general, un filtro digital no es invertible, o lo que es lo mismo, cada vez que se convoluciona con la señal, se pierde información. Sin embargo, es posible encontrar dos filtros complementarios donde uno de ellos recupera la información perdida por el otro. Dichos filtros pueden combinarse en un operador invertible que a su vez posee operadores adjuntos asociados. Como ya se ha comentado, al aplicar este par de filtros complementarios a una señal, uno descompone la señal y el otro es capaz de restaurarla tal y como era originalmente. Esta operación es reversible siempre y cuando los filtros utilizados se correspondan con los denominados *filtros de reconstrucción*, con las propiedades de ortogonalidad adecuadas [99]. Una forma de garantizar una reconstrucción exacta es tener la *simetría de espejo* en $\xi = \frac{1}{2}$, según la transformada de Fourier, de cada filtro, o lo que es lo mismo, utilizar *filtros de espejo en cuadratura* (QMF) [100].

Por tanto, la base sobre la que se sustenta el método de descomposición discreta wavelet packet es el uso de filtros de descomposición complementarios o filtros espejo. Para entender este concepto, previamente hay que explicar en qué consiste un filtro paso bajo y un filtro paso alto. Por la similitud entre ellos, únicamente se van a explicar los aspectos más relevantes del filtro paso bajo correspondientes a la ganancia y frecuencia. El término *ganancia* está relacionado con la amplificación o atenuación que sufre la onda al aplicarle dicho filtro. Esta característica está íntimamente ligada a la respuesta frecuencial del filtro en cuestión según su diagrama de Bode [75].

En relación al parámetro *frecuencia*, hay que indicar que los filtros paso bajo reales están divididos en tres zonas:

- Banda de paso, que se extiende desde la frecuencia cero hasta el límite de frecuencia paso banda, f_{paso}
- Banda de transición entre la frecuencia de paso f_{paso} y la frecuencia de corte, f_{corte}
- Banda atenuada o de corte, con frecuencias desde f_{corte} hasta infinito

Para un filtro paso bajo ideal, la banda de transición entre f_{paso} y f_{corte} es inexistente, correspondiendo a una ganancia normalizada igual a 1 entre la frecuencia cero y f_{paso} y a ganancia 0 entre f_{corte} e infinito. Lógicamente, este tipo de filtros son imposibles de realizar en la práctica, por lo que cuanto más se parezca el filtro seleccionado al comportamiento ideal, mejores resultados proporcionará dicho filtro para nuestra aplicación. En este sentido, un filtro más cercano a la idealidad necesitará de un mayor número de términos en su formulación matemática para ser construido, por lo que será necesario llegar a un compromiso a la hora de realizar su implementación final.

En la figura 3.1 se muestra la respuesta frecuencial de un filtro paso bajo ideal y dos filtros paso bajo y paso alto reales. Una transición abrupta entre la banda de paso y la de corte asegura una buena discriminación frecuencial en el ancho de banda seleccionado:

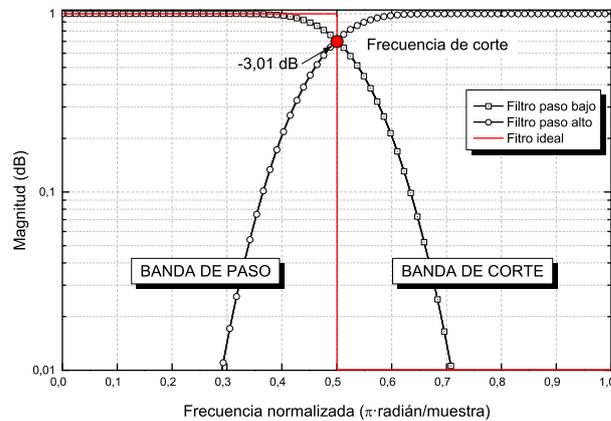


Figura 3.1: Característica de transición de un filtro paso bajo real

Una vez explicadas las características que definen a los filtros paso bajo, y por similitud, también a los filtros paso alto, se está en disposición de considerar el tipo especial de filtros que definen los esquemas de descomposición wavelet usados en la presente tesis: los filtros espejo en cuadratura QMF. Estos filtros dividen la señal de entrada en dos bandas sin perder información, permitiendo, si fuera necesaria, la reconstrucción posterior de la onda [101, 102]. El uso de este tipo de filtros está muy extendido en aplicaciones de codificación/decodificación de señales de voz [103], y en general en aplicaciones de análisis y síntesis de señales [104, 105].

Estos filtros constituyen los bancos de filtros multi-frecuencia (*multirate filter banks*), que se aplican a la señal de entrada discreta realizando posteriormente un *downsampling* de la señal. Esto proporciona un conjunto de señales sub-banda, cada una definida en la mitad del espectro frecuencial original y con la mitad de datos discretos debido al proceso de *downsampling* realizado. La figura 3.2 ilustra un banco de filtros de 1 solo nivel, donde

pueden apreciarse las zonas de transformación directa (análisis) e inversa (síntesis).

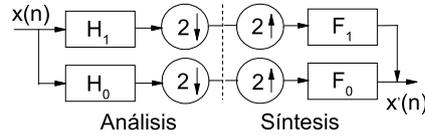


Figura 3.2: Banco de filtros wavelet (1 nivel)

En la transformada wavelet directa (descomposición), los filtros H_0 y H_1 corresponden a filtros QMF paso bajo y paso alto respectivamente. El proceso de *downsampling*, representado por $2 \downarrow$, reduce la frecuencia de muestreo por un factor 2:

$$y(m) = x(2m) \quad (3.1)$$

Es obvio que la señal de salida y no contiene la misma información que la señal original x , por lo que este operador necesita ir precedido por filtros que extraigan la frecuencia relevante con anterioridad. En este sentido, al aplicar el proceso de *downsampling* a una señal $x(m)$ con frecuencias en el espectro normalizado de $[0, \pi]$, el ancho de banda de la señal resultante $y(m)$ queda limitado al rango de $[0, \frac{\pi}{2}]$ [106]. De forma similar ocurre con la descomposición realizada a través de filtros paso alto, donde la información relevante tras el *downsampling* queda relegada en el intervalo de interés de $[\frac{\pi}{2}, \pi]$.

Aunque tal y como se ha comentado, la propiedad fundamental de un esquema basado en filtros QMF es la reconstrucción perfecta de la onda una vez descompuesta, en este caso el objetivo es otro: la descomposición exacta en los intervalos frecuenciales de 0 a $\frac{\pi}{2}$ y de $\frac{\pi}{2}$ a π radianes.

3.2.1.2. Respuesta al impulso. Filtros FIR e IIR

La primera decisión a la hora de diseñar un sistema con filtros digitales pasa por seleccionar el tipo de estructura a utilizar según los siguientes tipos: impulso infinito (IIR) o impulso finito (FIR). Las principales ventajas de los primeros con respecto a los segundos se enumeran a continuación [75]:

- Los filtros IIR posibilitan una mayor selectividad frecuencial que los filtros FIR, lo que implica una mayor precisión frecuencial.
- Los filtros IIR poseen mejores especificaciones en cuanto a ganancia y frecuencia de transición, siendo más cercanos al comportamiento ideal de lo que lo son los filtros FIR.
- Los filtros IIR necesitan un menor número de coeficientes para obtener la misma respuesta que un filtro FIR.

Como contrapartida, los filtros IIR tienen la desventaja de poseer fase no lineal además de una posible inestabilidad en la salida si el diseño no se realiza correctamente. Como ventaja, los filtros de impulso finito (filtros no recursivos) pueden proporcionar respuesta de fase lineal (el mismo retraso debido a la implementación lineal), algo muy favorable a la hora de utilizarlos en la detección de fenómenos transitorios. Además son siempre estables ya que, debido a su forma de construcción, los polos nunca pueden estar fuera del círculo unidad [107]. Por este motivo, para un mismo comportamiento frecuencial, el número de coeficientes necesarios para construir un filtro FIR es mucho mayor que para un filtro IIR, implicando mayor carga computacional a la hora de realizar la implementación final.

Una vez revisadas las ventajas e inconvenientes de cada uno de los tipos de estructuras disponibles, se han seleccionado, estudiado e implementado un total de 53 filtros digitales que modelan la transformada wavelet de forma discreta. Aunque si bien es cierto que la equivalencia discreta de las familias wavelet se realiza generalmente mediante filtros FIR, se están empezando a utilizar estructuras de descomposición IIR en esquemas de descomposición sub-banda en el plano tiempo-frecuencia [108–110]. Por este motivo, 2 de los 53 filtros seleccionados corresponden a este tipo de implementación.

La tabla 3.1 muestra una lista de los 53 filtros seleccionados, incluyendo la siguiente información:

- Abreviatura de la familia
- Tipo de filtro (FIR o IIR)
- Número de coeficientes
- Simetría
- Ortogonalidad
- Biortogonalidad

En general, aquellas familias con un índice más bajo corresponden a wavelets con peor selectividad frecuencial, aspecto íntimamente relacionado con el número de coeficientes que la integran (ver columna # coef.).

Tabla 3.1: Lista de filtros wavelet seleccionados para su implementación en el algoritmo de medida armónica

Familia	Abrev.	Tipo	# coef.	Simet.	Ortog.	Biort.
Haar	Haar	FIR	2	X	✓	✓
Daubechies 1	db1	FIR	2	X	✓	✓
Daubechies 2	db2	FIR	4	X	✓	✓
Daubechies 3	db3	FIR	6	X	✓	✓
Daubechies 4	db4	FIR	8	X	✓	✓
Daubechies 5	db5	FIR	10	X	✓	✓
Daubechies 6	db6	FIR	12	X	✓	✓
Daubechies 7	db7	FIR	14	X	✓	✓
Daubechies 8	db8	FIR	16	X	✓	✓

Continúa en la página siguiente

Tabla 3.1 – Continúa desde la página anterior

Familia	Abrev.	Tipo	# coef.	Simet.	Ortog.	Biort.
Daubechies 9	db9	FIR	18	X	✓	✓
Daubechies 10	db10	FIR	20	X	✓	✓
Daubechies 11	db11	FIR	22	X	✓	✓
Daubechies 12	db12	FIR	24	X	✓	✓
Daubechies 13	db13	FIR	26	X	✓	✓
Daubechies 14	db14	FIR	28	X	✓	✓
Daubechies 15	db15	FIR	30	X	✓	✓
Daubechies 16	db16	FIR	32	X	✓	✓
Daubechies 17	db17	FIR	34	X	✓	✓
Daubechies 18	db18	FIR	36	X	✓	✓
Daubechies 19	db19	FIR	38	X	✓	✓
Daubechies 20	db20	FIR	40	X	✓	✓
Coiflets 1	coif1	FIR	6	≈	✓	✓
Coiflets 2	coif2	FIR	12	≈	✓	✓
Coiflets 3	coif3	FIR	18	≈	✓	✓
Coiflets 4	coif4	FIR	24	≈	✓	✓
Coiflets 5	coif5	FIR	30	≈	✓	✓
Symlets 2	sym2	FIR	4	≈	✓	✓
Symlets 3	sym3	FIR	6	≈	✓	✓
Symlets 4	sym4	FIR	8	≈	✓	✓
Symlets 5	sym5	FIR	10	≈	✓	✓
Symlets 6	sym6	FIR	12	≈	✓	✓
Symlets 7	sym7	FIR	14	≈	✓	✓
Symlets 8	sym8	FIR	16	≈	✓	✓
Symlets 9	sym9	FIR	18	≈	✓	✓
Symlets 10	sym10	FIR	20	≈	✓	✓
Discrete Meyer	dmey	FIR	62	✓	✓	✓
Biortogonal 1.1	bior1.1	FIR	2	✓	X	✓
Biortogonal 1.3	bior1.3	FIR	6	✓	X	✓
Biortogonal 1.5	bior1.5	FIR	10	✓	X	✓
Biortogonal 2.2	bior2.2	FIR	6	✓	X	✓
Biortogonal 2.4	bior2.4	FIR	10	✓	X	✓
Biortogonal 2.6	bior2.6	FIR	14	✓	X	✓
Biortogonal 2.8	bior2.8	FIR	18	✓	X	✓
Biortogonal 3.1	bior3.1	FIR	6	✓	X	✓
Biortogonal 3.5	bior3.5	FIR	10	✓	X	✓
Biortogonal 3.7	bior3.7	FIR	6	✓	X	✓
Biortogonal 3.9	bior3.9	FIR	20	✓	X	✓
Biortogonal 4.4	bior4.4	FIR	10	✓	X	✓
Biortogonal 5.5	bior5.5	FIR	12	✓	X	✓
Biortogonal 6.8	bior6.8	FIR	18	✓	X	✓
Vaidyanathan	vaid24	FIR	24	X	✓	✓
Elíptico	elip8	IIR	8	X	✓	✓
Butterworth	butter29	IIR	29	X	✓	✓

Tal y como puede verse en la tabla 3.1, las familias de filtros seleccionados cubren un extenso rango de coeficientes de implementación, desde 2 para la familia Haar hasta 62 para las wavelet Discrete Meyer.

A la hora de realizar la implementación, la diferencia fundamental entre ambos tipos de filtros (impulso infinito o finito) radica en la realimentación de la salida. Por ejemplo, la respuesta de un filtro FIR depende únicamente de las entradas actuales y anteriores, mientras que la de un filtro IIR es función tanto de las entradas actuales y anteriores como de las salidas anteriores. Los filtros FIR se formulan a partir de (3.2) mientras que (3.3) muestra la implementación de los filtros IIR. En ambos casos se ha aplicado previamente a la señal la transformada z en el dominio del tiempo discreto. Adicionalmente, la figura 3.3 muestra la forma de calcular la salida de un filtro IIR compuesto por dos partes bien diferenciadas: la parte no-recursiva y la recursiva.

$$H(z)_{\text{no recursivo}} = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \quad (3.2)$$

$$H(z)_{\text{recursivo}} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=0}^N a_k z^{-k}} \quad (3.3)$$

siendo a y b los coeficientes del denominador y numerador respectivamente.

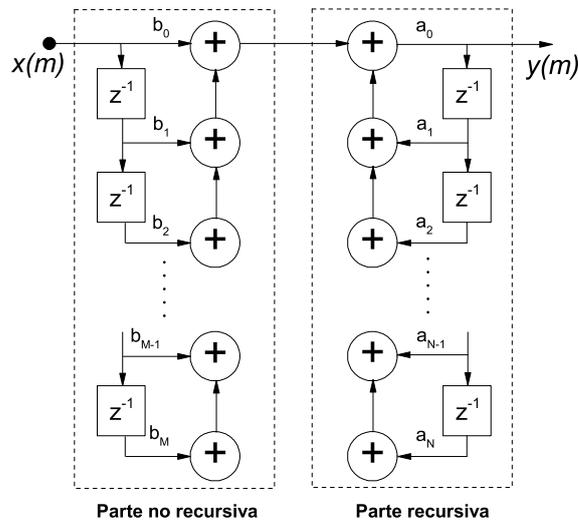


Figura 3.3: Implementación de filtros. Zonas recursivas y no recursivas

Para ilustrar las diferencias de implementación en función del número de coeficientes, la figura 3.4 muestra la comparación de respuestas frecuenciales de dos filtros paso bajo, correspondientes a la familia wavelet db5 y familia wavelet db15. A partir de la información mostrada en los gráficos internos, se puede comprobar cómo a medida que el número de coeficientes necesarios para realizar la implementación aumenta, la respuesta del filtro se parece más a la de un filtro ideal (caída abrupta en $0,5\pi$ radianes). En este sentido,

la sección 3.2.3 trata sobre el coste computacional de implementación de los filtros de descomposición wavelet.

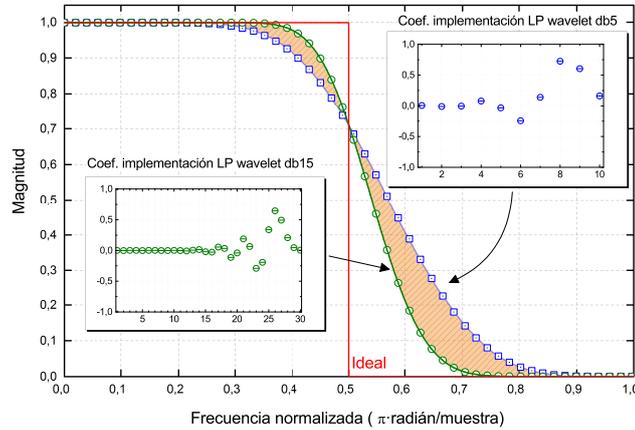


Figura 3.4: Comparación de la respuesta frecuencial de 2 filtros paso bajo según el número de coeficientes de implementación. Familias db5 y db15

3.2.2. Criterios frecuenciales

Según lo expuesto en apartados anteriores, la respuesta en frecuencia de los filtros reales difiere notablemente del comportamiento ideal. Para un filtro paso bajo, la amplitud (magnitud) decrece a medida que la frecuencia ω aumenta. En relación a su filtro paso alto asociado, el comportamiento es completamente simétrico (de ahí que se denominen a este tipo de filtros, filtros de espejo). Además, también ha quedado patente que a mayor número de coeficientes, mayor precisión en la discriminación frecuencial. Para comparar la respuesta en frecuencia de cada uno de los filtros, se define la frecuencia de corte ω_c donde, por definición, la ganancia en magnitud es $\frac{1}{\sqrt{2}}$ veces (ó -3 dB) la amplitud máxima normalizada. La intersección de la respuesta en frecuencia del filtro con este valor separará la zona de paso y la de corte (figura 3.1).

El objetivo fundamental de este capítulo es el desarrollo de un método basado en la transformada wavelet para la medida de contenido armónico, por lo que es requisito imprescindible una buena discriminación frecuencial en todo el ancho de banda de interés. Tras analizar la respuesta frecuencial de los 53 filtros indicados en la tabla 3.1 y comparando su similitud con la respuesta de un filtro ideal, se concluye que únicamente las 8 familias de filtros digitales con respuestas más cercanas a la idealidad podrán ser candidatas a ser implementadas en el algoritmo final. Se muestran a continuación los 8 filtros que representan a las 8 familias wavelet seleccionadas:

- db15
- db20
- coif5
- dmey
- sym10
- vaid24
- elip8
- butt29

Mediante la herramienta de programación matemática *Matlab* se ha calculado la respuesta frecuencial para cada uno de los ocho filtros wavelet seleccionados. El comando utilizado (*freqz*) calcula la respuesta frecuencial compleja evaluando la función de transferencia en valores discretos de ω para después normalizarlos de acuerdo a sus valores de salida. Esto posibilita la comparación directa de las respuestas frecuenciales de los 8 filtros de forma visual. En la figura 3.5 se muestra dicha evolución, desde 0 radianes/muestra hasta π rad/muestra para los 8 filtros elegidos.

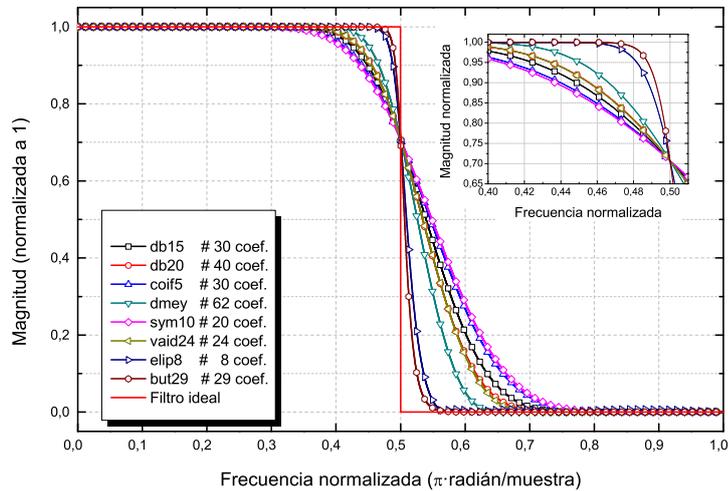


Figura 3.5: Comparación de las respuestas frecuenciales de 8 familias wavelet

Se observa claramente cómo el filtro Butterworth posee características frecuenciales muy superiores a las de los filtros asociados a las familias Daubechies, Coiflets, Discrete Meyer, Symlet y Vaidyanathan, acercándose únicamente el filtro elíptico de orden 8. En el gráfico interior, situado en la parte superior derecha, puede verse un detalle de la zona de transición de cada uno de los filtros en el entorno de la frecuencia de corte ω_c . A la vista de los resultados, el filtro Butterworth de orden 29 es la estructura que mejor se comporta de todas, por lo que se escoge como uno de los filtros candidato a ser implementado en el algoritmo final.

La utilización de filtros digitales con características frecuenciales inferiores a las del filtro digital Butterworth conllevará una degradación o fuga de energía superior, manifestada en la medida de valores armónicos inferiores a los esperados.

3.2.3. Criterios computacionales

De la misma manera que se ha comparado la respuesta frecuencial, también es necesario realizar un estudio detallado sobre el número de operaciones matemáticas que conlleva la implementación de cada uno de los filtros digitales. Un número elevado de operaciones, además de añadir complejidad a la implementación, introduce importantes retrasos en la señal de salida. Todos los filtros digitales poseen esta característica negativa que hay que corregir para que los resultados queden lo menos afectados posible. El retraso puede ser constante o variar en función de la frecuencia. Para aquellos filtros que introducen retrasos constantes, la forma de solucionarlo es sencilla: desplazar la señal digitalizada k muestras en el tiempo.

Mediante el uso del software *Matlab*, y utilizando el comando *cost*, se ha calculado el número de operaciones aritméticas necesarias para la aplicación de un filtro determinado. Dicha función se ha aplicado a las 5 mejores familias wavelet seleccionadas en comparación con el comportamiento ideal, de acuerdo a los resultados mostrados en la figura 3.5. Como se puede comprobar, el filtro que exige mayor número de operaciones es el *Discrete Meyer* debido a su elevado número de coeficientes. El resto de filtros se mantienen muy por debajo del anterior, con reducciones en torno a un 60% para el filtro *db20*, 75% para *vaid24*, 90% para *elip8* y 40% para *but29*.

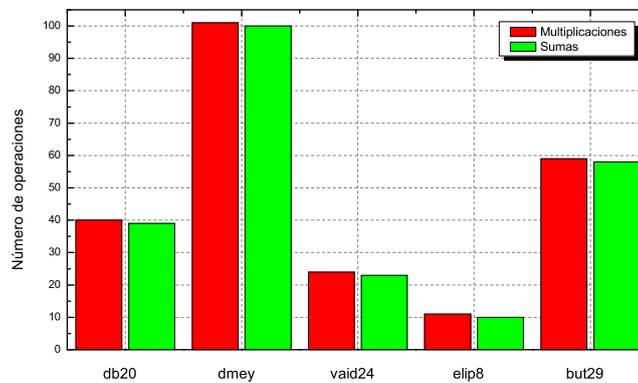


Figura 3.6: Comparación del coste computacional para 5 familias wavelet

Estos resultados son de vital importancia ya que el método de análisis armónico desarrollado en esta tesis requiere de múltiples convoluciones a lo largo de toda la descomposición. Un ahorro en cada convolución, por pequeño que sea, representa una disminución sustancial en el total de operaciones a realizar. Además, un menor número de operaciones implicará también un menor retraso temporal en la salida.

3.2.4. Conclusiones

En la sección 3.2.1 se han asentado las bases sobre las que construir el método de medida armónica. Tras describir los aspectos básicos concernientes al tratamiento de la señal mediante filtros digitales (apartado 3.2.1.2), se seleccionaron inicialmente 53 familias de filtros wavelet incluyendo tanto filtros de impulso finito como de impulso infinito. Criterios como una baja selectividad frecuencial o un número alto de operaciones permitieron descartar aquellos filtros no adecuados por sus características alejadas de la idealidad, reduciendo la lista inicial únicamente a 5.

De acuerdo a los resultados obtenidos en los apartados 3.2.2 y 3.2.3, y primando el comportamiento frecuencial frente al coste computacional, se selecciona el filtro Butterworth de orden 29 por su relativo bajo orden de implementación, coste computacional y estrecha banda de transición de acuerdo a los 5 filtros pre-seleccionados. A continuación, le sigue de cerca, en cuanto al compromiso entre discriminación frecuencial y esfuerzo computacional, el filtro Elíptico construido a partir de 8 coeficientes. Estos dos filtros serán los seleccionados para llevar a cabo el análisis de dispersión de energía en los apartados posteriores.

3.3. El algoritmo de descomposición

3.3.1. La estructura

Tal y como se presentó en la sección 2.3, la teoría de análisis multi-resolución es un método simple y rápido de descomponer la señal de entrada en sus componentes frecuenciales a través de diferentes escalas o niveles. Con la utilización de este esquema, se extrae la información frecuencial necesaria hasta obtener un análisis completo en los ejes tiempo-frecuencia. En cada paso, la señal a analizar se obtiene a partir del nivel anterior, descartando la mitad de los datos tras la realización del proceso de *downsampling* (sección 2.3.3).

En el lenguaje de la implementación de la transformada wavelet, la función wavelet se dilata y contrae para obtener una imagen de la señal a mitad de resolución; en el lenguaje de la teoría de la señal, a la señal original se le aplica un filtro paso bajo o paso alto digital y al resultado se le aplica un *downsampling* diádico o *downsampling*. Con la correcta elección de los filtros digitales (sección 3.2.1.1) será posible identificar toda la información frecuencial necesaria para obtener el contenido armónico de la señal original.

Pensando en el problema del análisis armónico, los requisitos necesarios más importantes, para ser consecuentes con la norma internacional sobre técnicas de medidas de contenido armónico para redes de suministro [55], son los siguientes:

- Ancho de ventana de 10/12 ciclos (redes de 50/60 Hz)
- Posibilidad de medir el contenido armónico hasta el orden 40°
- Ventana de ponderación rectangular

Atendiendo al primer punto de los tres reseñados, el método desarrollado incorpora el análisis en ventanas de medida con una duración de 200 ms. En este sentido, sabiendo que, según el criterio de Nyquist, la tasa de muestreo tiene que ser al menos el doble de la frecuencia más alta contenida en la señal a analizar [75], se establece una frecuencia de muestreo $F_s = 6\,400$ Hz¹. Con esta configuración, se está en disposición de poder medir contenidos armónicos hasta el orden 64 con total garantía, cumpliendo el segundo punto de la lista anterior.

La elección de este orden armónico máximo se corresponde con la forma de implementar el árbol de descomposición y sus sucesivos procesos de *downsampling*, donde el ancho de banda resultante tras cada iteración queda reducido a la mitad. En referencia al tercer punto, el método diseñado realiza medidas armónicas de acuerdo a la señal digitalizada durante los 200 ms de medida, sin aplicar ningún tipo de ventana de ponderación, lo que se corresponde con la definición de la ventana de ponderación rectangular (ver sección 2.2.2).

Tal y como se explicará más adelante, el método se basa en el cálculo del valor eficaz a través del agrupamiento de la información obtenida en los nodos correspondientes al último nivel de descomposición. En este sentido, para calcular correctamente el contenido armónico final se necesitan bandas de 50 Hz centradas en la frecuencia armónica a analizar. Dichas bandas se obtendrán mediante el agrupamiento de dos bandas más estrechas de 25 Hz correspondientes al último nivel de descomposición.

La tabla 3.2 resume la configuración del árbol de descomposición diseñado, donde aparece la información extraída de cada uno de los niveles: número de nodos, muestras por nodo, resolución temporal² y ancho de banda por nodo. De esta manera, la figura 3.7 muestra el esquema resumido según la tabla 3.2. Tras una correcta agregación de los nodos obtenidos a partir del último nivel, se estará en disposición de poder calcular el contenido armónico de los 63 primeros armónicos.

¹Tal y como se verá en el apartado 4.3, la frecuencia de muestreo más alta del conjunto de algoritmos diseñados es de 12,8 kHz. Se eligió esta frecuencia para maximizar la resolución temporal del sistema de detección de eventos de tensión ($\Delta t = 78,125 \mu s$). Por este motivo, la onda que se introduzca en el algoritmo de medida armónica sufrirá un *downsampling* previo para adecuarla a los requisitos de diseño establecidos en el presente apartado.

²Después de haber realizado el *downsampling* correspondiente.

Tabla 3.2: Resumen del árbol de descomposición wavelet

Nivel	Número de nodos	Muestras por nodo	Δt (ms)	Ancho de banda por nodo (Hz)
1	2	640	0,312	1600
2	4	320	0,625	800
3	8	160	1,250	400
4	16	80	2,500	200
5	32	40	5,000	100
6	64	20	10,000	50
7	128	10	20,000	25

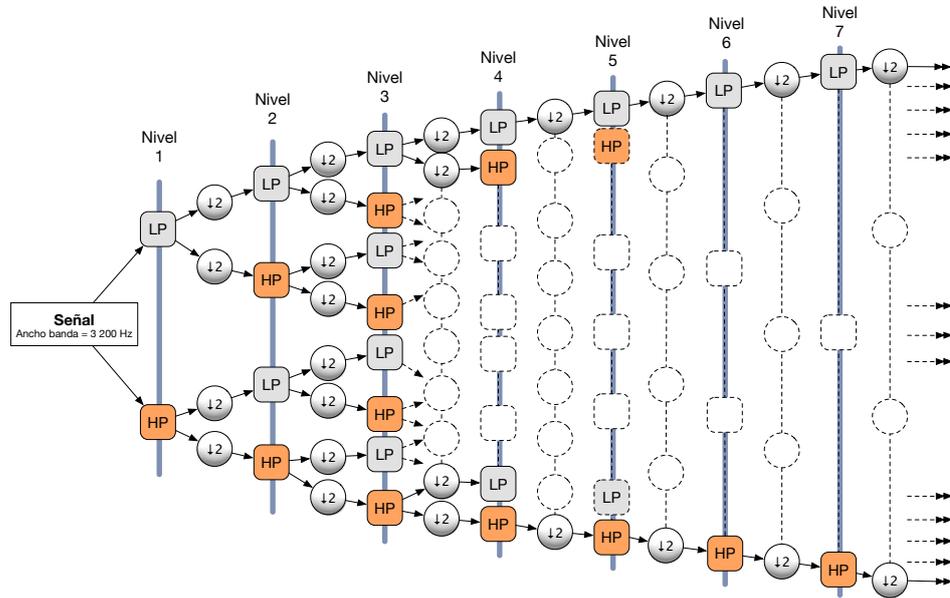


Figura 3.7: Árbol de descomposición wavelet

3.3.2. Agrupamiento nodal

Son pocos los artículos relacionados con el análisis armónico wavelet de formas de onda estacionarias por la superioridad de otros métodos frente a la transformada wavelet, pero donde realmente muestra una clara superioridad es en el análisis de ondas no estacionarias. En este sentido, algunos autores definieron el método por el cual se pueden calcular los valores *rms* de las ondas de entrada con 2^n muestras a partir de sus coeficientes de descomposición wavelet [111, 112]:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2^n} \sum_{i=0}^{2^{n-j}-1} \sum_{k=0}^{2^j-1} d_j^i(k)^2} = \sqrt{\sum_{i=0}^{2^{n-j}-1} V_j^{i^2}} \quad (3.4)$$

El término d_j^i se corresponde con los coeficientes de salida tras la aplicación del filtro de descomposición wavelet en el nivel j para el nodo i de la señal de tensión.

Adaptando (3.4) al caso particular que nos ocupa, se puede calcular el valor eficaz total en cada nodo p para cualquier nivel j a través de los k -ésimos valores que integran cada nodo de N muestras, sin más que aplicar la ecuación (3.5):

$$x_{rms}(j, p) = \sqrt{\frac{\sum_k (d_{j,k}^p)^2}{N}} \quad (3.5)$$

Tal y como aparece en la tabla 3.2, cada nodo del 7º nivel posee un ancho de banda de 25 Hz. Realizando una agrupación adecuada, se obtienen bandas de 50 Hz con cada armónico centrado en cada una de las agrupaciones. Usando la ecuación (3.5), se toman los coeficientes $d_{j,k}^p$ para calcular el valor eficaz compuesto de la agrupación según la siguiente expresión:

$$x_{rms}(j, p + q) = \sqrt{\frac{\sum_k (d_{j,k}^p)^2 + \sum_k (d_{j,k}^q)^2}{N}} \quad (3.6)$$

siendo p y q son los nodos objeto de agrupación, N el número total de datos, k el índice del contador y j el nivel donde se realiza el cálculo del valor eficaz.

Una característica muy a tener en cuenta en la implementación de árboles de descomposición basados en filtros complementarios es la inversión espectral [113]. Esto quiere decir que tras la aplicación de un filtro paso alto, el filtro paso bajo pasa a comportarse como un filtro paso alto. Por este motivo, es necesario adecuar el algoritmo de descomposición según este fenómeno para agrupar correctamente los nodos de acuerdo al ancho de banda efectivo. Para ello, se ha desarrollado un algoritmo complementario consistente en la identificación de cada uno de los filtros paso bajo y paso alto según los factores de identificación frecuencial f , correspondiendo a los valores de +1 y -1 respectivamente. De esta manera, se forma un nuevo árbol de descomposición intermedio que indicará en cada nodo si hay que invertir el ancho de banda natural³o no. Según este algoritmo, el cálculo del factor global F de identificación de inversión del espectro para cada nodo m se define de acuerdo a (3.7):

$$F_m = \prod_{k=1}^{m-1} f_k \quad (3.7)$$

³Se entiende por ancho de banda natural aquel que resulta tras la aplicación de un único filtro paso bajo o paso alto (ancho de banda definido de 0 a $\frac{\pi}{2}$ y de $\frac{\pi}{2}$ a π *radiantes/muestra* respectivamente)

siendo m el número de niveles y f_k el factor de identificación individual nodal. La multiplicación de factores para obtener el nodo donde se quiere calcular el factor se realiza según la ruta natural de descomposición. Para ilustrar el esquema y entender el mecanismo desarrollado, la figura 3.8 muestra un extracto del árbol de descomposición completo, formado únicamente por 3 niveles de descomposición.

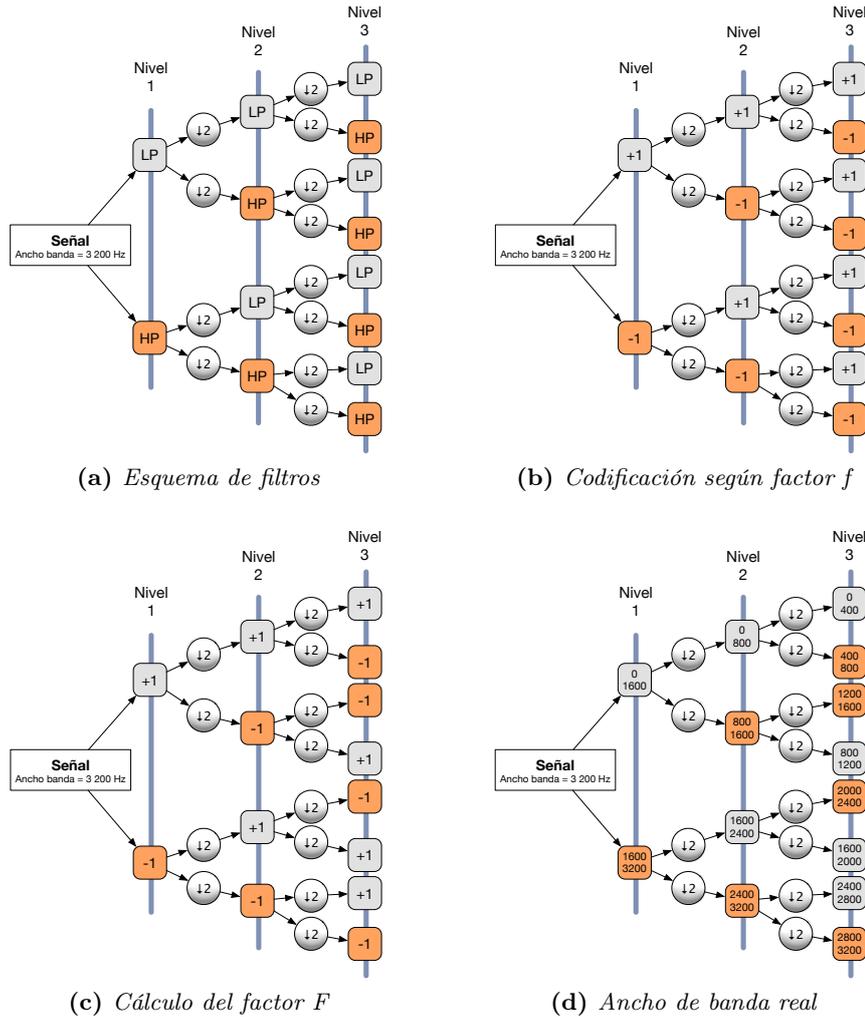


Figura 3.8: Ejemplo de identificación del espectro real para 3 niveles de descomposición

Tras identificar en los filtros paso bajo y paso alto (LP y HP) los factores individuales f_k según la figura 3.8a, el árbol de descomposición resultante se muestra en la figura 3.8b. Posteriormente se procede a realizar la multiplicación de cada ruta según (3.7), resultando la figura 3.8c. En la figura 3.8d puede comprobarse cómo aquellos nodos correspondientes a filtros paso bajo

cuyo índice es igual a +1 permanecen con su ancho de banda natural, mientras que aquellos cuyo producto es igual a -1, lo invierten. De forma inversa, los nodos identificados como paso alto y que han obtenido un factor F igual a -1, permanecen con su propiedad natural, es decir, filtrando componentes por debajo de su frecuencia de corte (comportamiento natural). Por el contrario, si les corresponde un factor F igual a +1, invierten su propiedad, comportándose como filtros paso bajo.

De esta manera, se ha aplicado el método explicado en las líneas anteriores al árbol de descomposición completo de 7 niveles, obteniendo de esta forma la correcta ordenación espectral de los 128 nodos del último nivel de análisis.

3.3.3. Métodos de convolución

Un aspecto fundamental en el éxito de la implementación de la descomposición wavelet radica en el proceso de convolución del filtro digital utilizado con la señal de entrada. En este sentido, conscientes de la existencia de numerosas estrategias a la hora de aplicar el operador convolución, la presente sección incluye el estudio y aplicación de los 6 métodos más comunes de acuerdo a la literatura consultada.

Según la definición formal del operador convolución, este se representa mediante la integral de dos funciones continuas en el tiempo o como el sumatorio de dos funciones discretas [78]. Atendiendo a la forma de realizar la convolución continua, el proceso aplicado a dos funciones $h(t)$ y $x(t)$ se representa mediante la ecuación (3.8):

$$h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau \quad (3.8)$$

Por otra parte, la convolución de dos funciones discretas $h[n]$ y $x[n]$ se calcula tal y como se muestra a continuación:

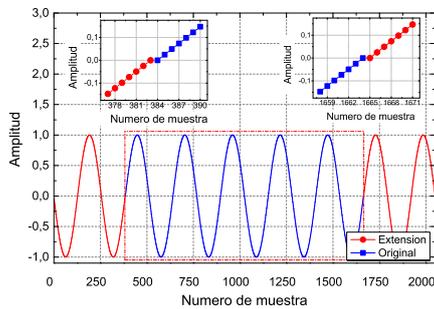
$$h[n] * x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[n] x[n - k] \quad (3.9)$$

La forma más frecuente y sencilla de realizar dicha convolución es asumiendo que la señal es infinita, o lo que es lo mismo, extendiendo la forma de la onda fuera de los límites de análisis. La desventaja de esta convolución circular es que introduce una discontinuidad artificial en los límites de la ventana de medida [114]. A medida que el número de iteraciones (o niveles de análisis) aumenta, estos efectos de borde se acentúan, propagando errores en el cálculo. Una alternativa a este tipo de convolución se basa en la utilización de una extensión simétrica, lo que resulta en una continuidad de orden cero en los límites del análisis. Sin embargo, también pueden surgir

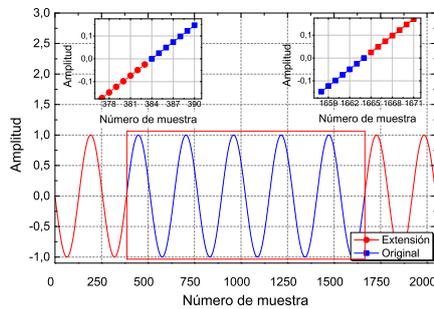
discontinuidades en la derivada de la señal por lo que los efectos de borde indeseados podrían seguir apareciendo [115].

De esta forma, son varios los métodos de extensión que existen para intentar solucionar estos problemas [115–117]. En la figura 3.9 se muestran algunos de los modos de extensión 1-D más utilizados en el tratamiento de la señal, y en especial en la aplicación de la transformada wavelet.

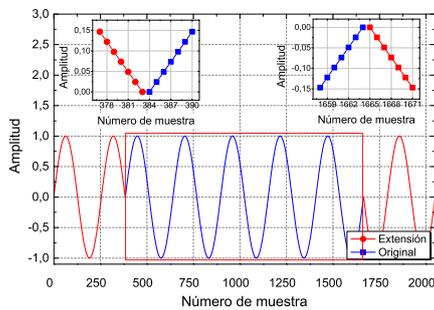
La onda de entrada corresponde a una señal sinusoidal muestreada a 12,8 kM/s. Las figuras 3.9a y 3.9b muestran una extensión antisimétrica de la onda de entrada, de medio punto (ASYM) y punto entero (ASYMW). Estos métodos prolongan la señal como si de una forma de onda continua se tratase. La diferencia fundamental entre ambas convoluciones es la forma de realizar la transición entre la parte extendida y la original. Lo mismo ocurre en la figura 3.9c, extensión simétrica de medio punto (SYM), y en la figura 3.9d, simétrica de punto entero (SYMW), donde ambas introducen un salto en la primera derivada en el borde. El método de transición *smooth* (SP0) realiza una transición más suave entre el inicio de los datos de la ventana y el inicio de la onda real. Por último, se muestra el método de extensión de llenado mediante ceros ó ZPD, que introduce un salto abrupto en la función a analizar.



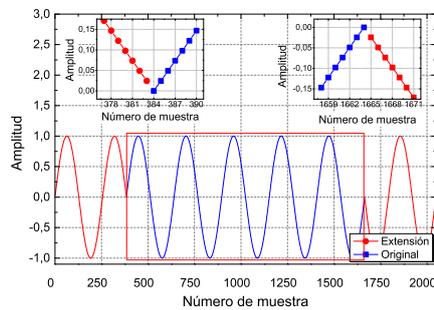
(a) *Antisimétrica de medio punto*



(b) *Antisimétrica de punto entero*



(c) *Simétrica de medio punto*



(d) *Simétrica de punto entero*

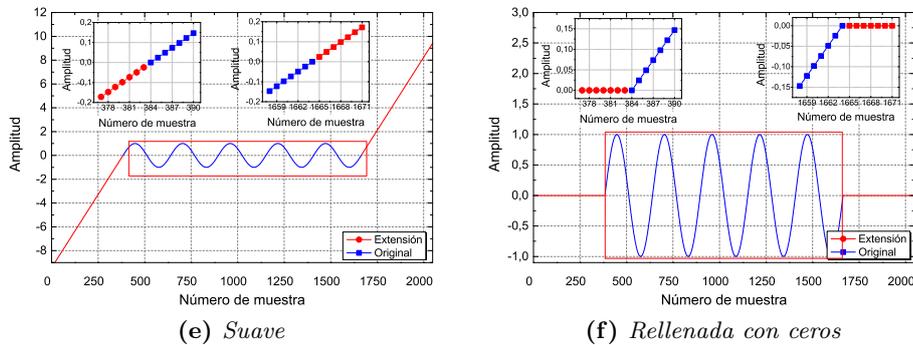


Figura 3.9: Tipos de extensión para la minimización de los efectos de borde

De los ocho métodos mostrados, y de acuerdo a las pruebas realizadas en base a una onda de entrada con una frecuencia de 50 Hz y una amplitud de $\sqrt{2}$ p.u, el método de convolución seleccionado para el cálculo armónico es el de llenado mediante ceros o *zero-padding* (figura 3.10). Dicho método es el que mejor funciona atendiendo a efectos de borde indeseados, mostrando una menor dispersión de energía y recuperando de forma satisfactoria el valor eficaz inicial (1 p.u). La adición de valores a la señal original para poder llevar a cabo la convolución justifica que el número final de puntos por nodo no coincida exactamente a lo indicado en la tabla 3.2.

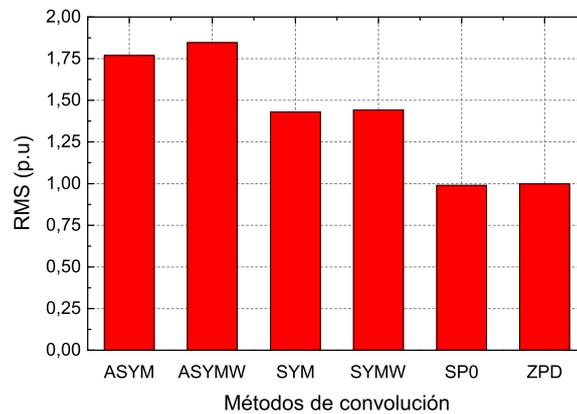


Figura 3.10: Comparación de los resultados obtenidos mediante transformada wavelet para una onda de entrada de tono puro de 50 Hz

3.4. Implementación y medidas

La presente sección versa sobre la implementación final del método y las pruebas realizadas para validar el desarrollo. Por este motivo, primero se presentan las consideraciones adoptadas en cuanto al flujo de datos en el interior del algoritmo y en segundo lugar, se muestran los ensayos elegidos en función de su estacionariedad y fluctuación dentro de la ventana de medida.

La casuística de las señales a medir en cualquier línea eléctrica en cuanto a sus características relativas a frecuencia, amplitud, forma y simetría es muy elevada. Referente al análisis armónico, la mayoría de textos científicos solo incluyen ondas estacionarias, sin mostrar casos dinámicos donde la onda de tensión evolucione a lo largo de la ventana de medida. En realidad, este segundo tipo de ondas son las que generalmente se registran cuando se realizan ensayos de calidad de red en campo. Por este motivo, en primera aproximación se van a estudiar señales de entrada con contenido armónico estacionario para luego aplicar el método a armónicos fluctuantes y a señales con un contenido en ruido importante (comportamiento del método frente a señales de alta frecuencia). Los resultados serán contrastados con aquellos obtenidos tras aplicar la transformada de Fourier en su adaptación FFT.

De esta manera, en el Anexo A se incluye una descripción completa del sistema automático desarrollado, identificando cada una de las partes que lo integran a través de un diagrama de flujo descriptivo.

3.4.1. Dispersión de energía

Tal y como se presentó en el apartado 3.2.2, y más concretamente en la figura 3.5, la respuesta frecuencial de los filtros está alejada de la idealidad. Esto se traduce en que si se aplica un tono puro de amplitud 1 p.u, nunca se obtendrá la totalidad de la energía tras la descomposición. Si el diseño se ha realizado correctamente, lo que se debería obtener sería un valor muy cercano al ideal, con una pequeña dispersión de energía en las bandas adyacentes. Este efecto, comúnmente denominado *spectral leakage*, se acentúa cada vez que la señal atraviesa un filtro, por lo que a mayor número de niveles, mayor relevancia adquiere la no idealidad frecuencial de la implementación. Tal y como se desprende de las líneas anteriores, el nivel de distorsión depende intrínsecamente del tipo de filtro utilizado. Generalmente, los filtros implementados con un menor número de coeficientes poseen una peor discriminación frecuencial (mayor efecto de dispersión de energía), mientras que aquellos construidos con un número más elevado de coeficientes proporcionan un *spectral leakage* más reducido.

A partir de las conclusiones mostradas en el apartado 3.2.4 donde se pre-seleccionaron los filtros Butterworth de orden 29 y Elíptico de orden 8, se muestra a continuación un estudio sobre la dispersión energética tras la realización de la agrupación nodal. Para llevar a cabo el estudio de estos 2

filtros, se ha realizado un barrido frecuencial desde el armónico fundamental hasta el de orden 50. La ecuación que modela la onda de análisis queda identificada de acuerdo a la siguiente expresión:

$$Test_n = 100\sqrt{2} \text{sen}(n 2\pi ft) \quad (3.10)$$

donde f es igual a 50 Hz y n se corresponde con el índice del ensayo a realizar.

Según (3.10), en cada ensayo realizado la onda de análisis contiene información de un solo armónico (tono puro). De esta manera, la dispersión de energía a través de las primeras 50 agrupaciones nodales queda representada en la figura 3.11.

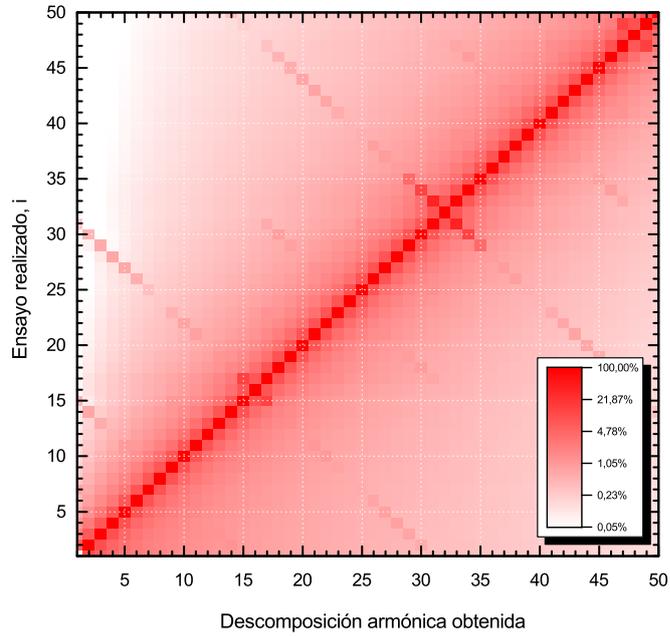
Para facilitar la comprensión del diagrama, se ha utilizado un gradiente de colores logarítmico permitiendo apreciar los detalles más sutiles en lo que a dispersión de energía se refiere, especialmente en los valores bajos. Un comportamiento alejado de la idealidad queda representado por zonas de color mas claros fuera de la diagonal principal. Esta energía espuria no es más que contenido *fugado* de las bandas de análisis hacia otras zonas del espectro.

En la figura 3.11a se comprueba el efecto apreciable de la fuga de energía, sobre todo en aquellos armónicos cuya frecuencia es submúltiplo del ancho de banda del algoritmo de descomposición, 6 400 Hz. A la vista de los resultados, esta pérdida espectral hacia bandas adyacentes se produce con mayor intensidad en el armónico de orden 32, y con menor importancia en los armónicos de orden 16 y 48 para disminuir todavía más su efecto en los armónicos 40 y 24 respectivamente. Atendiendo a la figura 3.11b, los efectos comentados en las líneas anteriores tan sólo son sutilmente apreciables en el armónico de orden 32 (coincidiendo con la mitad del ancho de banda del algoritmo).

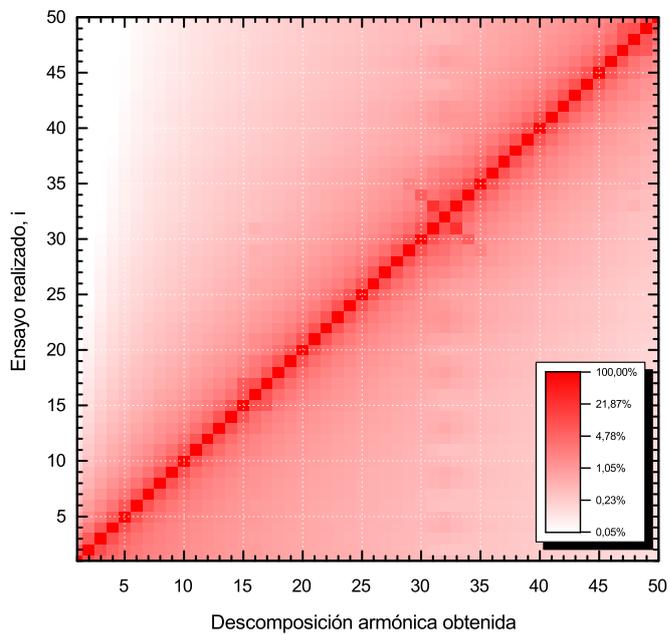
A la vista de los resultados, queda patente la superior selectividad frecuencial del filtro *Butterworth*. La utilización de este tipo de filtro frente a las otras 52 estructuras planteadas (tabla 3.1), presenta claras ventajas a la hora de obtener el contenido armónico real de la señal de entrada. Estos resultados preliminares quedarán refrendados en los siguientes apartados del presente capítulo mediante la medida del contenido armónico de ondas de tensión complejas.

3.4.2. Medida armónica

Según lo comentado en apartados anteriores, la ventaja de utilizar un método basado en el análisis wavelet multi-resolución, a la hora de realizar análisis armónicos, radica en una muy buena selectividad frecuencial. En este sentido, una vez desarrollado el método, es imprescindible realizar una caracterización completa a través del ensayo de múltiples ondas que aseguren la validación del diseño. Para ello, se inicia el estudio con la medida de ondas



(a) *Filtro elíptico de 8° orden*



(b) *Filtro butterworth de 29° orden*

Figura 3.11: *Dispersión de energía en el espectro 0-2 500 Hz*

de tensión armónica de carácter estacionario y periódico. Posteriormente, se analizan ondas más complejas y cercanas a la realidad, con contenido armónico fluctuante durante la ventana de análisis. Adicionalmente, y para concluir con la validación, se ensayan formas de onda con un cierto nivel de ruido, simulando la medida de un equipo real en entornos electromagnéticos desfavorables. La totalidad de ensayos se han extraído de publicaciones científicas relevantes, así como de normas internacionales sobre el ensayo de compatibilidad de equipos de medida eléctrica [27], como más tarde quedará indicado en cada caso concreto. En este sentido, el anexo D muestra en detalle la totalidad de formas de onda utilizadas en la caracterización del método de medida armónica. Además, el anexo E incluye información sobre los resultados obtenidos tras la ejecución del algoritmo desarrollado.

En lo que se refiere a la forma de mostrar la información relativa a los ensayos, para calcular el error cometido por el método de descomposición se incluye información sobre el contenido armónico ideal a partir de la configuración inicial introducida. Asimismo, se aplica la transformada rápida de Fourier a la onda inicial. De esta manera, se comprueba el desempeño del método desarrollado con los valores teóricos y con la transformada FFT de referencia.

3.4.2.1. Armónicos estacionarios

Cuando una forma de onda es estacionaria y además periódica (periodo igual al inverso de la frecuencia de red, 50 Hz ó 60 Hz), esta se puede descomponer a través de una suma infinita, periódica y continua de componentes armónicas llamada serie de Fourier (sección 2.2.1). Por este motivo, al aplicar la transformada rápida de Fourier a dicha onda, por definición, se obtiene exactamente el contenido armónico que define a la onda inicial.

Para comprobar el funcionamiento del método desarrollado, se han seleccionado 7 ondas entre los que se encuentran, entre otros, contenidos armónicos reales medidos en centros comerciales, ondas de tensión armónicas utilizadas para el ensayo de contadores de medida eléctrica así como otras ondas más complejas usadas en la caracterización de equipos electrónicos. La totalidad de formas de onda han sido extraídas de una completa librería de ondas para el ensayo y calibración de equipos utilizadas por el NPL [27].

3.4.2.1.1. Test 1. Contenido armónico real en entorno comercial

La señal ensayada corresponde al percentil 95 de los niveles armónicos medidos en 40 transformadores de potencia y 10 unidades de compensación de reactiva a lo largo de un año en la zona norte de Taiwan [118]. En total, la onda seleccionada es fruto del promedio de más de 12 000 muestras diezminutales de armónicos de tensión y de corriente, incluyendo campañas de medida en zonas residenciales, comerciales e industriales.

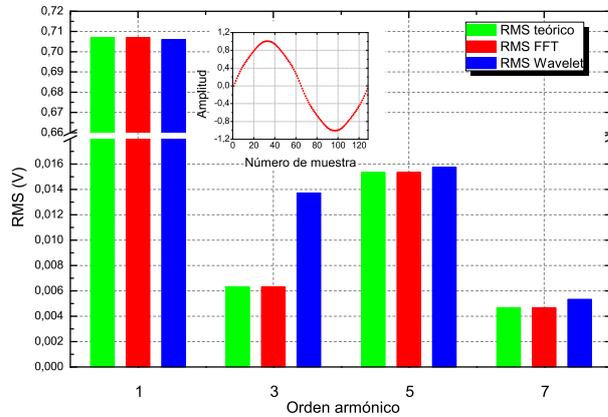


Figura 3.12: Resultados. Onda estacionaria en entorno comercial

En la figura 3.12 se muestran los resultados obtenidos mediante la FFT y el método desarrollado en comparación con los valores teóricos. Por definición, la FFT se comporta a la perfección, coincidiendo exactamente con los valores teóricos mostrados según las barras de color verde. Atendiendo a los resultados proporcionados por la transformada wavelet, esta comete un error del 50 % en el armónico 3^o debido fundamentalmente a la dispersión de energía proveniente del armónico fundamental. Para los armónicos de orden 5 y 7, el método comete un error del 2,44 % y 14,38 % respectivamente.

3.4.2.1.2. Test 2. Ensayo de contadores estáticos de energía I

La forma de onda seleccionada para este ensayo se encuentra especificada en la normativa sobre ensayo de equipos de medida de energía activa para redes de 50 Hz ó 60 Hz, con una tensión máxima de utilización de 600 V [119].

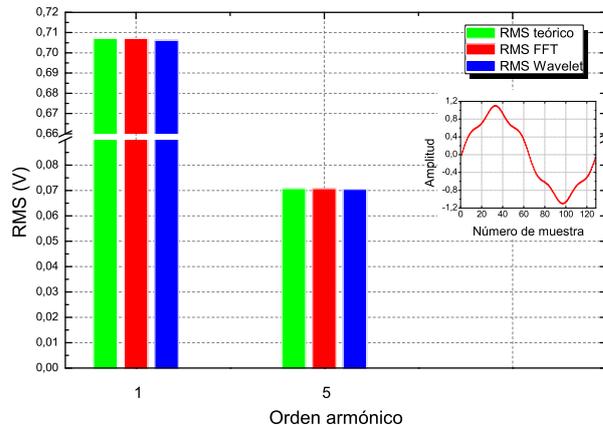


Figura 3.13: Resultados. Onda estacionaria para medidores de energía (I)

Una vez más, la amplitud del armónico fundamental de la onda de entrada ha sido normalizada, tomándose como referencia para la normalización del resto de componentes armónicas.

Como puede verse en el detalle de la figura 4.1b, la presencia del armónico de orden 5 distorsiona sustancialmente la onda sinusoidal. De acuerdo a los resultados obtenidos, los errores cometidos a la hora de evaluar la onda con la transformada wavelet son bajos, estando por debajo del 0,35 % en ambos armónicos si se compara con el valor eficaz teórico.

3.4.2.1.3. Test 3. Ensayo según la normativa IEEE 519-1992

Esta forma de onda corresponde a una medida real realizada en una línea de alimentación de una subestación de distribución eléctrica que alimentaba a 4 clientes con distintas potencias contratadas [120]. Según se puede ver en el detalle de la figura 3.14, se ha tomado como base de normalización para el resto de armónicos el valor de amplitud del armónico fundamental.

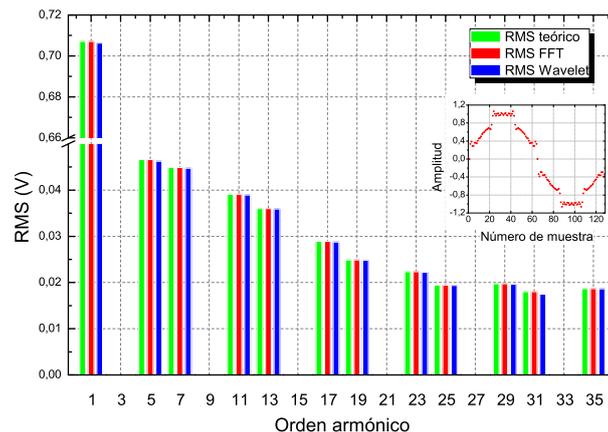


Figura 3.14: Resultados. Onda estacionaria en subestación de distribución

Tras aplicar el método wavelet multi-resolución, los errores mostrados en la figura 3.14 se encuentran por debajo del 0,6 % para la totalidad de armónicos exceptuando el de orden 31 (próximo a la banda central de descomposición) cuyo error es igual al 3,09 %. En el caso de la aplicación de la FFT, su descomposición es perfecta, con errores iguales al 0 % en todo el ancho de banda analizado.

3.4.2.1.4. Test 4. Ensayo de contadores estáticos de energía II

Considerando de nuevo las normativas sobre el ensayo de contadores de energía activa de clase 1 y 2 [119, 121], en el detalle de la figura 3.15 se muestra la onda de entrada utilizada. Se trata de una onda de tensión con un alto contenido armónico donde la fase inicial de cada uno de ellos es

distinta de cero. De esta manera, se puede realizar un barrido completo del espectro de frecuencias para verificar el funcionamiento del método.

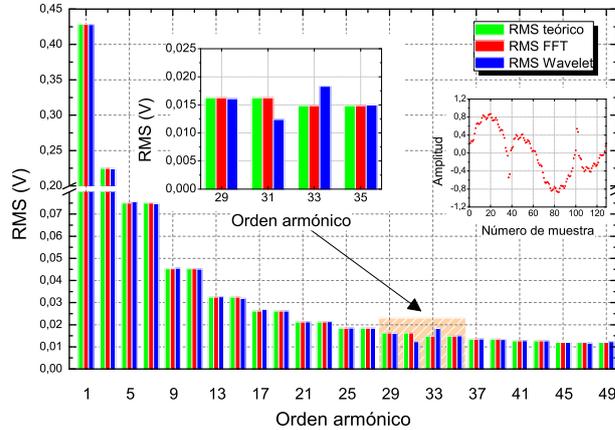


Figura 3.15: Resultados. Onda estacionaria para medidores de energía (II)

Una vez analizada la onda de tensión, se observa en la figura 3.15 que los errores del método wavelet se mantienen por debajo del 3%, excepto para los armónicos de orden 31 y 33 (de nuevo, cercanos a la banda central de descomposición) correspondiendo a valores del 23,80% y 23,29% respectivamente. Este hecho, al igual que sucedía en el análisis de la onda número 3, se justifica con la mala selectividad frecuencial del filtro en los armónicos centrales, tal y como quedó de manifiesto en el apartado 3.4.1.

3.4.2.1.5. Test 5. Onda tipo triangular

Esta onda, ampliamente utilizada en el mundo electrónico [113], ha sido seleccionada para aplicarla al sistema desarrollado y comprobar su respuesta bajo un alto contenido armónico.

Mediante (3.11) y más fácilmente de forma visual en la figura 3.16, se comprueba que el aspecto de la onda ensayada dista mucho de la típica onda sinusoidal:

$$x_{triangular}(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{\text{sen}((2k+1)t)}{(2k+1)^2} \quad (3.11)$$

O lo que es lo mismo, para una secuencia finita de términos:

$$x_{triangular}(t) = \frac{8}{\pi^2} \left(\text{sen}(t) - \frac{1}{9} \text{sen}(3t) + \frac{1}{25} \text{sen}(5t) - \dots \right) \quad (3.12)$$

Los resultados obtenidos mediante el esquema de descomposición multi-resolución, una vez más, están contenidos por debajo del 2%. En los armónicos correspondientes a la zona central del ancho de banda del algoritmo

(en el entorno del armónico 32), los errores son ligeramente superiores a los anteriores, correspondiendo a un 7,98 % para el armónico de orden 31 y a un 8,87 % para el armónico 33°.

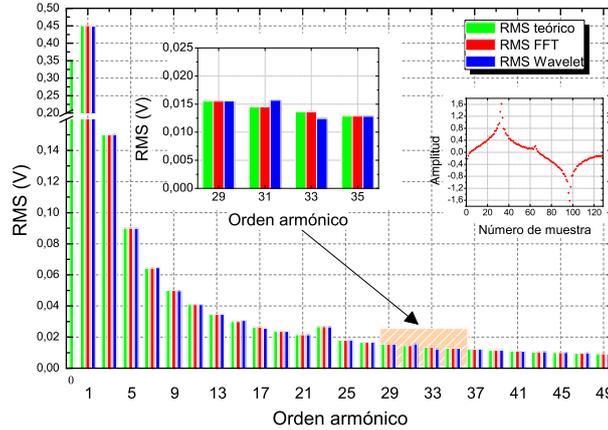


Figura 3.16: Resultados. Onda estacionaria de pulso

Por el contrario, la FFT se comporta perfectamente, con errores constantes iguales al 0,0 % durante todo el ancho de banda analizado.

3.4.2.1.6. Test 6. Onda diente de sierra

La onda diente de sierra, con un alto contenido en armónicos tanto pares como impares, es considerada como una de las ondas más desfavorables que se puede encontrar a la hora de llevar a cabo medidas en campo.

Aunque este tipo de onda no está presente generalmente en los sistemas eléctricos de potencia, representa situaciones reales en cuanto a los límites máximos alcanzados por las ondas que sí pueden aparecer durante la campaña de medida [122]. En este sentido, en (3.13) se presenta su formulación matemática.

$$x_{diente}(t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(2\pi kft)}{k} \quad (3.13)$$

En el detalle de la figura 3.17 se muestra la onda de diente de sierra utilizada para caracterizar el método desarrollado. Según los resultados mostrados en la figura 3.17, puede comprobarse cómo el método wavelet proporciona resultados armónicos con un error medio del 3 % hasta el armónico de orden 31 y de un 7 % a partir de este. La FFT comete un error igual al 0 % para la totalidad de armónicos evaluados.

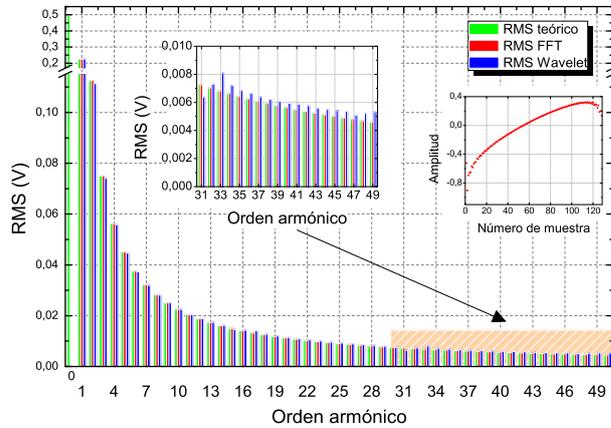


Figura 3.17: Resultados. Onda estacionaria diente de sierra

3.4.2.1.7. Test 7. Onda cuadrada

La onda cuadrada representa la señal por excelencia con el mayor contenido armónico impar de todas las estudiadas hasta el momento [113] (figura 3.18). Este tipo de señal es una de las ondas tradicionales más usadas en la caracterización del comportamiento dinámico de sistemas de adquisición de datos [123]. Su formulación matemática se muestra en la ecuación (3.14).

$$x_{cuadrada}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(2\pi(2k-1)ft)}{2k-1} \quad (3.14)$$

Como se muestra en la figura 3.18, la totalidad de los errores cometidos se encuentran por debajo del 1,5% con respecto a los valores de entrada. Una vez más, la FFT se comporta perfectamente.

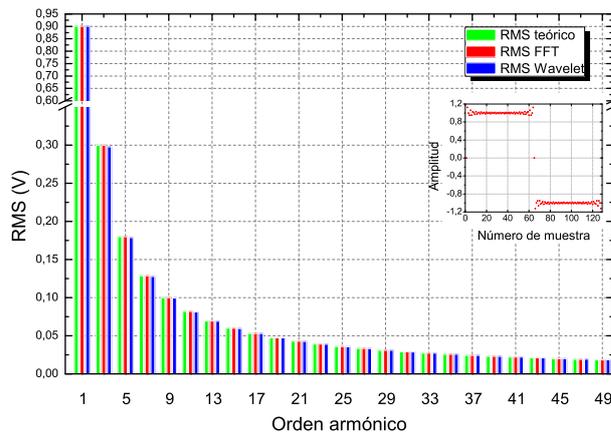


Figura 3.18: Resultados. Onda estacionaria cuadrada

3.4.2.1.8. Conclusiones

De acuerdo a la información expuesta a lo largo del apartado 3.4.2.1, se concluye con que el método wavelet desarrollado se comporta de acuerdo a lo esperado. Indicar que la transformada rápida de Fourier funciona perfectamente a la hora de analizar ondas armónicas estacionarias por la propia definición matemática sobre la que está basada. Por este motivo no tiene especial relevancia comparar el funcionamiento de ambos métodos bajo estas condiciones, ya que la transformada FFT será siempre superior a la transformada wavelet en este tipo de análisis armónico.

En cualquier caso, es importante resaltar la validez del método de descomposición multifrecuencia al mantenerse el error acotado en valores compatibles con las tolerancias contempladas en la normativa de medida de calidad de suministro.

3.4.2.2. Armónicos fluctuantes

En esta sección se van a comparar los resultados obtenidos para la transformada wavelet y la transformada de Fourier con los valores armónicos teóricos para formas de onda no estacionarias o fluctuantes. De esta forma, se podrá verificar el comportamiento del método bajo condiciones más realistas que las proporcionadas por las ondas de tensión estacionarias revisadas en el apartado anterior.

Las ondas base para realizar el estudio se corresponden con algunas de las ya utilizadas en la sección 3.4.2.1. De esta forma, la presencia de componentes armónicas permanece invariante mientras que la amplitud relativa de cada una varía de acuerdo al perfil de fluctuación seleccionado. La característica *fluctuante* se consigue mediante distintos patrones de evolución en la ventana de medida, entre los que destacan:

- **Perfil constante**, donde la amplitud decae instantáneamente tras la aparición de la característica fluctuante
- **Perfil lineal**, donde la amplitud evoluciona mediante una función lineal decreciente
- **Perfil exponencial**, donde la amplitud progresa exponencialmente de forma decreciente

De acuerdo a estos tres tipos de perfiles, y para realizar una batería de ensayo lo más completa posible, además se han diseñado dos escenarios posibles. La diferencia fundamental radica en los valores de la duración de la fluctuación y en los valores mínimos alcanzados por el perfil de fluctuación.

A continuación se resumen las características de los escenarios para cada uno de los dos perfiles propuestos:

Escenario I

- Tiempo de variación de la fluctuación: desde 0,100 a 0,200 s
- Perfil constante: 100 % a 0 %
- Perfil lineal: 100 % a 20 %
- Perfil exponencial: 100 % a 20 % ($k_{exp}^4 = 0,0085$)

Escenario II

- Tiempo de variación de la fluctuación: desde 0,065 a 0,200 s
- Perfil constante: 100 % a 0 %
- Perfil lineal: 100 % a 10 %
- Perfil exponencial: 100 % a 10 % ($k_{exp} = 0,0085$)

Tal y como puede verse, el escenario I modela fluctuaciones menos largas y profundas, mientras que el escenario II representa fluctuaciones más largas y profundas.

A continuación se muestran los ensayos correspondientes a armónicos fluctuantes. En cada figura se indica el escenario al que corresponde cada fluctuación, así como la evolución aplicada para que el lector identifique rápidamente el caso del que se trata. En las figuras correspondientes al detalle de las formas de onda reales (anexo D), aparece en el eje de la derecha el porcentaje de variación del perfil de fluctuación.

Tal y como se procedió en el apartado 3.4.2.1, se muestran los resultados obtenidos para el método multi-resolución wavelet y la transformada rápida de Fourier. Además, se incorpora el contenido teórico de cada barra espectral derivado de la aplicación de cada perfil de fluctuación a cada una de las ondas estacionarias con un pequeño detalle de la onda ensayada.

3.4.2.2.1. Test 8. Pulso fluctuante con perfil constante

Este ensayo se enmarca dentro del escenario identificado como tipo II. En este caso, se trata de un perfil de evolución constante, donde la onda de tensión decrece hasta una amplitud igual al 0 % en el instante correspondiente a $t_0 = 0,065$ s (ver figura 3.19).

La figura 3.19 muestra los resultados obtenidos mediante el método multi-resolución y la FFT, así como los valores que componen la onda de entrada. Al contrario de lo que ocurría en el apartado 3.4.2.1, la transformada rápida de Fourier no se comporta idealmente. En este caso, la transformada wavelet supera en precisión a la FFT con un error máximo cercano al 7,9 % frente a un error de la FFT del 30,8 % para el armónico más desfavorable.

⁴Constante exponencial negativa

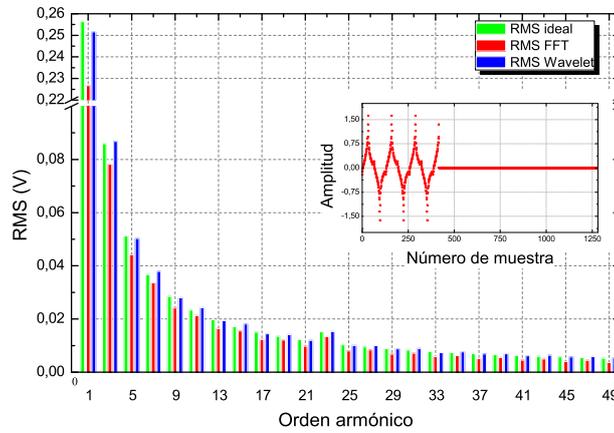


Figura 3.19: Resultados. Onda fluctuante de pulso. Perfil constante

3.4.2.2.2. Test 9. Diente de sierra fluctuante con perfil constante

Esta onda diente de sierra, fluctuante, y correspondiente al escenario I, sirve de comparación una vez más para ambos métodos. Aunque se trata de una onda compleja e improbable de hallarla en medidas reales, sirve como elemento óptimo de caracterización de los métodos de medida armónica.

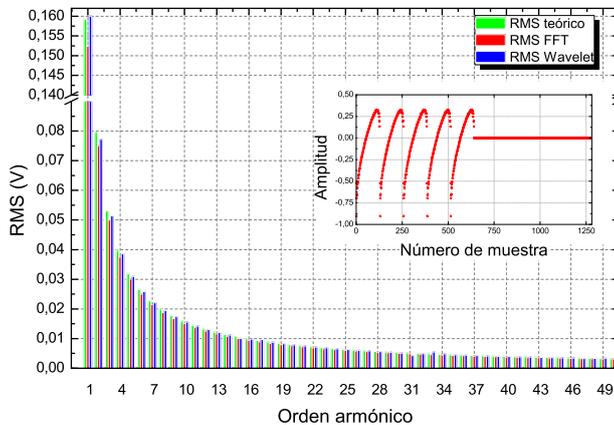


Figura 3.20: Resultados. Onda fluctuante diente de sierra. Perfil constante

El comportamiento general observado del método wavelet es satisfactorio, con errores inferiores al de la FFT en la totalidad de órdenes armónicos excepto en el entorno del armónico 32 (armónicos 31 y 33) con errores cercanos al 16% (figura 3.20). Como ya se comentó anteriormente, este intervalo de frecuencias (en torno a los 3 200 Hz) se corresponde con una división entera del ancho de banda del algoritmo, donde la descomposición wavelet acumula más errores (figura 3.11).

3.4.2.2.3. Test 10. Onda cuadrada fluctuante con perfil constante

De acuerdo a la onda ensayada (onda cuadrada), en la figura 3.21 aparece la onda de ensayo seleccionada según un escenario tipo I. Además se muestran los resultados para el método propuesto, FFT y valores teóricos nominales.

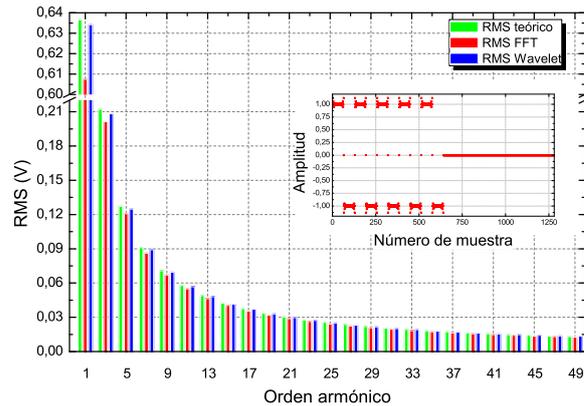


Figura 3.21: Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil constante

En este caso la transformada wavelet se comporta satisfactoriamente para todo el rango de armónicos analizados, con un error máximo del 2,6 % frente al 5,2% cometido por la FFT.

3.4.2.2.4. Test 11. Onda fluctuante para la caracterización de contadores de energía con perfil lineal

Se trata de la onda utilizada en el Test 2 pero esta vez aplicando un perfil de evolución lineal (escenario I). Esta puede hallarse como consecuencia de la desenergización o apertura de sistemas de potencia mediante relés.

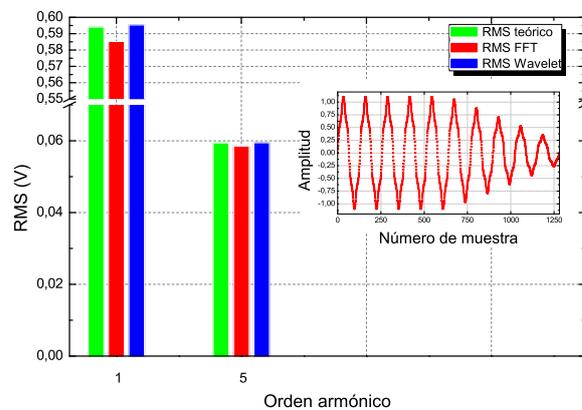


Figura 3.22: Resultados. Onda fluctuante contadores energía. Perfil lineal

Revisando los resultados mostrados en la figura 3.22, los errores máximos cometidos por la transformada wavelet y la FFT respecto a los valores teóricos corresponden a un $-0,22\%$ y $1,50\%$ respectivamente. En este caso, la FFT comete errores mayores que el método multi-resolución tanto para el armónico fundamental como para el armónico de orden 5.

3.4.2.2.5. Test 12. Onda fluctuante recogida en la norma IEEE 519-1992 con perfil lineal

En el detalle de la figura 3.23 se muestra la onda fluctuante, tomada como base la especificada en la IEEE 519-1992 (Test 3), según un escenario tipo II. En este caso, la onda de tensión evoluciona desde un 100% hasta un valor del 10% de su valor inicial, comenzando el efecto de fluctuación en el instante $t_{inicial} = 0,065$ s y terminando en el instante $t_{final} = 0,200$ s.

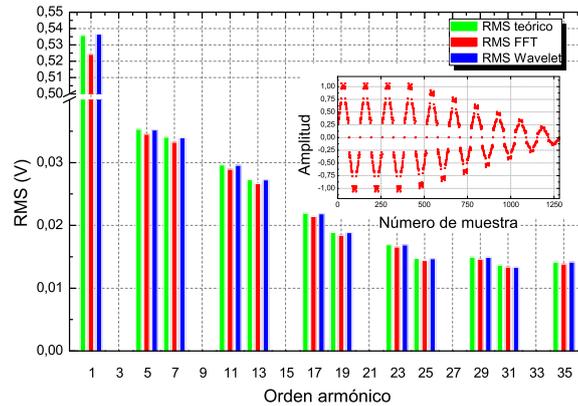


Figura 3.23: Resultados. Onda fluctuante en subestación. Perfil lineal

A partir de dicha figura puede comprobarse el buen funcionamiento del método en comparación con la FFT, obteniéndose errores por debajo del $0,4\%$, a excepción, una vez más, del armónico de orden 31 y adyacentes ($\epsilon_{max} = 2,44\%$). Referente a la FFT, el error promedio para todo el espectro analizado se sitúa en el $6,12\%$.

3.4.2.2.6. Test 13. Onda cuadrada fluctuante con perfil lineal

En la figura 3.24 se muestra una onda de ensayo cuadrada y modulada mediante un perfil lineal según el escenario de tipo II. La utilización de este tipo de onda permite caracterizar el método y la FFT de una forma intensiva, ya que, debido a la forma de construcción de la señal, hay contenido frecuencial desde el armónico fundamental hasta el armónico de orden 49.

En la figura 3.24 se puede observar como la transformada wavelet se comporta mejor que la transformada de Fourier, con un error medio igual al

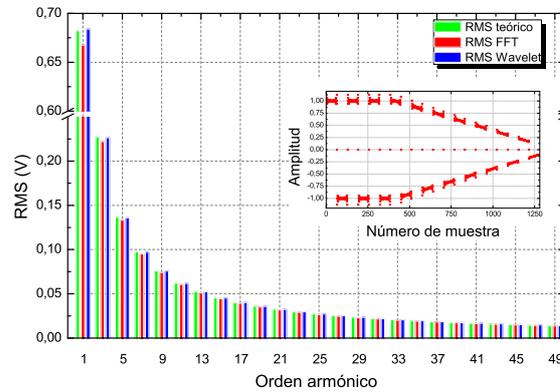


Figura 3.24: Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil lineal

0,4 %. Referente a la FFT, el algoritmo de Fourier comete un error constante para la totalidad de armónicos igual al 2,3 %.

3.4.2.2.7. Test 14. Onda fluctuante para la caracterización de contadores de energía mediante perfil exponencial

En la figura 3.25 se muestra la evolución exponencial de una onda de tensión según el escenario tipo II de acuerdo a las condiciones de ensayo de contadores estáticos de energía eléctrica. La variación exponencial modela la evolución de la tensión cuando se producen interrupciones importantes de suministro que afectan a gran parte del sistema eléctrico interconectado [124].

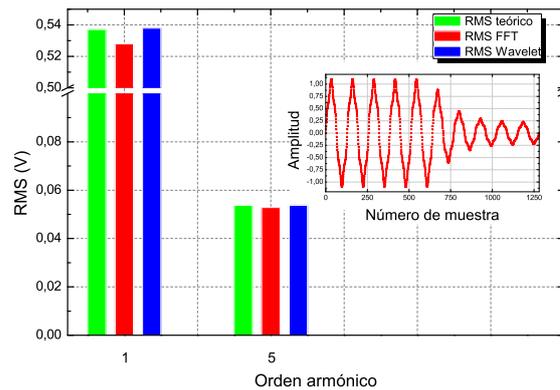


Figura 3.25: Resultados. Onda fluctuante contador. Perfil exponencial

Observando los resultados mostrados, el método multi-resolución se comporta mejor que el algoritmo FFT, cometiendo unos errores máximos del 0,16 % frente al 1,70 % correspondientes a este último.

3.4.2.2.8. Test 15. Onda fluctuante recogida en la norma IEEE 519-1992 con perfil exponencial

De la misma forma que ocurría en el ensayo anterior, esta onda es modulada de acuerdo a un perfil exponencial representativo de la evolución de la tensión frente a cortes de energía eléctrica (decaimiento exponencial amortiguado por la inercia del sistema eléctrico). En el detalle de la figura 3.26 se comprueba cómo la modulación comienza a ser patente a partir del segundo 0,065, acabando al final de la ventana de medida (escenario II).

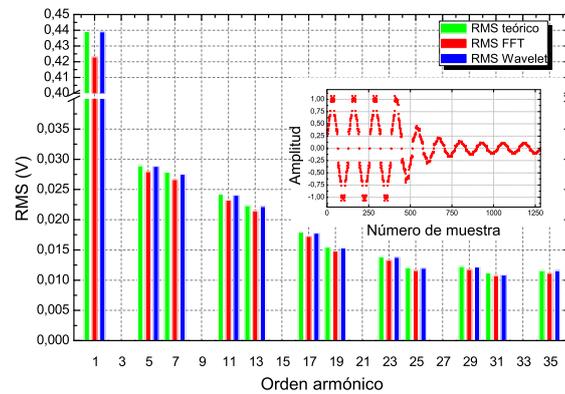


Figura 3.26: Resultados. Onda fluctuante en subestación. Perfil exponencial

Examinando los errores cometidos, se observa una mayor desviación para la transformada wavelet en el armónico de orden 31 ($\epsilon_{max} = 2,82\%$). Por otra parte, el error máximo cometido por la FFT se establece en un 4,36%.

3.4.2.2.9. Test 16. Onda cuadrada fluctuante perfil exponencial

Este ensayo incorpora una onda de tensión cuadrada exponencial.

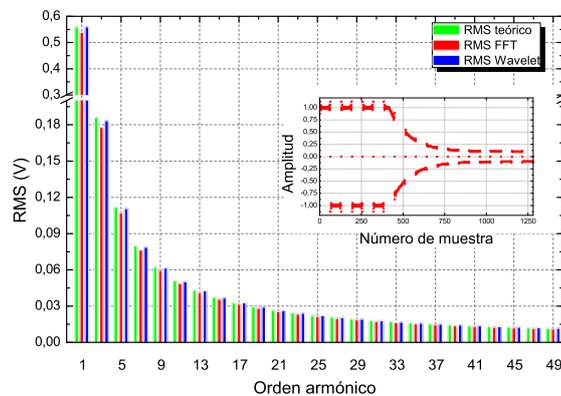


Figura 3.27: Resultados. Onda fluctuante cuadrada. Perfil exponencial

Los parámetros que modelan dicha fluctuación corresponden al escenario denominado como tipo II. De nuevo, esta onda de tensión es de las más completas puesto que incorpora contenido armónico en todo el rango de frecuencias de análisis.

Referente al análisis de desviaciones máximas encontradas (figura 3.27), el error máximo cometido por el método desarrollado es igual al 1,52 %. Por el contrario, la FFT obtiene un error máximo del 4,28 % a lo largo de todo el espectro de análisis.

3.4.2.2.10. Conclusiones

A la vista de los resultados mostrados en el apartado 3.4.2.2, el método wavelet se comporta de forma satisfactoria, obteniendo valores mucho más cercanos a la idealidad que los conseguidos mediante la FFT. En este sentido, las desviaciones detectadas en las bandas intermedias (en el entorno del armónico de orden 32) en el cálculo del valor eficaz debidas a la fuga de energía no son importantes si se comparan con los resultados obtenidos mediante la transformada rápida de Fourier.

3.4.2.3. Armónicos con ruido

Para establecer una condiciones todavía más realistas que las simuladas en el apartado 3.4.2.2, se ensayan dos ondas de entrada con un contenido adicional de ruido, acercándose a las condiciones normales de medida que pudieran aparecer en la realización de un ensayo de calidad de red *in-situ*.

Son varios los documentos científicos donde queda patente la estrecha relación entre la desviación obtenida tras la aplicación de la transformada wavelet a una señal y el nivel de ruido existente en dicha onda [93, 125–127]. Por este motivo, se ha creído conveniente realizar un estudio de los resultados obtenidos por el método en función del ruido presente en la señal de análisis. Adicionalmente, tal y como se ha ido realizando en los apartados anteriores, dichos resultados se compararán con los obtenidos mediante la FFT.

De esta manera, se define el nivel de ruido existente en una señal dada a través del parámetro SNR [128]. Dicho parámetro compara el nivel de la señal “limpia” con el ruido de fondo, según se especifica en (3.15).

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{A_{onda}}{A_{ruido}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{onda}}{A_{ruido}} \right) \quad (3.15)$$

Una vez establecido el parámetro que caracteriza el nivel de ruido en la señal, se fijan como ondas base de análisis las correspondientes a los ensayos número 2 y número 3, por ser las que mejor simulan las ondas de tensión que pudieran aparecer en una subestación de distribución. Para ver cómo se comportan ambos métodos bajo condiciones fluctuantes, se aplicará un perfil de modulación exponencial “suave” con $k_{exp} = 0,0085$, según:

- Amplitud inicial, $A_{inicial} = 1$ p.u
- Amplitud final, $A_{final} = 0,5$ p.u
- Tiempo inicio fluctuación, $t_{inicial} = 0,125$ s
- Tiempo final fluctuación, $t_{final} = 0,200$ s

Esta configuración se asemeja a lo que sucede cuando se produce una desenergización de circuitos RLC [129] debido a desconexiones importantes del suministro eléctrico. Por este motivo, se ha seleccionado este perfil como representativo de la descarga de sistemas eléctricos de potencia [124].

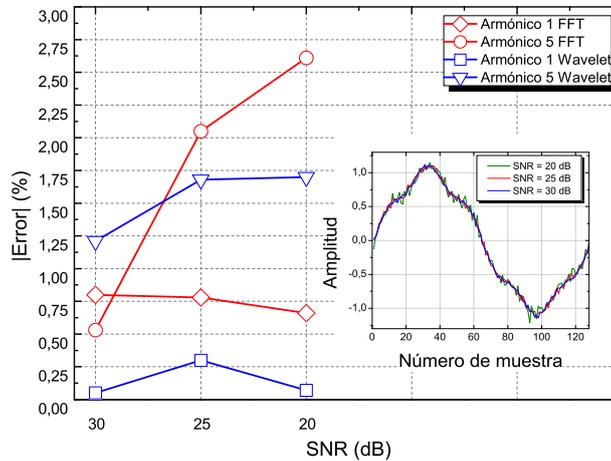


Figura 3.28: Resultados armónicos ensayo con ruido (I)

En el detalle de la figura 3.28 se muestra la primera onda de análisis (onda para el ensayo de contadores estáticos de energía) con tres combinaciones de SNR, la primera igual a 20 dB, la segunda igual a 25 dB y ya por último la tercera igual a 30 dB. Según se observa en dicha figura, el método basado en la transformada wavelet consigue obtener resultados más cercanos a los reales aún a pesar del incremento de ruido. La precisión del método basado en la FFT es siempre inferior en comparación con el algoritmo multi-resolución, independientemente del nivel de ruido existente.

En los detalles de las siguientes figuras se representa la segunda onda de análisis a la que se le han aplicado tres combinaciones de SNR. De esta manera, las figuras 3.29, 3.30 y 3.31 muestran los resultados obtenidos para valores de SNR iguales a 30 dB, 25 dB y 20 dB respectivamente.

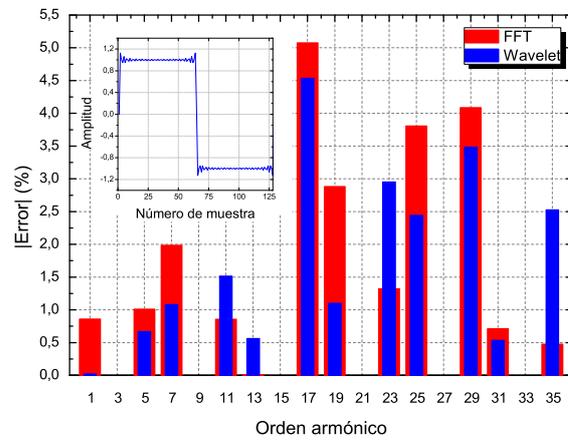


Figura 3.29: Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido $SNR = 30$ dB

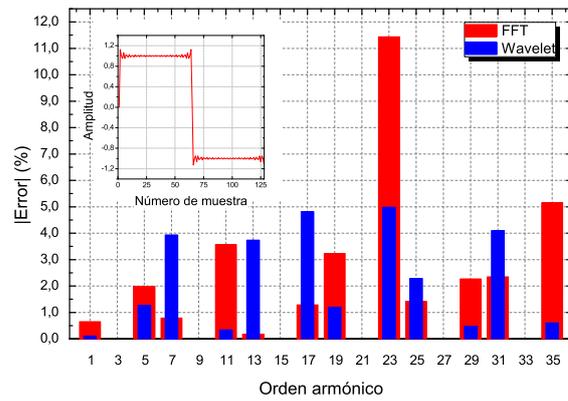


Figura 3.30: Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido $SNR = 25$ dB

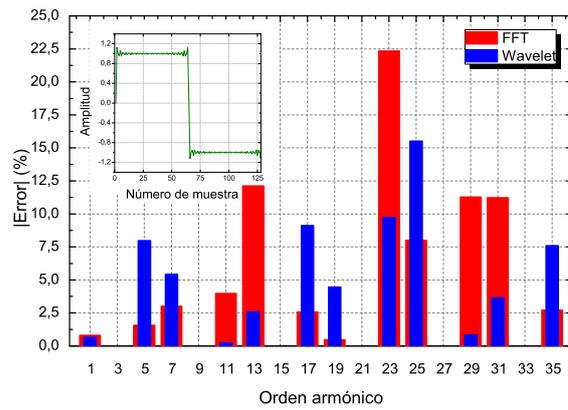


Figura 3.31: Resultados. Ondas ensayo armónicos ruido $SNR = 20$ dB

De acuerdo al requisito de precisión establecido en la normativa internacional sobre técnicas de medida de armónicos e interarmónicos [55] (para instrumentación de clase I, donde se realizan medidas por encima del 1 % de la tensión nominal), el error máximo permitido es de un $\pm 5\%$ de la medida. Dicho texto fue redactado pensando en la evaluación de armónicos estacionarios, no de armónicos fluctuantes como es el caso del presente apartado. Por este motivo, este valor hay que tomarlo como indicativo a la hora de evaluar el comportamiento de los métodos. Aún así, y a la vista de los resultados observados a partir de las figura 3.29, 3.30 y 3.31, el comportamiento del método wavelet sigue siendo más favorable, en términos generales, que el mostrado por la FFT.

3.4.2.3.1. Conclusiones

Según los resultados obtenidos, se comprueba que el método FFT y wavelet superan el límite del $\pm 5\%$ en algunos armónicos dependiendo del nivel de ruido presente en la onda de entrada. Para un factor SNR igual a 30 dB, la transformada wavelet multi-resolución no excede el límite del 5 % establecido por la norma en ninguno de los armónicos medidos. En cambio, la FFT sobrepasa ligeramente dicho nivel para el armónico de orden 17, con un valor de 5,07 %. Bajo un SNR igual a 25 dB, la transformada wavelet, de nuevo, no rebasa el nivel, correspondiéndole un error máximo de un 4,98 % para el armónico de orden 23. La FFT alcanza valores de desviación más elevados, concretamente para los armónicos de orden 23 y 35, correspondiendo un 11,44 % y 5,15 % respectivamente.

Por último, al analizar ondas ampliamente distorsionadas (en este caso, SNR=20 dB), ambos métodos cometen errores sustanciales como para ser utilizados adecuadamente. Puede comprobarse como la transformada wavelet sobrepasa el límite del 5 % según norma para los armónicos de orden 5 (7,98 %), 7 (5,44 %), 17 (9,12 %), 23 (9,72 %), 25 (15,53 %) y 35 (7,61 %). Asimismo, la FFT se comporta de manera similar, rebasando el nivel del 5 % en los armónicos de orden 13 (12,13 %), 23 (22,35 %), 25 (8,01 %), 29 (11,29 %) y 31 (11,23 %).

3.5. Conclusiones

Tras haber realizado una completa revisión del estado del arte en referencia a la medida de armónicos, quedó patente la necesidad de desarrollar un método de medida capaz de poder ser aplicado tanto en entornos estacionarios como fluctuantes. En concreto, el presente capítulo desarrolla los aspectos fundamentales y necesarios para entender, diseñar y llevar a cabo la implementación de un método de análisis armónico basado en la transformada wavelet.

La totalidad de autores consultados, que centraron su investigación en la aplicación de la transformada wavelet a la medida armónica, no realizaron un estudio pormenorizado de los aspectos que podrían influir en el desempeño del algoritmo. Entre estos se encuentra, por ejemplo, el número de coeficientes de implementación de los filtros digitales, la complejidad matemática o la dispersión de energía en las bandas de análisis. Además, ninguno de los desarrollos revisados permitía la medida armónica completa, tanto de armónicos pares como impares, hasta un orden elevado (por ejemplo, hasta el armónico de orden 50). Para poder completar ese “vacío” detectado, el trabajo realizado por el autor contempla lo citado anteriormente, maximizando el potencial de la investigación realizada.

Como primer paso a la hora de seleccionar la familia wavelet óptima entre las 53 familias contempladas, se tuvieron en cuenta diversos criterios objetivos. La discriminación frecuencial en primera aproximación, para luego más tarde atender a criterios computacionales, permitieron seleccionar la familia de filtros óptima a la hora de ser implementada en el método multi-resolución diseñado. Posteriormente, se definió la estructura del árbol de descomposición, el número de niveles, la frecuencia de muestreo, el método para determinar la inversión frecuencial del sistema, el tipo de convolución y la forma de agrupación nodal para llevar a cabo el método propuesto. Esto permitió definir una sistemática objetiva para seleccionar la familia wavelet más adecuada.

Una vez construido el árbol de descomposición armónica, y en base al compromiso establecido entre dispersión frecuencial en las frecuencias centrales y esfuerzo computacional, el filtro IIR Butterworth de orden 29 se posiciona como la familia óptima a ser implementada. La comparación directa con otras familias wavelet comúnmente utilizadas por otros autores (por ejemplo, la familia db15, db20, etc.), permitió justificar la selección del filtro Butterworth. La clara superioridad de este filtro frente a las tradicionales familias wavelet supone un gran hito en la investigación realizada.

Posteriormente, para analizar el comportamiento del algoritmo desarrollado, se realizó una completa batería de ensayos consistente en el análisis de formas de onda estacionarias, fluctuantes y con ruido de fondo, que simulan la casuística que puede aparecer en la práctica.

En este sentido, y tras haber contemplado los pasos anteriormente citados, a continuación se enuncian las conclusiones finales alcanzadas dentro de este capítulo:

- La transformada de Fourier funciona a la perfección en el análisis de ondas con contenido armónico estacionario, por definición, en cuanto a la forma de descomponer en series de Fourier. El método multi-resolución desarrollado, si bien no alcanza los resultados de la FFT, se comporta satisfactoriamente para la totalidad de ondas analizadas,

incluso para aquellas más complejas y con mayor contenido armónico, como pueden ser la onda correspondiente al *diente de sierra*, la onda de pulso o la onda cuadrada. En cualquier caso, los errores obtenidos se encuentran acotados en la horquilla de variación permitida por la normativa de calidad de red.

- En cuanto al análisis armónico de ondas fluctuantes mediante la modulación de ondas estacionarias con perfiles constantes, lineales y exponenciales, queda patente la superioridad del algoritmo wavelet en comparación al basado en la FFT. Esto supone que la investigación realizada ha permitido obtener una herramienta con un desempeño superior al de la transformada de Fourier.
- Para evaluar la dependencia de ambos métodos con el ruido existente en la señal de entrada, se realizaron diversos ensayos con distintas combinaciones de SNR. Una vez más, el sistema de descomposición desarrollado se posiciona como el método de análisis menos sensible a un contenido de ruido elevado, con errores por debajo del 5% especificado en la norma internacional sobre técnicas de ensayo y medida de armónicos e interarmónicos de tensión (excepto para señales con un contenido muy importante de ruido).

En este sentido, y teniendo en cuenta los requisitos establecidos en la normativa IEC 61000-4-7 sobre el desarrollo de algoritmos de medida de armónicos e interarmónicos [55], se puede concluir que se ha desarrollado un método de análisis totalmente válido y adecuado para la caracterización de ondas armónicas. Dicha herramienta de análisis armónico, tal y como ha quedado demostrado, supera en capacidad y precisión a los métodos tradicionales basados en la transformada de Fourier al analizar ondas armónicas fluctuantes y con un nivel de ruido de fondo importante. Con el desarrollo de este método se pone de manifiesto las carencias detectadas a la hora de evaluar el nivel armónico mediante FFT, y el por qué es necesario diseñar algoritmos que sean capaces de caracterizar ondas fluctuantes por su importante presencia en los sistemas actuales de generación eléctrica.

Capítulo 4

La medida de eventos de tensión

El presente capítulo ilustra el fenómeno de los eventos de tensión (huecos, interrupciones y sobretensiones), así como el estado actual del arte para la detección de este tipo de fenomenología. Son numerosas las herramientas disponibles a la hora de cuantificar y parametrizar un hueco de tensión, interrupción o sobretensión, pero todavía no se ha desarrollado y adoptado una capaz de calcular simultáneamente la variación de tensión y el tiempo transcurrido entre el inicio y el final de la perturbación con la precisión suficiente [130]. Consciente de esta problemática, la actual normativa sobre calidad de red [2] recoge en sus anexos la posible aplicación de otras técnicas que proporcionen resultados similares a los obtenidos mediante métodos basados en el cálculo del valor eficaz. En este sentido, la comunidad científica está aunando esfuerzos para desarrollar nuevos métodos que permitan la correcta monitorización de los parámetros de calidad de red.

Una vez revisada la metodología referente a la medida y caracterización de los eventos de tensión [2], en este capítulo se desarrolla un sistema alternativo con mejores prestaciones que lo utilizado hasta el momento, asegurando la validez de los resultados frente a aquellos obtenidos mediante el cálculo del valor eficaz. Para desarrollar dicho método, se ha implementado una herramienta que permite construir las formas de onda necesarias para llevar a cabo la caracterización del algoritmo propuesto de forma exhaustiva. Asimismo, se realizó una completa verificación del desarrollo de acuerdo a ensayos estandarizados y adoptados por la comunidad científica. Solo de esta manera se podrá llevar a cabo un estudio riguroso en comparación con los métodos existentes hasta el momento.

4.1. Introducción

El desarrollo de nuevos métodos de detección de eventos está íntimamente ligado con la reciente implantación de nuevas tecnologías de monitorización de grandes áreas (WAMS). Estos sistemas, denominados sincro-fasores (PMU), cuya funcionalidad es la medición de las ondas eléctricas para optimizar el funcionamiento de la red, se encuentran distribuidos a lo largo del sistema eléctrico funcionando bajo una base de tiempos común. Debido a la enorme cantidad de datos procesados por estos sistemas, es difícil analizar a posteriori las perturbaciones detectadas. Por este motivo, es indispensable diseñar algoritmos que permitan cuantificar de forma eficiente los eventos de tensión a lo largo de la red eléctrica con una precisión superior a la alcanzada por los actuales sistemas de detección [131, 132].

La mayoría de los equipos comerciales, PMUs y analizadores de calidad de red, utilizan métodos tradicionales de caracterización de eventos de tensión, basados en su mayoría en el cálculo del valor eficaz $U_{rms(1/2)}$ por sus escasos requisitos de cálculo. Aunque la utilización de este método no es el más apropiado para el cálculo de los parámetros que caracterizan un evento de tensión (profundidad y duración) por su comportamiento mediocre bajo determinadas condiciones, su implementación se hace obligatoria según la normativa de medida de parámetros de calidad de red [2]. La dependencia de los resultados con la longitud de la ventana de medida, y más aún con la frecuencia de muestreo del sistema digitalizador, hace de este método una herramienta no adecuada para la caracterización de eventos con una duración menor al tamaño de la ventana de análisis. En algunas ocasiones donde sí que es capaz de detectar dichos fenómenos, la evaluación puede llevarse a cabo de forma errónea, alcanzando diferencias cercanas al 50 % en comparación con los valores teóricos ideales.

La norma sobre medida de calidad de red [2] contempla este tipo de error sistemático (resolución máxima del algoritmo igual a un periodo ó 20 ms para redes de 50 Hz) e indica en su apartado A.7.2 que durante un hueco de tensión podría ser útil calcular los valores eficaces a una tasa de actualización mayor a la de un semiperiodo. Por ejemplo, podría ser recomendable actualizar el valor eficaz unas 128 veces en cada periodo (6 400 Hz). Como inconveniente, cita el aumento del volumen de datos con el consecuente aumento de información a analizar, o la necesidad de introducir un filtro deslizante que pueda originar errores en la implementación. Aún así, se implementarán los citados algoritmos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$ para valorar los resultados aportados por el método desarrollado.

Otros métodos de medida contemplados incluyen la utilización de la transformada de Fourier como solución a los problemas derivados de la utilización de los métodos nombrados anteriormente. El objetivo perseguido con esta herramienta es la descomposición de la señal de entrada en sus componentes frecuenciales básicas, proporcionando información sobre la amplitud

y fase de los armónicos individuales y detectando el evento de tensión de forma simultánea [133, 134]. En la actualidad, otros autores han desarrollado métodos de reconocimiento y clasificación de eventos de tensión basados en la transformada de Stockwell (o *S-transform*) [135–137], la transformada tiempo-tiempo (derivada de la transformada de Stockwell) [138], la transformada de Hilbert [139, 140] o incluso se han apoyado en la utilización de filtros de Kalman [141]. Estas clases de sistemas de detección, basados en las transformadas anteriores, no serán desarrolladas en la presente tesis por considerarse métodos no muy extendidos dentro de la comunidad científica.

Aprovechando la alta sensibilidad de la transformada wavelet, existen multitud de artículos donde se han desarrollado métodos de detección basados en dicha transformada [142–146]. Por este motivo, esta herramienta matemática ha sido elegida como la óptima sobre la que desarrollar el método de detección. Aspectos concretos como la correcta selección de la familia wavelet a aplicar, la adecuación del umbral de detección y otros aspectos relativos a la configuración del método serán cuestiones muy a tener en cuenta durante el proceso de desarrollo del sistema de caracterización.

4.2. Selección de la familia wavelet

Los fundamentos explicados en la sección 3.2 son directamente extrapolables a la caracterización de eventos de tensión. Quizá, si hubiera que desarrollar un método únicamente destinado a la detección de perturbaciones en la onda de tensión, el empleo de un filtro digital con un menor número de coeficientes, para reducir el número de operaciones matemáticas, estaría justificado. Tal y como se explicará en apartados posteriores, el método de detección comparte las mismas operaciones hasta el primer nivel de descomposición (inclusive) que las realizadas con el método de medida armónica. Por este motivo es razonable utilizar de nuevo el mismo filtro evitando realizar operaciones extra derivadas de las operaciones de convolución entre el filtro IIR Butterworth de orden 29 y la señal de entrada. Se ha desarrollado, por tanto, un método único para la medida de armónicos y eventos de tensión.

4.3. Implementación del método

El trabajo realizado durante el desarrollo de la tesis incluye no solo el algoritmo de detección, sino también una herramienta software de creación de señales con ciertos niveles de perturbación. De esta manera, es más fácil realizar un refinamiento del algoritmo desarrollado, modificando de forma controlada las condiciones de contorno que definen la onda de entrada. Dentro del diseño del sistema de detección se distinguen principalmente dos partes bien diferenciadas: el módulo de generación y el módulo de cálculo.

El primero de ellos, como su propio nombre indica, es el encargado de la construcción de las ondas de análisis. El segundo incorpora el motor de cálculo donde se realizan las operaciones de convolución pertinentes y donde se fija el umbral de detección adecuado.

El anexo B incluye información sobre la interfaz gráfica realizada mediante la cual el usuario interactúa con el algoritmo desarrollado. Asimismo, en dicho anexo se muestran los requisitos necesarios para llevar a cabo dicha interfaz gráfica, concluyendo con la implementación final de la misma.

4.3.1. Módulo de generación

El módulo de generación se encarga de construir las ondas necesarias para reproducir una casuística elevada de eventos de tensión con distintos perfiles de evolución durante la perturbación. En el anexo C se presenta información detallada sobre la implementación del módulo y el esquema de funcionamiento a partir de la definición de un diagrama de flujo.

4.3.2. Módulo de cálculo

Los parámetros imprescindibles a la hora de determinar un evento de tensión son dos: duración y amplitud [2]. La duración se calcula como la diferencia entre el instante de detección correspondiente al inicio del evento t_{inicio} y el de final de evento t_{final} . Según se desprende de la normativa vigente, la amplitud se obtiene a partir del cálculo del valor eficaz $U_{rms(1/2)}$.

El motor de cálculo del algoritmo aprovecha la alta sensibilidad del filtro utilizado para poder llevar a cabo una detección precisa de los instantes de ocurrencia del evento de tensión. Este módulo se puede considerar como una versión reducida del algoritmo utilizado en el cálculo del contenido armónico, ya que únicamente necesita realizar la operación de convolución de la señal de entrada por el filtro de descomposición una sola vez (hasta el primer nivel de descomposición, sin aplicar el proceso de decimado). Fijado el umbral de detección, se considera inicio o final de perturbación cuando los valores obtenidos tras la convolución superan el límite estipulado. Es de vital importancia, por tanto, seleccionar correctamente dicho umbral de disparo para evitar lecturas erróneas debidas, o bien a falsas detecciones por una excesiva sensibilidad del algoritmo, o por el contrario a una falta de precisión en la detección del instante de ocurrencia del evento en la señal de salida.

4.3.2.1. Retraso en los filtros digitales

Como ya se comentó en apartados anteriores, la diferencia fundamental en la implementación de un filtro de impulso infinito y un filtro de impulso finito estriba en la realimentación de la salida, también llamada parte recursiva del filtro. Por esta razón, los filtros IIR poseen una mejor respuesta

frecuencial que los filtros FIR puesto que cuentan con información de lo sucedido a la salida $y(n)$ del sistema (especialmente importante en el campo del análisis frecuencial). Por otra parte, su característica de fase no lineal, y el excesivo retraso en la salida (inherente a la realimentación de datos), hace que la compensación del retraso tenga que realizarse de forma cuidadosa para posibilitar una detección temporal adecuada [147].

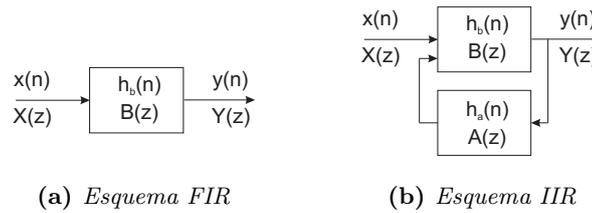


Figura 4.1: Diferencia en la implementación de un filtro FIR e IIR

En el caso que nos ocupa (utilización de filtros IIR), la falta de linealidad en la fase reviste poca importancia mientras que un retraso temporal controlado en la salida es el factor fundamental a tener en cuenta. Como primera aproximación, se puede establecer que el retraso de un filtro aumenta proporcionalmente con la longitud de este (número de coeficientes). Para realizar un estudio más pormenorizado del caso, se procede a enunciar dos propiedades muy importantes que definen el comportamiento de los filtros digitales: el tiempo medio de retraso y el retraso frecuencial.

El tiempo medio de retraso τ_g del filtro IIR Butterworth, en función de la frecuencia ω , queda definido por (4.1) [148].

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} \quad (4.1)$$

donde $\theta(\omega)$ es la fase, o argumento de la respuesta frecuencial $H(e^{j\omega})$.

De la misma manera, puede calcularse el retraso frecuencial τ_f introducido por el filtro de acuerdo a (4.2).

$$\tau_f(\omega) = -\frac{\theta(\omega)}{\omega} \quad (4.2)$$

En la figura 4.2 puede comprobarse cómo la evolución del retraso temporal τ_g y frecuencial τ_f introducido en la señal tras la aplicación del filtro Butterworth de orden 29 no es constante a lo largo del eje de abscisas (propiedad inherente a la utilización de filtros de tipo IIR). Según la frecuencia de muestreo de diseño (12,8 kHz), el retraso teórico introducido por el filtro Butterworth corresponde a 9,23 muestras, o lo que es lo mismo 0,72 ms. Para comprobar la validez del diseño, una vez implementado el método, deberá comprobarse que el retraso observado concuerda con lo calculado en

el presente apartado. Como más tarde se verá en la sección 4.3.2.3, el valor de desfase temporal empírico es de 9 muestras, coincidiendo con lo visto en la figura 4.2. De esta manera, dicho desfase deberá ser compensado para obtener un algoritmo con la mejor precisión temporal posible.

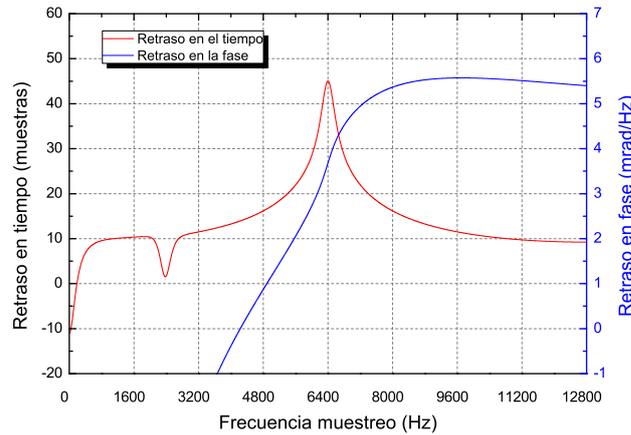


Figura 4.2: Retraso vs Frecuencia de muestreo para Butterworth de orden 29

4.3.2.2. Efectos de la convolución

Al igual que sucedía en el análisis armónico, el operador convolución introduce una serie de anomalías en la onda de salida que hay que analizar para verificar su afeción a los resultados finales. Dicho estudio incluye los 6 métodos de convolución recogidos en la sección 3.3.3. Para comprobar qué tipo de convolución se comporta mejor en el análisis de eventos de tensión, se establece una onda de ensayo correspondiente a una forma de onda sinusoidal pura, de amplitud unitaria y con frecuencia igual a 50 Hz. Como primera aproximación, los parámetros inicio y final de la ventana de medida pueden considerarse como el inicio y final de un evento de tensión (cambio súbito del nivel de tensión existente, en este caso de 0 p.u a un valor distinto de cero).

Los criterios para determinar cuál es el método de convolución más adecuado para la identificación de eventos de tensión son los siguientes:

- **Simetría** entre las zonas transitorias de la señal de salida
- **Nivel relativo** de los máximos y mínimos locales con respecto a la zona estacionaria de la señal de salida
- **Diferencia relativa** entre los valores alcanzados durante las oscilaciones por los máximos relativos y el máximo absoluto de la señal

A continuación se presenta el comportamiento de cada uno de los seis métodos de convolución contemplados en el capítulo anterior. La figura 4.3 muestra el primero de los métodos considerados. Se trata de una extensión antisimétrica de medio punto. Paradójicamente, la salida es simétrica tras realizar la convolución a la señal de entrada por el filtro paso alto. En este caso, los máximos y mínimos locales del inicio coinciden con el valor en tensión de los mínimos y máximos locales del final respectivamente. Asimismo, la diferencia relativa entre máximos y mínimos con respecto a la zona estable es apreciable (lo que evita falsas detecciones por rebasamientos múltiples del umbral de detección).

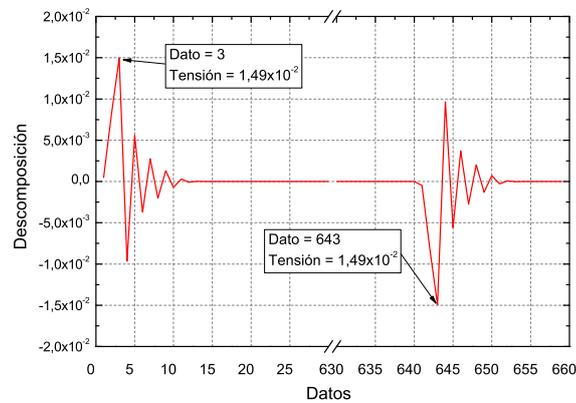


Figura 4.3: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión antisimétrica de medio punto

En la figura 4.4 se muestra el resultado de aplicar a la onda de entrada el operador convolución mediante extensión antisimétrica de punto entero.

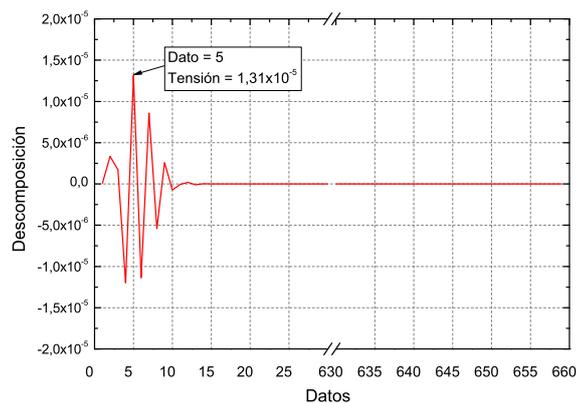


Figura 4.4: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión antisimétrica de punto entero

La inexistencia de variación de amplitud en en la zona donde debiera producirse el final de evento dificulta por completo las labores de detección. Por este motivo, este tipo de convolución se desecha por sí mismo.

La extensión simétrica de medio punto mostrada en la figura 4.5 revela una simetría completa en la onda de salida, si bien es cierto que la similitud en los valores de los máximos locales no asegura una buena discriminación a la hora de detectar los instantes de inicio y fin (cierto contenido de ruido en la señal puede provocar falsos positivos en la detección). Por este motivo, esta forma de convolución también se descarta en la implementación final.

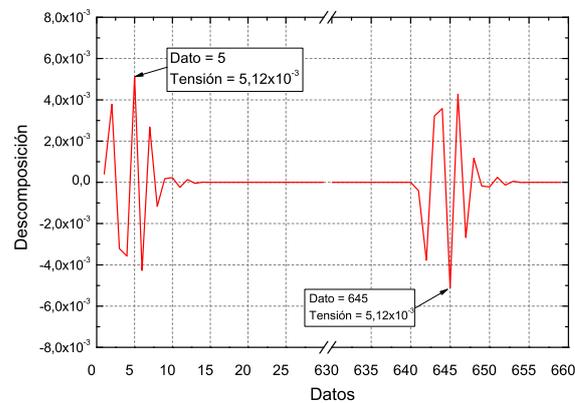


Figura 4.5: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión simétrica de medio punto

La figura 4.6 ilustra el método de convolución simétrico de punto entero. Tal y como puede observarse, la onda de salida carece de la simetría tan necesaria a la hora de fijar el umbral de detección.

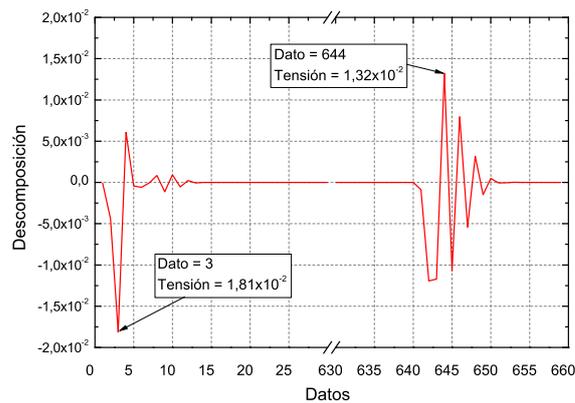


Figura 4.6: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión simétrica de punto entero

La implementación de este tipo de convolución implicaría la definición de dos umbrales distintos de detección, uno para el instante inicial y otro para la parte final o de salida del evento de tensión. Debido a lo anteriormente expuesto, se desestima este tipo de convolución.

Al igual que ocurría en la figura 4.6, la onda de salida obtenida tras realizar la convolución de extensión suave carece de simetría (véase figura 4.7). Además, si comparamos los máximos locales, sus bajos niveles de salida (valores de tensión en torno a $10 \mu V$) en comparación con los valores intermedios, hacen desaconsejable el uso de este método de convolución.

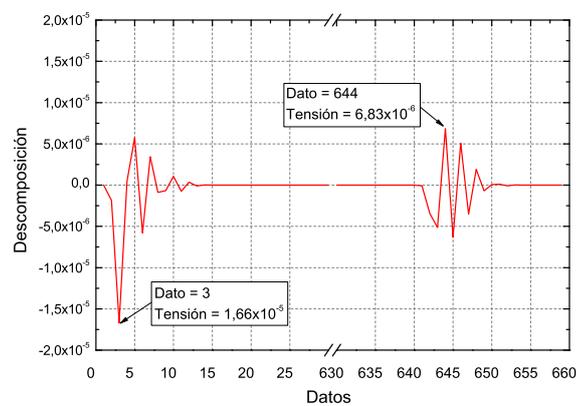


Figura 4.7: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión suave

En la figura 4.8 se muestra el último tipo estudiado, correspondiente a una extensión de la onda de tensión original mediante ceros.

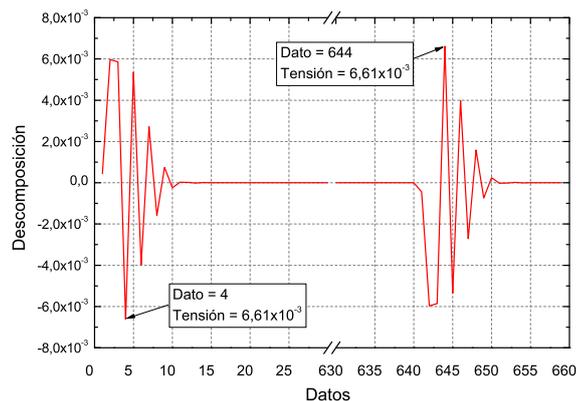


Figura 4.8: Resultados de convolución mediante la aplicación del método de extensión de llenado con ceros

La onda de salida resultante posee simetría, diferenciando correctamente los máximos/mínimos locales con respecto a la zona central.

Revisados los métodos de convolución de forma detallada, en los apartados siguientes se estudiarán a fondo las características de la onda de salida para diseñar el método de detección de la forma más robusta y adecuada posible.

4.3.2.3. Implementación del sistema de detección

Una vez analizado el método de convolución que mejor se adecua a la detección precisa de eventos de tensión, se muestra a continuación el proceso seguido para corregir el retraso introducido por el filtro digital:

- Observación de la señal de salida
- Corrección del retraso introducido por el filtro digital
- Diseño del umbral dinámico de detección
- Implementación final del algoritmo de detección

Para abordar el primer punto, se muestra a continuación el aspecto general de un evento de tensión tras realizar la convolución de la onda de entrada por el filtro IIR a una frecuencia de 12 800 muestras/segundo. Para ello, se ha simulado un evento de tensión de acuerdo a la siguiente configuración:

- Tensión nominal = 1,00 p.u
- Tensión residual = 0,50 p.u
- Inicio del evento = 0,056 segundos (muestra 717 a $F_s = 12,8$ kHz)
- Final del evento = 0,144 segundos (muestra 1844 a $F_s = 12,8$ kHz)
- Salto de fase = 0,00 rad

Tal y como puede verse en la figura 4.9, y tras aplicar el método de convolución de llenado con ceros, se concluye que el instante de inicio y final de evento se corresponde siempre con el máximo/mínimo local en un determinado intervalo de la onda analizada (eso sí, desplazado n muestras debido al retraso teórico del filtro). Sin más que calcular el tiempo equivalente de retraso, se obtendrá el desfase temporal empírico del algoritmo: 9 muestras. De esta manera, observando la figura 4.2 se comprueba que el retraso teórico coincide exactamente con el valor empírico calculado anteriormente. De acuerdo al comportamiento observado, se puede afirmar que la salida del filtro está desplazada exactamente el número de muestras teórico. Este aspecto es importante en la obtención del valor discreto de inicio/final de evento, si bien es cierto que no es relevante para el cálculo de la duración por derivarse de la resta directa de dichos valores anteriores.

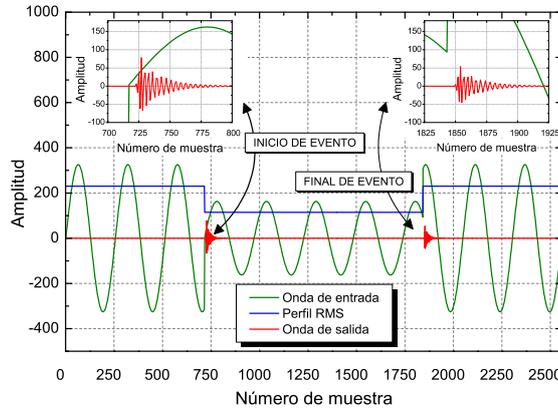


Figura 4.9: Onda de salida tras la aplicación del algoritmo de detección de eventos sin aplicar la corrección temporal

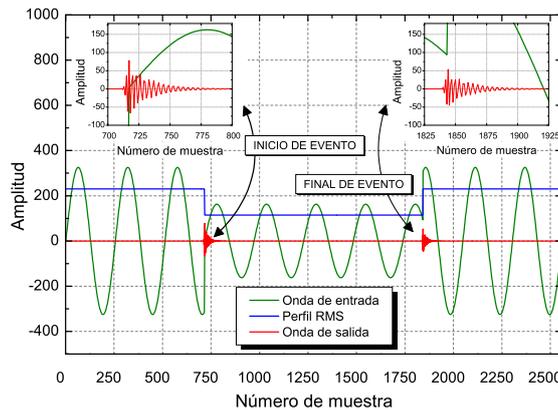


Figura 4.10: Onda de salida tras la aplicación del algoritmo de detección de eventos tras aplicar la corrección temporal

Como se puede observar en las figuras 4.9 y 4.10, la evolución de la señal de salida correspondiente al procesamiento de un evento de tensión se asemeja al perfil de un transitorio de tensión sub-amortiguado, y como tal, hay un máximo/mínimo local que puede utilizarse para fijar la referencia del comienzo/final de la perturbación.

Tras haber realizado una revisión completa de los métodos de detección en lo que a la definición de niveles automáticos se refiere [149], se ha determinado un umbral de detección en función de dos parámetros estadísticos básicos, la media aritmética μ y la desviación estándar σ , ambos calculados en un intervalo de muestras predeterminado (4.3).

$$Umbral = \mu + k\sigma \quad (4.3)$$

Así, los parámetros estadísticos media μ y desviación σ , definidos sobre una población de n muestras, quedan determinados por (4.4) y (4.5) respectivamente.

$$\bar{x} = \frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n x_i \quad (4.4)$$

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

Para llevar a cabo la determinación del parámetro k , lo que sin lugar a dudas define directamente el valor del umbral de detección, se ha seguido el siguiente procedimiento aplicado al ensayo E4 según la tabla 4.1:

- A partir de los máximos/mínimos locales observados, y tras haber realizado la compensación temporal motivada por el retraso introducido por el filtro digital, se identifican el inicio y el final del evento (ver figura 4.11a).
- Se determinan los valores de μ y σ en el intervalo sombreado según la figura 4.11b. En función de los resultados obtenidos según las 8 ondas analizadas (tabla 4.1), se establece un área de análisis igual a 65 muestras¹, contadas a partir del primer dato cuyo valor difiere en más de un 200% con respecto a la muestra precedente. De esta forma, se discrimina perfectamente el periodo transitorio tras la ocurrencia del evento de tensión.
- Según los resultados obtenidos en la tabla 4.2, se establece el valor del parámetro k de acuerdo a (4.3). Así, la figura 4.11c muestra el intervalo donde tiene que fijarse el umbral para detectar con total garantía el máximo local de la señal de salida.
- Una vez fijado el umbral en función de los parámetros μ , σ y k , la figura 4.11d muestra el valor umbral definitivo a partir del cual el máximo local puede ser detectado convenientemente.

El procedimiento anteriormente descrito se realiza, de igual manera, para la detección del final del evento, obteniendo otros valores de μ y σ que servirán para calcular un nuevo umbral de detección. Una vez explicado el procedimiento, la tabla 4.1 muestra los valores de configuración de los

¹A partir de la evaluación del decaimiento exponencial $e^{-N/\tau}$ observado en la salida wavelet, se calcula el número de datos N necesarios para que la salida sea igual al 2% de la entrada ($N \approx 4\tau$). El valor máximo del parámetro τ obtenido mediante la evaluación de las ondas contempladas en el presente capítulo es igual a 16,2 ($N = 64,8$ muestras), de ahí que se haya escogido el número 65 para delimitar la longitud el área de análisis.

8 ensayos realizados con contenido armónico superpuesto a la onda base de 230 V y 50 Hz. De la misma manera, la tabla 4.2 recoge los resultados obtenidos, así como los valores máximos del parámetro k derivados de cada uno de los ensayos.

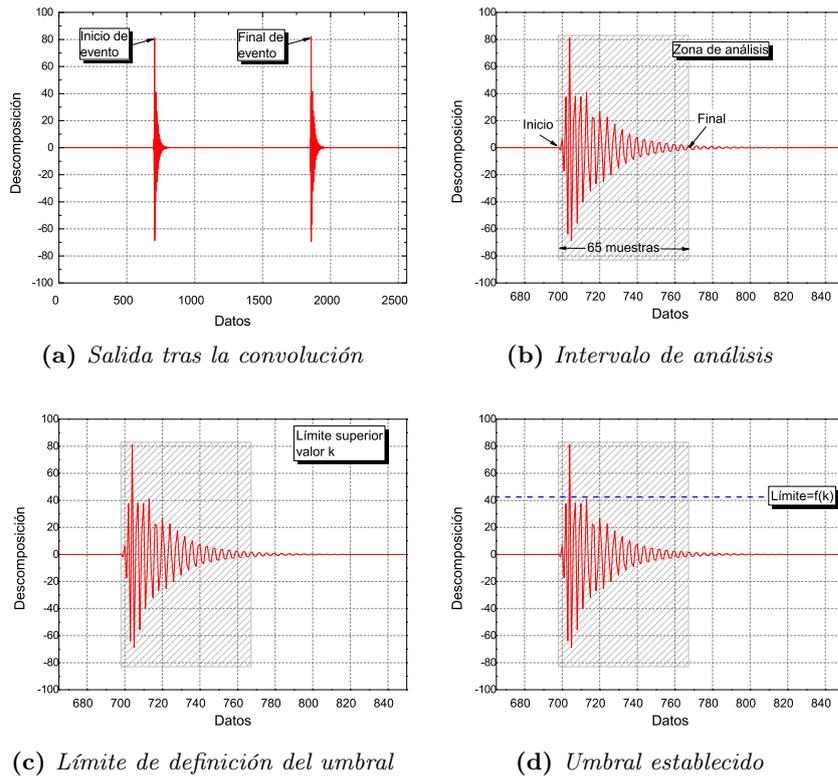


Figura 4.11: Procedimiento de cálculo para el umbral de detección

Tabla 4.1: Configuración de los ensayos realizados para la determinación del parámetro k

Ensayo	Amplitud (%)	Duración (ms)	Contenido armónico
E1	50,0	90,0	-
E2	25,0	40,0	-
E3	75,0	60,0	15 V/350 Hz + 10 V/450 Hz + 5 V/550 Hz
E4	125,0	90,0	15 V/2 000 Hz + 10 V/2 500 Hz + 5 V/3 000 Hz
E5	20,0	120,0	-
E6	80,0	20,0	15 V/2 000 Hz + 10 V/2 500 Hz + 5 V/3 000 Hz
E7	140,0	80,0	-
E8	140,0	80,0	15 V/2 000 Hz + 10 V/2 500 Hz + 5 V/3 000 Hz

Tal y como puede comprobarse, el test que más limita el valor de k es el correspondiente al ensayo E4. Por este motivo, se fija para el parámetro k un valor igual a 2,2, permitiendo de esta manera la detección de, como mínimo, un máximo/mínimo local en la zona de estudio. Si se detectaran más máximos/mínimos en el intervalo de las 65 muestras, el algoritmo de detección desearía automáticamente todos valores identificados menos el primer máximo/mínimo absoluto del conjunto, correspondiendo este con el instante de inicio del evento.

Tabla 4.2: Resultados para la determinación del parámetro k

Ensayo	Media	Desviación	Máximo	k_{max}
E1	$-3,52 \times 10^{-5}$	16,474	81,177	4,9
E2	$-2,02 \times 10^{-5}$	0,371	3,183	8,6
E3	$-2,71 \times 10^{-5}$	0,336	2,235	6,6
E4	$-4,36 \times 10^{-1}$	36,889	82,498	2,2
E5	$-2,11 \times 10^{-5}$	0,345	3,131	9,1
E6	$-4,07 \times 10^{-5}$	0,375	2,253	5,9
E7	$-5,43 \times 10^{-6}$	1,045	4,376	4,2
E8	$-6,26 \times 10^{-4}$	0,617	4,960	8,0

Una vez fijado el valor del parámetro $k=2,2$, se está en disposición de incorporar dicho valor al algoritmo final, permaneciendo invariable a lo largo de los ensayos.

4.3.2.4. El cálculo del valor eficaz

Una vez detectado el inicio y final del evento, el cálculo discreto real del valor eficaz se realiza según (4.6), de acuerdo a lo enunciado en el apartado 1.2.2.

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (4.6)$$

siendo N el número de datos comprendido entre el inicio y el final del evento detectado por el sistema de detección automático y x los datos muestreados en el mismo periodo.

Para ser consecuentes con la normativa sobre los métodos de medida de la calidad de suministro, se ha limitado la duración mínima en la detección de un evento de tensión, correspondiendo a un mínimo de un semiperiodo (o 10 ms para redes de 50 Hz). Aquellos eventos con una duración menor a la indicada no serán considerados como tales, siendo el algoritmo capaz de desechar la información que pudiera derivarse de tal situación.

4.4. Caracterización del método

Las medidas mostradas en esta sección tienen como objeto la comprobación del buen desempeño del algoritmo desarrollado. A partir de distintas ondas base, se aplicarán distintos perfiles de variación para probar la consistencia del método. De esta manera, se han diseñado tres tipos de ondas de acuerdo a la siguiente clasificación (ver anexo D):

- TIPO I. En primer lugar, se ha utilizado una onda con un único contenido frecuencial, correspondiente a una onda de 230 V y 50 Hz de frecuencia que simula una señal de entrada sinusoidal perfecta sin ningún tipo de distorsión. Este tipo se identifica como el caso ideal.
- Tipo II. En segundo lugar, tomando como onda base la anterior, se han añadido 3 contenidos armónicos (órdenes 5, 7 y 11) con valores eficaces iguales a 15 V (0,065 % de U_n), 10 V (0,043 % de U_n) y 5 V (0,022 % de U_n) respectivamente. Este tipo puede corresponder perfectamente a un caso real donde los armónicos 5, 7 y 11 predominan sobre el resto.
- Tipo III. El tercer tipo de ensayo corresponde a una onda de 230 V y 50 Hz con 3 ondas superpuestas que simulan ruido de alta frecuencia (primera onda de 10 V y 2000 Hz, segunda onda de 5 V y 2500 Hz y tercera onda de 5 V y 3000 Hz). Esta señal se asemeja a ondas de tensión existentes en ambientes electromagnéticamente contaminados.

La totalidad de ondas ensayadas se han digitalizado a una frecuencia de muestreo igual a 12,8 kHz, o lo que es lo mismo, a partir de 2561 puntos durante los 200 ms que dura la ventana de medida. En la figura 4.12 se muestra el aspecto de la onda de tipo I, siendo este el caso más sencillo.

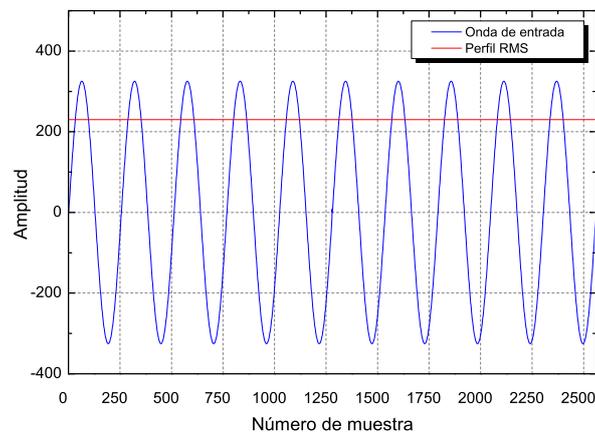


Figura 4.12: Tipo I. Onda con contenido armónico fundamental

La figura 4.13 ilustra la onda base de entrada con contenido armónico variado (250 Hz, 350 Hz y 550 Hz). Este tipo de onda se asemeja a las obtenidas en la medición de calidad de red en ciertas áreas industriales. Se ha exagerado el contenido armónico para estudiar la sensibilidad del algoritmo frente a niveles armónicos elevados.

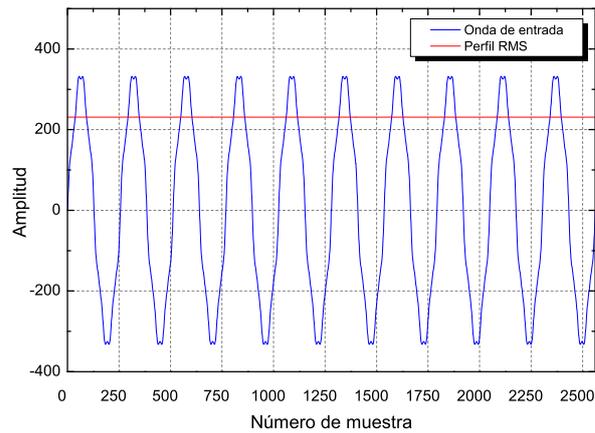


Figura 4.13: *Tipo II. Onda con contenido armónico variado*

En la figura 4.14 aparece la onda de ensayo correspondiente a una onda con contenido armónico fundamental y con ruido superpuesto. De esta manera, se puede comprobar la respuesta del algoritmo a ciertos niveles de SNR existentes en la medición (por ejemplo, cuando se realizan medidas con canales digitales de adquisición en modo no diferencial) [150].

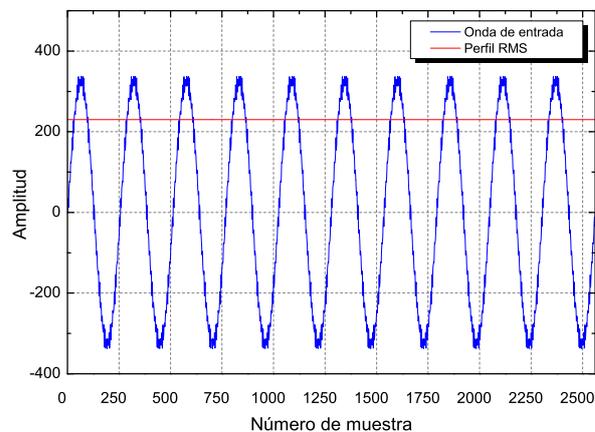


Figura 4.14: *Tipo III. Onda con contenido armónico de alta frecuencia*

De acuerdo a lo anteriormente expuesto, la expresión general que define los 3 tipos de ensayos descritos se muestra en (4.7).

$$y = k_1 \text{sen}(\omega_1 t) + \sum_{i=2}^4 k_i \text{sen}(\omega_i t) \quad (4.7)$$

siendo k_i y ω_i los valores de amplitud y de frecuencia angular respectivamente. El parámetro k_1 , que representa la amplitud de la onda fundamental, se define a tramos dependiendo de la duración del evento:

$$k_1 = \begin{cases} A_1 & \text{para } 0 \leq t \leq 0,1 - \frac{d}{2}, \\ R A_1 & \text{para } 0,1 - \frac{d}{2} \leq t \leq 0,1 + \frac{d}{2}, \\ A_1 & \text{para } 0,1 + \frac{d}{2} \leq t \leq 0,2 \end{cases}$$

La constante R define el porcentaje de variación ideal del evento de tensión en tanto por uno, correspondiendo $R > 1$ a sobretensiones y $0 \leq R < 1$ a huecos e interrupciones. La constante d indica la duración del evento en la ventana de medida, siempre centrado en esta. Por último, la constante A_1 representa la amplitud del armónico fundamental.

Con la intención de caracterizar el algoritmo de la manera más completa posible, se han realizado tres tipos de estudios que abarcan los siguientes aspectos:

- Influencia de las variaciones de la amplitud del evento
- Influencia de las variaciones de la duración del evento
- Influencia de las variaciones de la fase del evento

Según la norma internacional de calidad de red [2], el umbral de detección de un evento de tensión depende de la aplicación a la que se destine la medida de calidad de red, si bien es cierto que dicho límite se encuentra típicamente entre el 85 % y el 90 % para huecos de tensión, 110 % para sobretensiones y del 5 % al 10 % para interrupciones de tensión. Bajo estas consideraciones, la tabla 4.3 muestra la configuración de cada uno de los ensayos conducentes a la caracterización del método de detección de eventos de tensión. Cada uno de los ensayos se ha realizado para las ondas de tipo I, II y III.

Todo equipo destinado a la realización de medidas de calidad de red y englobado como equipo de *clase A* deberá medir el valor eficaz actualizado cada medio ciclo [2]. Por este motivo, se considera el método $U_{rms(1/2)}$ como la base de comparación del algoritmo desarrollado. Adicionalmente, se ha escogido el método $U_{rms(m)}$ como herramienta alternativa de caracterización por tener mayor tasa de actualización.

Tabla 4.3: Configuración de los ensayos de caracterización del método de detección de eventos de tensión

Tipo de evento	Tipo de variación		
	Amplitud	Duración	Fase
Interrupciones	Variaciones de amplitud entre el 90% y el 100% de U_n , en pasos constantes de análisis del 2,5%. Duración constante de 88 ms y valor de fase igual a 0°	Variaciones de duración entre 15 ms y 120 ms, en pasos de 15 ms y 30 ms. Valor de amplitud igual al 5% de U_n y valor de fase de inicio igual a 0°	Variaciones de fase entre 0° y 315° , en pasos constantes de 45° . Valor de amplitud igual al 5% de U_n y duración constante de 88 ms
Huecos	Variaciones de amplitud entre el 10% y el 90% de U_n , en pasos constantes de análisis del 10%. Duración constante de 88 ms y valor de fase igual a 0°	Variaciones de duración entre 15 ms y 120 ms, en pasos de 15 ms y 30 ms. Valor de amplitud igual al 60% de U_n y valor de fase de inicio igual a 0°	Variaciones de fase entre 0° y 315° , en pasos constantes de 45° . Valor de amplitud igual al 60% de U_n y duración constante de 88 ms
Sobretensiones	Variaciones de amplitud entre el 110% y el 150% de U_n , en pasos constantes de análisis del 10%, más el 200% de U_n . Duración constante de 88 ms y valor de fase igual a 0°	Variaciones de duración entre 15 ms y 120 ms, en pasos de 15 ms y 30 ms. Valor de amplitud igual al 150% de U_n y valor de fase de inicio igual a 0°	Variaciones de fase entre 0° y 315° , en pasos constantes de 45° . Valor de amplitud igual al 150% de U_n y duración constante de 88 ms
Número ensayos	60	54	72

En los siguientes apartados se presenta la descripción de los ensayos realizados, así como los resultados obtenidos mediante los 3 métodos contemplados. La información se muestra de forma gráfica, puesto que de esta forma, el lector puede comparar fácilmente el desempeño de cada uno de los métodos en función de los errores obtenidos según las expresiones (4.8) y (4.9).

$$\epsilon_d(ms) = (t_{f,m} - t_{i,m}) - (t_{f,t} - t_{i,t}) \quad (4.8)$$

$$\epsilon_{RMS}(\%) = \frac{RMS_m - RMS_t}{RMS_t} \cdot 100 \quad (4.9)$$

siendo $t_{f,m}$ y $t_{i,m}$ los tiempos medidos de final e inicio de evento, y $t_{f,t}$ y $t_{i,t}$ los tiempos de inicio y final de evento teóricos según la configuración introducida. Con respecto al cálculo del valor eficaz, las variables RMS_m y RMS_t denotan los valores eficaces durante el evento, medidos y teóricos respectivamente, a partir de las ecuaciones mostradas en el apartado 4.4.1.

En el anexo D se muestra información detallada sobre las ondas utilizadas en cada ensayo, mostrando las salidas gráficas de cada uno de los 3 métodos presentes en este capítulo. Asimismo, el anexo E incluye los resultados numéricos intermedios obtenidos a partir de la aplicación del método wavelet y los otros 2 métodos basados en el cálculo del valor eficaz.

4.4.1. Variaciones de amplitud

Para analizar el comportamiento del método de detección, primero se va a realizar la caracterización mediante la variación del parámetro amplitud. Para ello, se analizan los resultados obtenidos en función del tipo de evento (interrupción, hueco o sobretensión) y del tipo de ensayo predefinido (tipo I, II y III). El valor eficaz de cada ensayo vendrá determinado según (4.10), donde A corresponde a la tensión residual en tanto por uno y RMS a los valores eficaces de cada una de las componentes que integran la onda final.

$$RMS_t(\%) = \sqrt{\frac{(A \cdot RMS_1)^2 + \sum_{i=2}^4 RMS_i^2}{\sum_{i=1}^4 RMS_i^2}} \cdot 100 \quad (4.10)$$

Para los ensayos de tipo I, el segundo término del numerador desaparece ya que la onda a analizar sólo está formada por el armónico fundamental. En este supuesto, (4.11) define la forma de calcular dicho valor eficaz.

$$RMS_t(\%) = \sqrt{\frac{(A \cdot RMS_1)^2}{RMS_1^2}} \cdot 100 \quad (4.11)$$

En cualquier caso, al querer obtener el valor eficaz en voltios, ambas expresiones quedan reducidas a las ecuaciones (4.12) y (4.13) para los tipos I y II-III respectivamente.

$$RMS_t(V) = \sqrt{(A \cdot RMS_1)^2} \quad (4.12)$$

$$RMS_t(V) = \sqrt{(A \cdot RMS_1)^2 + \sum_{i=2}^4 RMS_i^2} \quad (4.13)$$

Por ejemplo, el valor eficaz de un evento de tensión de tipo II ($RMS_1 = 230 V$, $RMS_2 = 15 V$, $RMS_3 = 10 V$ y $RMS_4 = 5 V$) según una variación de amplitud del 90 % (tensión residual igual a $A = 0,1$), se calcula según (4.10), resultando la expresión (4.14).

$$RMS_t(\%) = \sqrt{\frac{(0,1 \cdot 230)^2 + 15^2 + 10^2 + 5^2}{230^2 + 15^2 + 10^2 + 5^2}} \cdot 100 = 12,848 \% \quad (4.14)$$

Asimismo, el valor eficaz en voltios, según (4.13), se calcula tal y como se muestra en (4.15).

$$RMS_t(V) = \sqrt{(0,1 \cdot 230)^2 + 15^2 + 10^2 + 5^2} = 29,648 V \quad (4.15)$$

Atendiendo a las ecuaciones 4.12 y 4.13, las tablas 4.4, 4.5 y 4.6 muestran los valores eficaces durante las interrupciones, huecos y sobretensiones para cada uno de los tres tipos de ondas ensayadas (Tipo I, Tipo II y Tipo III).

Tabla 4.4: *Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Interrupciones*

Ensayo	Profundidad (%)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	90,0	23,000	29,648	26,058
E2	92,5	17,250	25,447	21,156
E3	95,0	11,500	21,960	16,800
E4	97,5	5,750	19,572	13,530
E5	100,0	0,000	18,708	12,247

Tabla 4.5: *Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Huecos*

Ensayo	Profundidad (%)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	10,0	207,000	207,844	207,362
E2	20,0	184,000	184,949	184,407
E3	30,0	161,000	162,083	161,465
E4	40,0	138,000	139,262	138,542
E5	50,0	115,000	116,512	115,650
E6	60,0	92,000	93,883	92,812
E7	70,0	69,000	71,491	70,079
E8	80,0	46,000	49,659	47,603
E9	90,0	23,000	29,648	26,058

Tabla 4.6: *Variaciones de amplitud. Resumen RMS. Sobretensiones*

Ensayo	T. Residual (%)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	110,0	253,000	253,691	253,296
E2	120,0	276,000	276,633	276,272
E3	130,0	299,000	299,585	299,251
E4	140,0	322,000	322,543	322,233
E5	150,0	345,000	345,507	345,217
E6	200,0	460,000	460,380	460,163

El motivo por el cual se han seleccionado estos niveles de variación de amplitud para interrupciones y huecos de tensión queda determinado por los umbrales establecidos en la norma de referencia sobre calidad de red [2]. Sin embargo, el nivel máximo de la tensión de las sobretensiones de baja frecuencia ($10 \text{ Hz} < f < 50 \text{ Hz}$) y de tipo temporal [151] queda indeterminado en los textos consultados [24]. A falta de un consenso establecido a nivel internacional, se ha tomado el 200 % como el valor máximo a procesar por el sistema desarrollado, permitiendo una caracterización completa de los métodos propuestos. En la sección 4.5 puede encontrarse la justificación a la selección de dicho valor, delimitando de esta forma el rango máximo de medida del algoritmo.

La figura 4.15 resume los resultados obtenidos tras la realización de los 60 ensayos de acuerdo a la configuración seleccionada según la tabla 4.3.

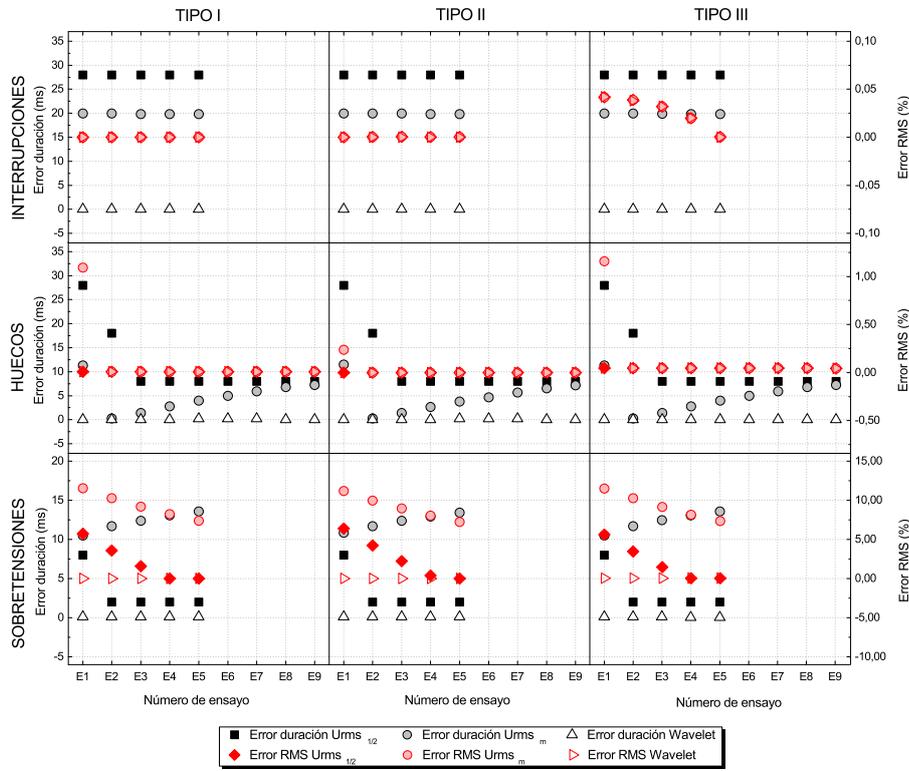


Figura 4.15: Resultados obtenidos tras la realización de los ensayos correspondientes a variaciones de amplitud para los tres tipos de ondas considerados

A la vista de los resultados, se puede comprobar que el método wavelet muestra un comportamiento superior en relación a los errores obtenidos mediante los métodos tradicionales $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$. En términos generales, el método wavelet comete errores despreciables tanto en la medida de la duración como en la determinación del valor eficaz. Por el contrario, los métodos tradicionales acusan una escasa sensibilidad tras la aparición del evento de tensión. No hay que olvidar que dichos métodos tradicionales calculan el valor eficaz en longitudes mínimas de 1 ciclo (ó 20 ms para frecuencias de 50 Hz), lo que penaliza sobremanera el tiempo de detección del inicio y final de evento.

Con respecto a los errores obtenidos en el análisis de interrupciones de tensión, los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$ cometen desviaciones cercanas a 28 ms y 20 ms respectivamente. Por otra parte, el método wavelet se desvía únicamente 47 μ s, valor muy inferior al mostrado por los métodos anteriores. Referente al error RMS, los 3 métodos se comportan de manera similar, con desviaciones apreciables (inferiores al 0,05 % de U_n) en el análisis de ondas de tipo III, debido fundamentalmente a la existencia de armónicos de alta frecuencia que perturban sensiblemente a los métodos de cálculo.

Analizando la información tras la evaluación de huecos de tensión para los 3 tipos de ondas, los algoritmos basados en el cálculo del valor eficaz disminuyen su error temporal a medida que la tensión residual del hueco decrece, pasando de 28 ms a 8 ms para el método $U_{rms(1/2)}$ y de 12 ms a 7 ms para el $U_{rms(m)}$. En cambio, los errores del método wavelet se mantienen en torno a 0 ms para todos los ensayos. Referente a $|\epsilon_{RMS}|$, los 3 algoritmos, en la práctica totalidad de ensayos, muestran un comportamiento ideal, a excepción del ensayo E1, donde el método $U_{rms(m)}$ comete errores apreciables debidos a una mala detección temporal del evento.

Aplicando los 3 algoritmos propuestos a sobretensiones de tipo I, II y III, puede comprobarse cómo los métodos basados en el cálculo del valor eficaz no poseen la sensibilidad suficiente para detectar de manera fiable el evento, cometiendo errores importantes en la estimación de la duración de este. Referente a la medida del valor eficaz, los métodos anteriores acusan una excesiva sobreoscilación de la señal de salida que sobrepasa sucesivamente el límite de detección establecido en el 110 % (ver Anexo D). Por este motivo, se obtienen unos errores RMS exageradamente elevados que no concuerdan con lo esperado. Por el contrario, el método wavelet se comporta a la perfección, registrando unos valores promedio, tanto en la estimación de la duración como en la medida del valor eficaz durante la sobretensión, cercanos al 0 %, y por tanto, coincidentes con los valores de configuración teóricos.

4.4.1.1. Conclusiones

Según lo observado en los apartados anteriores, y de acuerdo a los resultados mostrados en la tabla 4.7, el método wavelet es el algoritmo que mejor comportamiento presenta. La extrema sensibilidad que le otorga el uso del filtro Butterworth de orden 29 no es equiparable al elevado tiempo de respuesta que poseen los métodos tradicionales (28,000 ms y 19,953 ms para los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$), siendo estos últimos muy poco precisos a la hora de determinar el inicio y final de los eventos de tensión sometidos a cambios de amplitud. Esto motiva que algunos valores RMS sean calculados erróneamente (6,388 % y 11,527 % para los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$) en comparación con los valores teóricos introducidos.

Tabla 4.7: Comparación de errores de los tres métodos propuestos para la caracterización de eventos. Variaciones de amplitud

Método	Errores mínimos		Errores máximos	
	Duración $\epsilon_{d,min}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,min}$ (%)	Duración $\epsilon_{d,max}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,max}$ (%)
$U_{rms(1/2)}$	2,000	0,000	28,000	6,388
$U_{rms(m)}$	0,266	0,000	19,953	11,527
Wavelet	0,031	0,000	0,047	0,042

Según lo expuesto, se puede concluir lo siguiente:

- El algoritmo de detección wavelet es el método que mejor se comporta de los tres, obteniendo desviaciones, tanto en la determinación de la duración como del valor eficaz, casi nulas.
- El método $U_{rms(1/2)}$ comete errores muy importantes en la medida de la duración, superiores a 25 ms con respecto al valor teórico en alguno de los ensayos realizados. Esta desviación es debida a la baja tasa de actualización de la medida (una vez cada 10 ms), lo que hace de este método una herramienta poco útil a la hora de ser implementada en sistemas reales de medida.
- En contra de todo pronóstico, el método $U_{rms(m)}$ también se comporta de manera irregular a lo largo de los ensayos realizados. Cabría esperar que una mayor tasa de refresco (cada muestra) mejorara sustancialmente el comportamiento del método. Lejos de proporcionar valores cercanos a los ideales, mejora sensiblemente el comportamiento observado en el método $U_{rms(1/2)}$, pero aún así, su larga ventana de medida (20 ms) penaliza sobremanera la precisión del algoritmo.

4.4.2. Variaciones de duración

La duración de un evento de tensión está relacionado intrínsecamente con las características de los elementos de protección distribuidos a lo largo del sistema eléctrico (fusibles, reconectores y relés de protección). Un problema referente al despeje de faltas eléctricas (relacionado con la duración de los eventos) es la característica de tiempo inverso que poseen los interruptores: a mayor intensidad de cortocircuito circulando, menor tiempo de despeje, y viceversa. En este sentido, los sistemas de protección están coordinados para despejar la falta de forma controlada, afectando al menor número de consumidores/receptores en el área circundante donde se ha producido el problema. En sistemas de transmisión/distribución eléctrica, la mayoría de los cortocircuitos quedan despejados en el rango de los 60-100 ms [152], de ahí que el rango de caracterización del algoritmo quede fijado en 15-120 ms, abarcando desde duraciones menores a la de 1 ciclo de red hasta 1 ciclo por encima de los 100 ms indicados.

Por lo anteriormente expuesto, el número de puntos de ensayo a lo largo del rango queda fijado en 6, siendo suficientes para caracterizar el rango de medida del algoritmo. Referente al estudio del comportamiento de los métodos frente a eventos con distinta duración, se han realizado un total de 54 ensayos aplicados a interrupciones, huecos de tensión y sobretensiones. De esta manera, se han seleccionado ciertos niveles de variación, correspondiendo a profundidades del 95 % para las interrupciones, 40 % para los huecos de tensión y finalmente -50 % para las sobretensiones (ver tabla 4.3).

Las tablas 4.8, 4.9 y 4.10 incluyen información sobre la configuración de los ensayos seleccionados.

Tabla 4.8: *Variaciones de duración. RMS. Interrupciones de tensión*

Ensayo	Duración (ms)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	15,0	11,500	21,887	16,817
E2	30,0	11,500	21,887	16,794
E3	45,0	11,500	21,887	16,838
E4	60,0	11,500	21,887	16,767
E5	90,0	11,500	21,887	16,909
E6	120,0	11,500	21,887	16,895

Tabla 4.9: *Variaciones de duración. RMS. Huecos de tensión*

Ensayo	Duración (ms)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	15,0	138,000	138,805	138,407
E2	30,0	138,000	138,805	138,375
E3	45,0	138,000	138,805	138,437
E4	60,0	138,000	138,805	138,547
E5	90,0	138,000	138,805	138,540
E6	120,0	138,000	138,805	138,437

Tabla 4.10: *Variaciones de duración. RMS. Sobre tensiones*

Ensayo	Duración (ms)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	15,0	345,000	344,370	344,788
E2	30,0	345,000	344,370	344,756
E3	45,0	345,000	344,370	344,818
E4	60,0	345,000	344,370	344,715
E5	90,0	345,000	344,370	344,924
E6	120,0	345,000	344,370	344,818

Tras haber analizado los 3 tipos de ondas seleccionados mediante los 3 métodos propuestos, la figura 4.16 resume los errores obtenidos tanto en la determinación de la duración del evento como en la medida del valor eficaz. En dicha figura se puede comprobar cómo los métodos tradicionales no funcionan según lo esperado. Por ejemplo, en los ensayos E1 correspondientes a interrupciones no aparecen valores de duración ni RMS, ya que dichos métodos no fueron capaces de detectar interrupción alguna debido, fundamentalmente, a que la longitud de la ventana de medida (20 ms) es mayor a la duración del evento analizado (15 ms).

Respecto al resto de ensayos, la lenta actualización del valor eficaz en los métodos tradicionales provoca errores importantes en la determinación de la duración del evento, llegando incluso a alcanzar desviaciones de hasta 30 ms

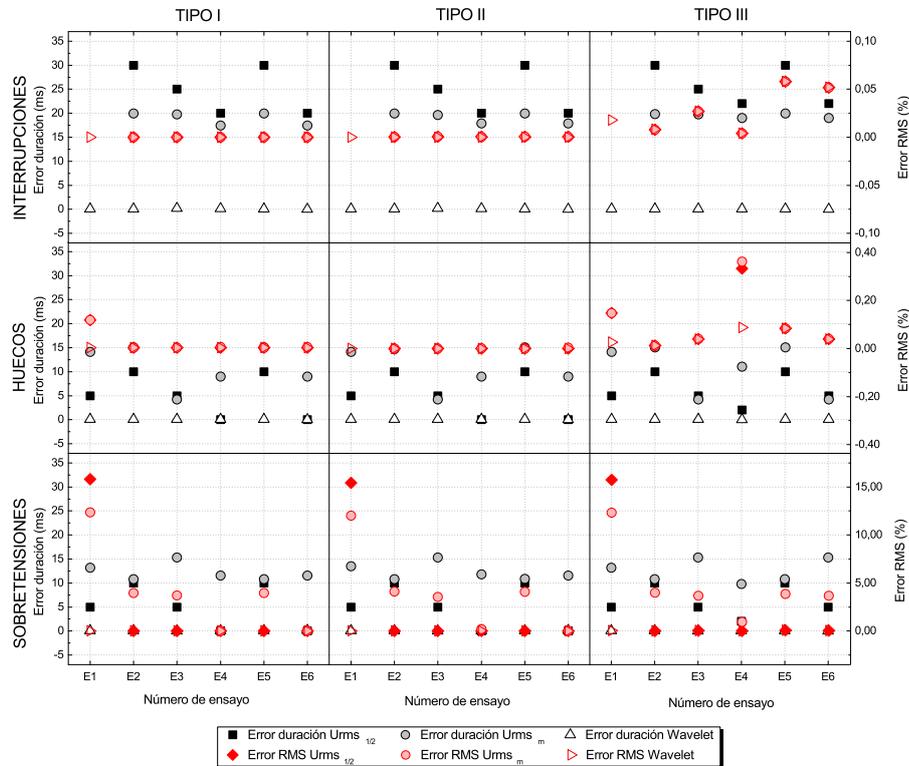


Figura 4.16: Resultados obtenidos tras la realización de los ensayos correspondientes a variaciones de duración para los tres tipos de ondas considerados

con respecto a los valores teóricos. Analizando el comportamiento de los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$ en lo que a la medida del valor eficaz se refiere, en términos generales, se comportan satisfactoriamente, con errores muy reducidos. Es en el análisis de sobretensiones donde los métodos tradicionales funcionan peor. Ciertas sobreoscilaciones en el cálculo del valor eficaz, unido a la lenta actualización del valor RMS calculado, provocan múltiples rebasamientos del umbral de detección (110%). Esto implica errores excesivos tal y como se puede ver en los resultados obtenidos. Por el contrario, el método wavelet funciona correctamente, con errores prácticamente inexistentes tanto en la medida de la duración como en la del valor eficaz.

4.4.2.1. Conclusiones

Tal y como ocurría en los ensayos relativos a variaciones de amplitud, los 3 métodos siguen los mismos patrones de comportamiento. En este sentido, la tabla 4.11 muestra los errores mínimos y máximos cometidos por los algoritmos analizados. Referente a la medida del valor eficaz, resulta evidente la escasa precisión de los métodos tradicionales.

Tabla 4.11: Comparación de errores de los tres métodos propuestos para la caracterización de eventos. Variaciones de duración

Método	Errores mínimos		Errores máximos	
	Duración $\epsilon_{d,min}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,min}$ (%)	Duración $\epsilon_{d,max}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,max}$ (%)
$U_{rms(1/2)}$	0,000	0,000	30,000	24,844
$U_{rms(m)}$	4,219	0,000	19,922	24,844
Wavelet	0,000	0,000	0,234	0,000

A la vista de los resultados obtenidos a lo largo de la presente sección, se puede concluir con los siguientes puntos:

- El método wavelet es el que mejor se comporta de los tres. Su alta sensibilidad le permite detectar de forma precisa el inicio y el final de los eventos, independientemente del contenido armónico presente en la onda inicial. Errores máximos en el cálculo de la duración del evento en el entorno de los 0,2 ms y desviaciones máximas en el cálculo del valor eficaz inferiores al 0,1 % hacen de este método la herramienta perfecta para el análisis de eventos de tensión.
- En algunos casos, el análisis mediante métodos tradicionales de eventos de tensión con duración inferior a los 20 ms, conlleva la no detección de la perturbación. Por este motivo, se hace necesario implementar medidas complementarias de supervisión para asegurar una detección adecuada de estos métodos de análisis.

4.4.3. Variaciones de fase

Los fenómenos causantes de eventos de tensión, como pueden ser cortocircuitos en el sistema eléctrico de potencia, no sólo conllevan una reducción (o incremento) de la magnitud de la tensión, sino que también provocan cambios del ángulo de fase en el momento de manifestarse la perturbación. Estos fenómenos de salto de fase son irrelevantes para la mayoría de dispositivos comerciales. Por este motivo, prácticamente ningún equipo de monitorización incorpora la posibilidad de realizar la medida [153]. Aún así, no es cuestión baladí obviar dicho fenómeno puesto que sí que existen otros dispositivos electrónicos, como los convertidores de potencia, cuyo correcto funcionamiento está directamente relacionado con la fase de la tensión existente [154].

Por este motivo, se ha considerado imprescindible el realizar la caracterización de los métodos mediante ondas con saltos de fase incorporados. Así, esta sección incorpora 72 ensayos, realizados a ondas de tipo I, II y III, encaminados a la caracterización de los métodos. Las tablas 4.12, 4.13 y 4.14 muestran información acerca del valor eficaz durante el evento.

Tabla 4.12: *Variaciones de fase. Resumen RMS. Interrupciones*

Ensayo	Fase (°)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	0,0	15,500	21,887	16,850
E2	45,0	15,500	21,887	16,970
E3	90,0	15,500	21,887	16,974
E4	135,0	15,500	21,887	16,864
E5	180,0	15,500	21,887	16,702
E6	225,0	15,500	21,887	16,583
E7	270,0	15,500	21,887	16,576
E8	315,0	15,500	21,887	16,689

Tabla 4.13: *Variaciones de fase. RMS. Huecos de tensión*

Ensayo	Fase (°)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	0,0	138,000	138,805	138,455
E2	45,0	138,000	138,805	138,627
E3	90,0	138,000	138,805	138,634
E4	135,0	138,000	138,805	138,473
E5	180,0	138,000	138,805	138,239
E6	225,0	138,000	138,805	138,064
E7	270,0	138,000	138,805	138,057
E8	315,0	138,000	138,805	138,218

Tabla 4.14: *Variaciones de fase. RMS. Sobretensiones*

Ensayo	Fase (°)	RMS_I (V)	RMS_{II} (V)	RMS_{III} (V)
E1	0,0	345,000	344,370	344,837
E2	45,0	345,000	344,370	345,011
E3	90,0	345,000	344,370	345,018
E4	135,0	345,000	344,370	344,954
E5	180,0	345,000	344,370	344,620
E6	225,0	345,000	344,370	344,618
E7	270,0	345,000	344,370	344,616
E8	315,0	345,000	344,370	344,680

De esta manera, la figura 4.17 muestra los resultados obtenidos para los 3 tipos de eventos de tensión analizados, tanto para la determinación de la duración como para la medida del valor eficaz.

Como ya ocurría en el apartado 4.4.2, el método wavelet es insensible a las variaciones de fase producidas en los ensayos correspondientes a interrupciones, huecos y sobretensiones de tipo I y II. Durante los 48 ensayos realizados, el error cometido en la determinación de la duración del evento permanece constante en $46,875 \mu s$, mientras que la medida del valor eficaz la realiza de manera perfecta, con un error igual al 0,000 %. Por el contrario, se puede observar cómo los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$ no se comportan según lo esperado. Estos detectan la distorsión con retraso, proporcionando

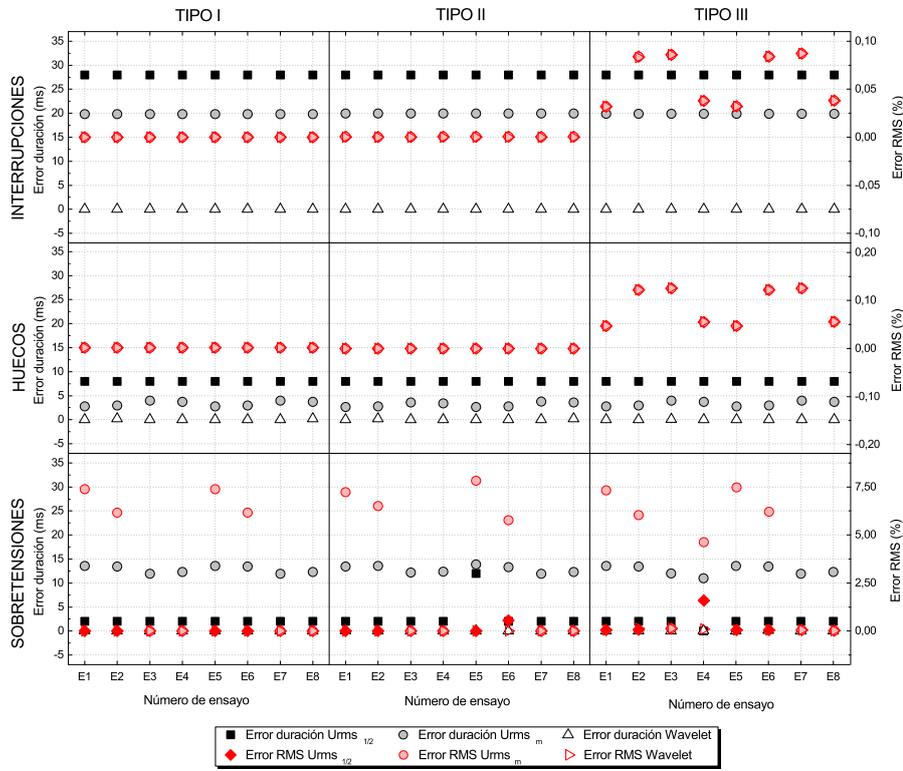


Figura 4.17: Resultados obtenidos tras la realización de los ensayos correspondientes a variaciones de fase para los tres tipos de ondas considerados

errores máximos en duración iguales a 28,000 ms y 19,797 ms respectivamente. Relativo a la medida de la tensión residual, todos los algoritmos la llevan a cabo correctamente (para interrupciones y huecos de tipos I y II), con errores iguales al 0,000 %. Las ondas de tipo III son las que más dificultan la detección de los eventos mediante los métodos tradicionales, debido fundamentalmente a falsas detecciones del inicio del evento, derivando en cálculos erróneos del RMS. Por el contrario, el método wavelet se comporta de manera satisfactoria, con errores despreciables en la medida.

4.4.3.1. Conclusiones

A la vista de los resultados obtenidos en la presente sección a partir de la aplicación de los 3 métodos de análisis a interrupciones, huecos y sobretensiones con saltos de fase y de acuerdo a los errores máximos mostrados en la tabla 4.15, se puede concluir que el único método válido a la hora de ser implementado en un sistema real de medida es el algoritmo wavelet. El resto de métodos de medida (basados en el cálculo del valor eficaz) cometen desviaciones, especialmente en el cálculo del valor eficaz, muy elevadas.

Tabla 4.15: Comparación de errores de los tres métodos propuestos para la caracterización de eventos. Variaciones de fase

Método	Errores mínimos		Errores máximos	
	Duración $\epsilon_{d,min}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,min}$ (%)	Duración $\epsilon_{d,max}$ (ms)	Profundidad $\epsilon_{RMS,max}$ (%)
$U_{rms(1/2)}$	0,000	0,000	28,000	0,000
$U_{rms(m)}$	2,625	0,000	19,953	0,000
Wavelet	0,031	0,000	0,203	0,000

La herramienta wavelet ha demostrado un comportamiento equilibrado, sin verse afectado por los desfases existentes al comienzo del evento, lo que sin lugar a dudas es un aspecto muy positivo a tener en cuenta. Por el contrario, los métodos tradicionales, como es lógico, se ven influenciados enormemente por la determinación del valor eficaz derivado de la onda de entrada. Un mal cálculo del RMS (retrasado en el tiempo) implica una mala determinación del inicio y/o final del evento, y por consiguiente, un error importante en el cómputo de la duración. Este aspecto es el punto débil de dichos métodos, por lo que se descartan como óptimos a ser implementados en un posible sistema de medida real.

4.5. Verificación del método

Una vez caracterizado el método mediante comparación con los métodos tradicionales basados en el cálculo del valor eficaz, es necesario verificar su comportamiento de acuerdo a ensayos reconocidos internacionalmente. Por este motivo, la presente sección sigue las directrices especificadas en la normativa de referencia sobre técnicas de ensayo y medida de parámetros de calidad de red [2]. De acuerdo a [2], la verificación del comportamiento de cualquier método de medida de calidad de red debe realizarse de acuerdo a lo establecido en la norma sobre ensayos funcionales y requisitos de incertidumbre para la medida de la calidad de suministro en los sistemas de suministro de energía [28]. De esta manera, el requisito de incertidumbre mínimo que debe cumplir el método wavelet propuesto es de $\pm 0,2\%$ y de ± 1 ciclo para la determinación de la amplitud (RMS) y de la duración respectivamente (método de medida de clase A). Referente al rango de medida máximo, aunque en la tabla 1 de la norma [2] no se especifica valor alguno, se ha tomado como referencia el valor máximo del 200% según la tabla 3 de la norma [28], aplicable a los puntos de ensayo de cada parámetro medido. De esta forma, se justifica convenientemente el valor escogido en la sección 4.4 (caracterización de los métodos de análisis).

Aunque los ensayos funcionales y requisitos de incertidumbre que aparecen en la norma [28] son de aplicación exclusiva a instrumentos de calidad

de suministro [155], se van a adaptar varios de los ensayos más importantes para verificar el desempeño del algoritmo de la forma más adecuada. Para ello, se van a realizar varias suposiciones de acuerdo a las características específicas del método desarrollado, como por ejemplo, la inexistencia de un valor de histéresis. Este concepto tiene sentido en algoritmos donde múltiples rebasamientos del valor umbral conllevan falsas detecciones, tal y como ocurre en los métodos tradicionales, pero no en el algoritmo wavelet. Como ya se comentó anteriormente, este identifica los inicios y finales de evento de manera discreta, por lo que nunca pueden aparecer varios máximos que falseen la medida (transitorio subamortiguado obtenido a la salida del filtro).

Atendiendo a los ensayos mostrados en el apartado 6.4.1 de la norma sobre ensayos funcionales [28], se han seleccionado 2 como los más representativos a la hora de analizar el comportamiento del método: ensayo de verificación de la influencia de la frecuencia de la red y ensayo de verificación del requisito de precisión de amplitud y duración.

4.5.1. Verificación de la influencia de la frecuencia

En este sentido, la tabla 4.16 muestra un resumen de los ensayos seleccionados, así como de la configuración aplicada a cada uno de ellos. En el anexo D se puede encontrar información sobre las ondas utilizadas en este apartado para llevar a cabo el ejercicio de verificación del algoritmo. Asimismo, puede encontrarse información más detallada en el anexo E, donde se recogen los valores numéricos de los ensayos realizados incluyendo las desviaciones calculadas a partir de los valores teóricos de configuración.

Tabla 4.16: Configuración de los ensayos y criterio de aceptación para la verificación la influencia de la frecuencia de la red

Ensayo	Objetivo del ensayo	Criterio de aceptación
E1	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 42,5 Hz. Duración del evento: 2 ciclos	Duración: $2 \pm 0,5$ ciclos
E2	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 57,5 Hz. Duración del evento: 2 ciclos	Duración: $2 \pm 0,5$ ciclos
E3	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 42,5 Hz. Duración del evento: 30 ciclos	Duración: $30 \pm 0,5$ ciclos
E4	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 57,5 Hz. Duración del evento: 30 ciclos	Duración: $30 \pm 0,5$ ciclos

A continuación, la figura 4.18 muestra los resultados obtenidos para cada uno de los 4 ensayos seleccionados. Como puede comprobarse, el método se comporta satisfactoriamente, proporcionando resultados cercanos a la idealidad. Por tanto, queda de manifiesto que las variaciones extremas de la frecuencia de la red no afectan en absoluto al desempeño del algoritmo, cumpliendo holgadamente los requisitos de precisión establecidos [2].

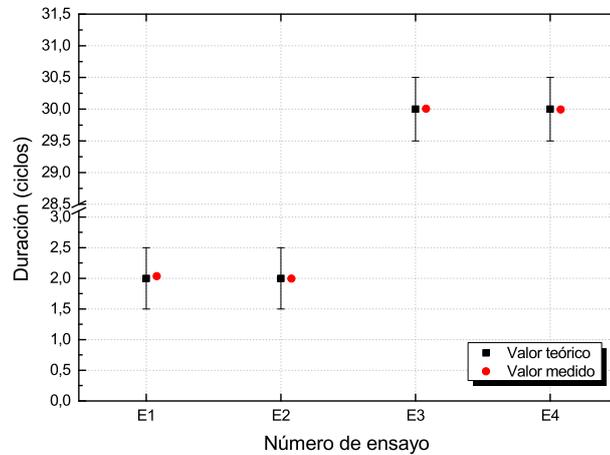


Figura 4.18: Resultados de los ensayos para la verificación de la influencia de la frecuencia de la red

4.5.2. Verificación de la precisión amplitud-duración

Referente al segundo tipo de ensayo seleccionado, pruebas de verificación del requisito de precisión de la amplitud y de la duración, la tabla 4.17 resume los ensayos seleccionados según el apartado 6.4 de la norma sobre ensayos funcionales y requisitos de incertidumbre [28].

Tabla 4.17: Configuración de los ensayos y criterio de aceptación para la verificación del requisito de precisión de la amplitud y de la duración

Ensayo	Objetivo del ensayo	Criterio aceptación
E1	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 1 ciclo	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 1 \pm 0,5 ciclos
E2	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 1,5 ciclos	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 1,5 \pm 0,5 ciclos
E3	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 2,5 ciclos	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 2,5 \pm 0,5 ciclos
E4	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 10 ciclos	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 10 \pm 0,5 ciclos
E5	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 30 ciclos	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 30 \pm 0,5 ciclos
E6	Sobretensión igual al 200 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 150 ciclos	Amplitud: 200 % \pm 0,2 % Duración: 150 \pm 0,5 ciclos
E7	Hueco igual al 20 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 1 ciclo	Amplitud: 20 % \pm 0,2 % Duración: 1 \pm 0,5 ciclos
E8	Hueco igual al 20 % de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 1,5 ciclos	Amplitud: 20 % \pm 0,2 % Duración: 1,5 \pm 0,5 ciclos

Continúa en la página siguiente

Tabla 4.17 – Continúa desde la página anterior

Ensayo	Objetivo del ensayo	Criterio aceptación
E9	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 2,5 ciclos	Amplitud: 20%±0,2% Duración: 2,5±0,5 ciclos
E10	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 10 ciclos	Amplitud: 20%±0,2% Duración: 10±0,5 ciclos
E11	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 30 ciclos	Amplitud: 20%±0,2% Duración: 30±0,5 ciclos
E12	Hueco igual al 20% de U_n y frecuencia de 50 Hz. Duración del evento: 150 ciclos	Amplitud: 20%±0,2% Duración: 150±0,5 ciclos

De esta manera, se ha llevado a cabo un barrido a lo largo del rango de medida (20%-200% de U_n) para verificar el correcto funcionamiento del método (de forma similar al realizado en el apartado 4.4.2), con duraciones desde 1 hasta 150 ciclos. Queda patente, por tanto, que este ensayo está pensado para ser ejecutado en algoritmos basados en los métodos tradicionales de cálculo del valor eficaz, ya que la longitud mínima de la ventana de estos es igual a 1 ciclo. Por el contrario, el método wavelet desarrollado no posee dicha limitación, pudiendo detectar con precisión eventos de tensión con una duración muy inferior a 20 ms.

En referencia a la configuración mostrada en la tabla 4.17, las figuras 4.19 y 4.20 recogen los resultados de duración y amplitud obtenidos tras la realización de los 12 ensayos seleccionados.

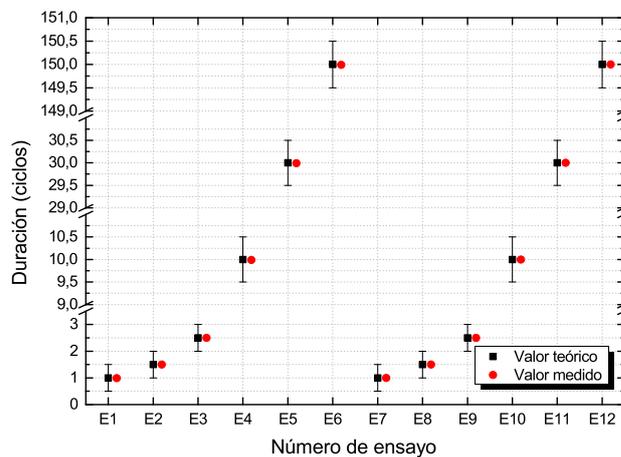


Figura 4.19: Resultados de verificación de la precisión de la amplitud

A la vista de los resultados, se puede afirmar que el método wavelet detecta con suma precisión el inicio y final de los eventos, y por tanto, calcula correctamente la duración de estos, con valores que entran holgadamente en la horquilla de variación ($\pm 0,5$ ciclos).

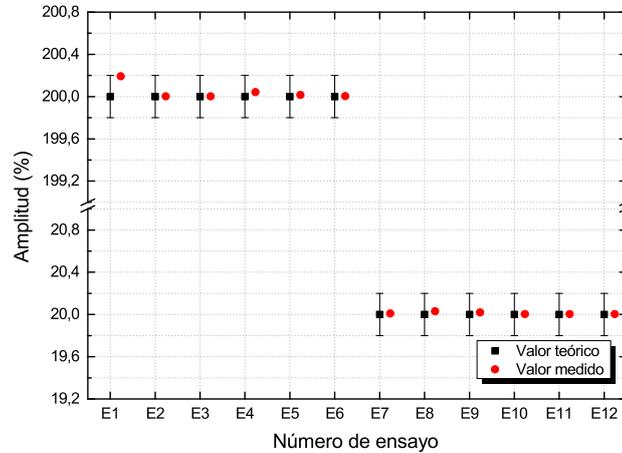


Figura 4.20: Resultados de verificación de la precisión de la duración

De la misma manera, se puede observar cómo la totalidad de valores obtenidos también se encuentran dentro de la horquilla de variación permitida ($\pm 0,2\%$ de U_n), si bien es cierto que el valor eficaz obtenido en el ensayo E1 roza el límite superior del intervalo estipulado. Este resultado se debe a una ligera variación en la determinación de la duración del evento ($\epsilon_d=0,01$ ciclos), lo que deriva en un pequeño error en la medida del valor eficaz por la adquisición de más puntos de los necesarios ($\epsilon_{RMS}=0,19\%$).

4.5.3. Conclusiones

Tras la realización de los 2 tipos de ensayos considerados según la completa batería de tests recogidos en la norma [28], se han obtenido resultados que permiten afirmar que el método wavelet desarrollado funciona correctamente. Los ensayos de inmunidad del algoritmo frente a cambios en la frecuencia de la red han puesto de manifiesto la clara insensibilidad del método a dichas variaciones, lo que sin duda redundará en una fiabilidad excepcional del algoritmo a la hora de realizar mediciones bajo condiciones desfavorables.

La evaluación de los 12 ensayos relativos a la verificación de la precisión de los parámetros duración y amplitud han permitido estimar la exactitud del algoritmo de forma satisfactoria. Desviaciones por debajo del $0,2\%$ en el rango de 20% - 200% de U_n indican que el método desarrollado es capaz de medir eventos de tensión con total precisión.

En función de lo anteriormente expuesto, se puede concluir que el método puede ser clasificado como de *clase A*, por su excepcional precisión a la hora de calcular la duración y la amplitud de los eventos analizados.

4.6. Conclusiones

Conscientes de los errores sistemáticos cometidos por los métodos tradicionales basados en el cálculo del valor eficaz, actualizado cada medio ciclo o cada muestra, el método basado en la transformada wavelet soluciona las carencias detectadas. En primer lugar, este algoritmo es capaz de detectar los eventos de tensión casi sin limitación temporal, es decir, con una resolución mucho mejor que la que poseen los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$. Además, el método desarrollado presenta mayor inmunidad a las variaciones de amplitud, duración y fase que los anteriores. A continuación se enuncian las conclusiones finales extraídas del trabajo mostrado en el presente capítulo:

- Las técnicas de convolución afectan significativamente a los resultados obtenidos. Fue necesario estudiar los distintos métodos de convolución para seleccionar el tipo más conveniente en función de diversos criterios, por ejemplo la amplitud de los máximos y mínimos locales en comparación con el ruido de fondo. Se seleccionó el método de llenado con ceros (ZPD) por ser el que mejor comportamiento mostró de entre todos los revisados.
- La utilización de filtros digitales implica un retraso temporal fijo en la señal de salida. Por este motivo, ha sido primordial realizar un estudio teórico del retraso del filtro Butterworth seleccionado, con posterior verificación empírica, para corregir dicho desfase en el tiempo. Tanto los valores teóricos como los empíricos coinciden plenamente, por lo que se puede afirmar que la compensación temporal se ha realizado de forma satisfactoria.
- Para poder llevar a cabo una detección precisa de los eventos de tensión ha sido necesario determinar un umbral de detección adecuado, automáticamente escalable, para maximizar de esta manera el rango dinámico del algoritmo. El método lleva a cabo una serie de operaciones estadísticas que evalúan el entorno de los máximos de la señal en busca del nivel óptimo de detección.
- Se han realizado 186 ensayos donde queda patente la clara superioridad del algoritmo wavelet frente a los métodos tradicionales. Estos ensayos contemplan cambios de amplitud, duración y saltos de fase durante la ocurrencia del evento. Los métodos tradicionales acusan lo extenso de su ventana de medida (20 ms) y su baja tasa de actualización. Estos algoritmos muestran un comportamiento satisfactorio en la mayoría de eventos con duraciones múltiplos del ciclo de red, pero no en la totalidad de ellos. Por el contrario, el método wavelet se comporta de forma positiva independientemente de las condiciones de ocurrencia del evento.

- Para concluir, se ha realizado una verificación del desempeño del método de acuerdo a parte de los ensayos recogidos en las normas [2, 28]. En función de los resultados obtenidos y de los criterios de aceptación tanto para la medida de la amplitud como de la duración, se puede afirmar que el método es consecuente con las especificaciones exigidas a los algoritmos de clase A. Su insensibilidad a variaciones en la frecuencia de la red y su alta exactitud a la hora de caracterizar los eventos analizados, le posicionan como una herramienta muy valiosa a ser tenida en cuenta para el desarrollo de algoritmos avanzados de medida.

A la vista de los resultados observados en el presente capítulo, se puede afirmar que se ha desarrollado un método de detección de eventos de tensión muy preciso, y claramente superior a los métodos tradicionales utilizados hasta el momento. Los resultados obtenidos a partir de la aplicación de la completa batería de ensayos tanto al método propuesto como a los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$ ponen de manifiesto la clara superioridad del primero.

Capítulo 5

Conclusiones generales

Este capítulo recoge los aspectos más relevantes referentes al trabajo realizado durante los últimos años por el autor, plasmando las aportaciones principales al campo de la medida armónica y de los eventos de tensión. En primer lugar se exponen los hitos conseguidos y aportaciones generales de la tesis en referencia al actual estado del arte. Posteriormente se comentan la contribuciones parciales de cada uno de los capítulos en función de los resultados obtenidos a lo largo del periodo investigador. Por último, se incluye un apartado que contempla posibles líneas futuras de investigación.

5.1. Aportaciones de la tesis

En la presente tesis se han diseñado dos algoritmos de análisis multi-resolución, con clara sinergia entre ellos, que posibilitan, de forma simultánea y precisa, la medida de ondas armónicas y eventos de tensión. Durante las pruebas realizadas, los dos métodos de cálculo wavelet han exhibido un comportamiento muy equilibrado, lo que permite afirmar que se han cumplido adecuadamente los objetivos establecidos en la presente tesis: el desarrollo de algoritmos de análisis que superan en precisión a los ya existentes bajo entornos de medición más realistas que los contemplados hasta el momento.

A continuación se enuncian las principales aportaciones:

- Según la investigación realizada en el campo de la medida armónica y mediante la aplicación de la transformada wavelet, se ha seleccionado un total de 53 familias wavelet (incluyendo filtros IIR). De esta manera, y tras llevar a cabo las comparaciones pertinentes, se está en disposición de asegurar que el filtro elegido es el que mejor se comporta de todos ellos. Esto permite completar el actual estado del arte, estableciendo una clara metodología encaminada hacia la selección de la mejor familia wavelet para realizar medidas armónicas.

- A la hora de diseñar los algoritmos, se han considerado aspectos tan diversos como el tipo de convolución a aplicar, la forma de realizar la agrupación nodal en el último nivel de descomposición, la carga computacional exigida por el algoritmo, la dispersión frecuencial introducida por el filtro digital utilizado... Esto condiciona la selección del filtro más adecuado, y por tanto, la precisión y eficiencia del algoritmo final.
- Se ha diseñado un sistema de medida de armónicos capaz de obtener, de forma simultánea, tanto los armónicos pares como los impares, desde el orden 2 hasta el 63. Esto complementa en gran medida a la investigación existente sobre métodos de medida mediante la transformada wavelet, puesto que los trabajos científicos publicados hasta el momento solo contemplan la posibilidad de obtener resultados de manera parcial (armónicos pares o impares hasta un cierto orden armónico muy reducido).
- A lo largo del capítulo 3 se ha evaluado a la transformada de Fourier y a la transformada wavelet bajo condiciones estacionarias, fluctuantes y con un importante contenido de ruido, asimilando las condiciones de ensayo a la casuística que pudiera aparecer en situaciones reales de medida.
- Se han desarrollado los modelos de medida armónica y de evaluación de eventos de tensión con un mismo motor de cálculo: la transformada wavelet. La ejecución simultánea de ambos desarrollos (comparten frecuencia de muestreo, modo de convolución y filtro de descomposición) permite maximizar el potencial de aplicación de esta transformada frente a otras herramientas (por ejemplo, no existe un sistema híbrido basado en la transformada de Fourier que permita realizar ambas medidas de forma simultánea).
- Se ha desarrollado un algoritmo automático, capaz de detectar y caracterizar eventos de tensión, con desviaciones inferiores a las centenas de microsegundos y con errores despreciables en la medida del valor eficaz. Estos resultados contrastan enormemente con los obtenidos mediante los métodos tradicionales de caracterización de eventos de tensión.
- Se han realizado ensayos intensivos del algoritmo de medida de eventos de tensión, teniendo en cuenta variaciones de amplitud, variaciones de duración y variaciones de fase de la onda durante el evento (186 ensayos en total), lo que permite evaluar el comportamiento del método con la precisión adecuada.

5.2. Contribución a la medida de armónicos

A continuación se enuncian las aportaciones concretas a la medida de armónicos mediante el esquema de descomposición multi-resolución. De la misma manera, se repasan los aspectos claves considerados durante el desarrollo de la tesis y que han permitido desarrollar la investigación planificada.

- Se han repasado las cuestiones fundamentales de implementación del esquema wavelet packet con la rigurosidad científica necesaria. Aspectos concretos como la selección de la estructura de descomposición (filtro digital), el diseño del algoritmo de descomposición, así como la realización de medidas en ondas con cierto contenido armónico, han constituido los pasos naturales hacia el correcto diseño del método.
- De acuerdo a criterios frecuenciales, computacionales y de dispersión de energía, se ha escogido el filtro digital IIR Butterworth de orden 29 como la estructura de descomposición idónea a través de la comparación directa con un total de 53 filtros wavelet.
- Se han analizado diversos tipos de convolución, estableciéndose el método de llenado mediante ceros (ZPD) como el preferido por la precisión conseguida a la hora de recuperar el valor eficaz de la onda de entrada.
- Se ha realizado un total de 16 ensayos de armónicos estacionarios, comparando la respuesta de la transformada rápida de Fourier (FFT) y la del árbol de descomposición wavelet. Observando los resultados obtenidos, la transformada FFT, por definición, funciona a la perfección. El método wavelet propuesto, sin embargo, comete errores que, aunque muy pequeños, no deben pasar desapercibidos. Las desviaciones con respecto a los valores teóricos se magnifican ligeramente en las bandas centrales del ancho de banda del algoritmo (en torno al armónico de orden 32) debido a la fuga de energía en cada banda de análisis hacia bandas adyacentes.
- Se han analizado ondas con perfiles de variación constante, lineal y exponencial mediante la aplicación de la FFT y del método wavelet. En este caso, la superioridad del algoritmo wavelet con respecto al basado en la FFT ha sido evidente, proporcionando valores mucho más exactos en la totalidad de ensayos realizados.
- Se ha evaluado la dependencia de ambos métodos frente a varios niveles de ruido existentes en la señal de entrada, escogiendo 3 ensayos con distintas combinaciones de SNR. De nuevo, el método wavelet ha mostrado un comportamiento muy equilibrado, lo que pone de manifiesto la baja sensibilidad del algoritmo frente a ondas con un alto nivel de ruido superpuesto.

5.3. Contribución a la medida de eventos de tensión

A raíz de la investigación realizada en el campo de los eventos de tensión, el presente apartado enuncia las contribuciones fundamentales que complementan el trabajo realizado hasta el momento por otros autores:

- Se ha llevado a cabo el diseño de un método de detección basado en la transformada wavelet. Para ello ha sido necesario estudiar el retraso introducido por los filtros digitales así como el tipo de convolución a utilizar.
- Se ha diseñado un umbral de detección automático basado en parámetros estadísticos, calculado en el entorno de los máximos y mínimos de la señal de salida. La bondad de este sistema radica en el escalado del umbral de detección en función de los valores estadísticos obtenidos.
- Se ha realizado un total de 186 ensayos, incluyendo variaciones de amplitud, duración y fase durante la ocurrencia del evento de tensión.
- Se han comparado los resultados obtenidos mediante el método wavelet con dos de las herramientas tradicionales utilizadas hasta el momento: los métodos $U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$. Para la totalidad de ensayos, la superioridad del algoritmo wavelet ha quedado probada, proporcionando errores máximos en la detección temporal en el entorno de los 250 μs . Referente a la medida de la tensión residual, este también ha sido muy superior, no sobrepasando en ningún caso el 0,126 % de desviación con respecto a los valores teóricos iniciales.
- El método de detección wavelet ha sido convenientemente validado según los ensayos recogidos en la normativa sobre métodos de calidad de red [2, 28]. Los resultados obtenidos han permitido clasificar el algoritmo, de acuerdo a los requisitos de incertidumbre establecidos en las mencionadas normas, como método de *clase A*.

5.4. Posibles desarrollos futuros

Se proponen las siguientes líneas de investigación como continuación de las iniciadas en esta tesis:

- *Aplicar la transformada wavelet no solo a la medida de armónicos de tensión, sino también al cálculo simultáneo del contenido de interarmónicos y flicker.* Este tipo de parámetros de calidad de red están íntimamente relacionados con los parámetros tiempo-frecuencia, y es ahí donde la transformada wavelet concentra todo su potencial con respecto a otras transformadas matemáticas.

- *Implementar el sistema completo en una plataforma on-line de análisis de calidad de red, comprobando de esta manera el comportamiento de los métodos desarrollados bajo condiciones reales de medida.* La verificación llevada a cabo en la presente tesis se ha realizado de la manera más exhaustiva posible, aunque las ondas utilizadas no dejan de ser contenidos simulados que distan sensiblemente de las ondas que pudieran aparecer en la práctica.
- *Estudiar con más profundidad la carga computacional exigida por los métodos wavelet desarrollados, para comprobar si el número de niveles del árbol de descomposición, frecuencia de muestreo y tipo de filtro escogido condiciona enormemente la selección del hardware a utilizar.* A priori, las operaciones demandadas no deberían representar un *cuello de botella* para los procesadores actuales. Aún así, resultaría recomendable llevar a cabo dicha comprobación.
- *Evaluar el comportamiento del método de detección de eventos frente a evoluciones “continuas” del valor eficaz durante la ocurrencia del hueco, interrupción o sobretensión.* De la misma manera que se hizo en el módulo armónico, donde se ensayaron ondas con perfiles de RMS fluctuante, sería conveniente construir eventos de tensión que sufrieran variaciones “internas” de amplitud para comprobar el desempeño del algoritmo.

Anexo A

Sistema automático

La verificación completa del método desarrollado exige un control total de los parámetros que intervienen en la definición del problema. Para tener bajo supervisión todas las variables, tanto intermedias como finales, se eligió llevar a cabo el desarrollo mediante *Matlab*, ya que ofrece un entorno de desarrollo integrado con lenguaje de programación propio. La facilidad de manipulación de matrices, la representación de datos y el almacenamiento de resultados hacen de este software una herramienta muy valiosa a la hora de depurar errores en las etapas iniciales de diseño. Además, el entorno de programación *Matlab* permite al usuario final variar cualquier parámetro de configuración, dotando de esta manera al algoritmo de una mayor flexibilidad a la hora de ensayar cualquier modificación en el análisis (modificación de filtros de descomposición, frecuencia de muestreo, técnicas de convolución, etc.).

Se definen tres módulos básicos a la hora de realizar la implementación real del modelo:

- Módulo Usuario
- Módulo Familia Wavelet
- Módulo Cálculo

El módulo *usuario* incluye funciones dedicadas única y exclusivamente a construir las formas de onda de ensayo a ser evaluadas por el método wavelet. La siguiente etapa del sistema automático, el módulo *familia wavelet*, incorpora funciones encargadas de la construcción de las 53 familias wavelet utilizadas (tabla 3.1). Por último, el módulo *cálculo* lleva a cabo la convolución de los filtros wavelet y las señales construidas a partir de la ejecución de los módulos anteriores. Asimismo, este incorpora la funcionalidad de almacenar los resultados para un posterior tratamiento de la información, orientado hacia la comparación de los resultados obtenidos.

En la figura A.1 se muestra el diagrama de flujo que ilustra el sistema desarrollado, integrando cada uno de los 6 subsistemas que se describen en líneas siguientes. De la misma manera, quedan identificadas cada una de las variables de entrada y de salida relacionadas con cada uno de los módulos.

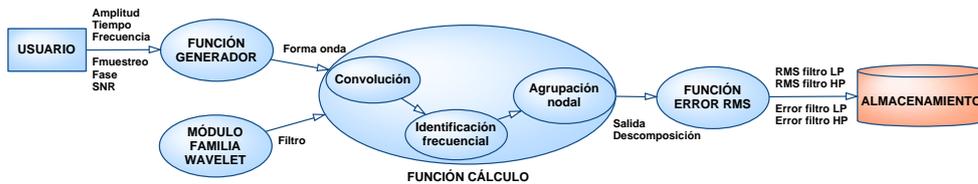


Figura A.1: Diagrama de flujo del sistema automático

A continuación se muestran las características principales que poseen cada uno de los sub-sistemas que integran el sistema automático de medida armónica.

A.1. Módulo Usuario

En conjunto con el módulo *Función Generador*, permite al usuario poder modificar aspectos relacionados con la construcción de la forma de onda, como por ejemplo la frecuencia de muestreo, la fase inicial de la onda, la amplitud, la frecuencia y la duración de la ventana de medida. Además, permite añadir un determinado nivel de ruido superpuesto a la señal original, simulando la medición en entornos hostiles en cuanto a ruido electromagnético se refiere.

A.2. Módulo Función Generador

Correspondiente al proceso de generación de onda, y de acuerdo a los datos provenientes del módulo *Usuario*, esta función es la encargada de generar la onda de entrada al algoritmo. Adicionalmente, permite realizar varios bucles de generación de onda si el usuario opta por introducir diferentes configuraciones de generación (en función de los parámetros introducidos en el módulo *Usuario*).

A.3. Módulo Familia Wavelet

También llamado *Etapa de descomposición wavelet*, este módulo construye los filtros paso-bajo y paso-alto asociados a cada una de las 53 familias wavelet seleccionadas. Además, posee información de cada uno de los filtros, como por ejemplo, respuesta al impulso, estabilidad o número de operaciones aritméticas que sufre una muestra de entrada.

A.4. Módulo Función Cálculo

El módulo *Cálculo*, integrado en la etapa de cálculo armónico, realiza la convolución matemática entre la señal de entrada y cada uno de los filtros wavelet. Además, lleva a cabo la identificación frecuencial completa (ecuación 3.7) del árbol de descomposición así como la agrupación de los nodos del último nivel para el cálculo del valor eficaz según la ecuación 3.6.

A.5. Sub-módulo Función Error RMS

Dentro de la etapa de cálculo armónico, a partir de los valores nominales seleccionados para la generación de las formas de onda y de los resultados obtenidos mediante la aplicación del sub-módulo anterior, esta función realiza un análisis de lo obtenido. El error cometido se calcula según la desviación observada entre los valores teóricos introducidos en la generación de onda y los medidos a partir del método wavelet.

A.6. Sub-módulo Almacenamiento

Al igual que los anteriores, este sub-módulo se enmarca dentro de la etapa de cálculo armónico. Todas las variables intermedias, así como los valores obtenidos en cada uno de los nodo del árbol de descomposición, son almacenados para su posterior consulta.

Anexo B

Interfaz gráfica para la caracterización de eventos

Tal y como se presentó en la sección 4.3 sobre la implementación del método, es necesario diseñar un sistema autónomo e interactivo que permita al usuario construir la onda de entrada deseada y ejecutar los algoritmos de manera eficiente. Esta herramienta posibilita analizar ondas de tensión compuestas por varios perfiles de variación en lo que a tensión residual se refiere, así como distintas duraciones de perturbación.

B.1. Requisitos

Para realizar el correcto desarrollo de la interfaz, primero hay que definir cuáles son los parámetros necesarios para configurar el ensayo, cómo se van a introducir y qué es lo que se va a mostrar como resultado de la ejecución de los algoritmos. De esta manera, se han detectado las siguientes necesidades junto a sus soluciones asociadas:

- El usuario deberá introducir los parámetros básicos que definen un evento de tensión (sea hueco, interrupción o sobretensión): tensión antes del evento, frecuencia, duración de la perturbación y profundidad. De esta manera, la interfaz incorpora la configuración de la onda de entrada de acuerdo a los parámetros anteriores. Además ofrece al usuario la posibilidad de introducir adicionalmente tres contenidos frecuenciales constantes a la onda fundamental. La configuración se realiza mediante cuadros de texto dinámicos, por lo que el usuario podrá modificar en cualquier momento los valores introducidos.
- La ejecución del programa será totalmente transparente para el usuario, lo que facilita en gran medida su utilización. Las llamadas a las distintas subrutinas de almacenamiento de valores y posterior cálculo de resultados se hacen mediante botones en la pantalla principal.

- El usuario obtendrá información del análisis inmediatamente después de llevar a cabo el cálculo, sin que sea necesario hacer un tratamiento posterior de los datos por su parte para obtener los valores de duración y profundidad del evento. Adicionalmente se incluirá información que ayude a evaluar el algoritmo, como por ejemplo, onda de salida del filtro wavelet o desviaciones con respecto a los valores teóricos introducidos en el valor del *rms* y en la duración o los valores de inicio y final teóricos y medidos.

Para realizar la tarea expuesta anteriormente, se eligió Matlab como herramienta de desarrollo. La filosofía de programación de una interfaz gráfica de usuario (ó GUI) en Matlab responde al nombre de “programación guiada por evento”. Esto quiere decir que la ejecución de las llamadas a distintas partes del código (*callbacks* en inglés) es del tipo asíncrono, desencadenadas por eventos externos al software, o lo que es lo mismo, debida a la interacción del usuario. Esta interesante propiedad hace de Matlab una herramienta muy apropiada para el desarrollo de la aplicación.

B.2. Implementación

A la hora de realizar la implementación real de la interfaz, se han considerado los requisitos enunciados en la sección B.1, separando claramente la zona de introducción de la configuración de las ondas de entrada de aquella destinada a mostrar los resultados obtenidos, tanto gráficos como numéricos. En la figura B.1 se muestra el aspecto final de la interfaz desarrollada.

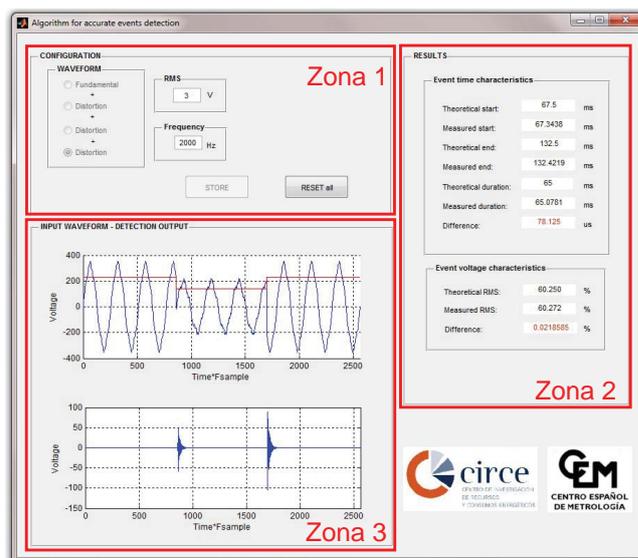


Figura B.1: Interfaz gráfica

Tal y como puede verse en la figura anterior, la interfaz desarrollada está dividida en 3 partes fundamentales, entre las que se distinguen:

- Zona superior izquierda (zona 1). Destinada a la introducción de la configuración de la onda de entrada mediante botones interactivos. Una vez seleccionada la onda (de los 4 tipos posibles), se habilitan cuadros dinámicos donde el usuario introducirá los valores de *rms* y *frecuencia* para las ondas que componen las distorsiones armónicas y *rms*, *frecuencia*, *profundidad*, *duración*, *fase de inicio* y *fase de finalización* para la onda fundamental. Una vez configurada correctamente la onda de análisis, se habilita automáticamente el botón *Calcular*, que tras su pulsación, se ejecutará el algoritmo desarrollado mostrando los resultados calculados.
- Zona derecha (zona 2). En la parte derecha de la ventana principal, muestra los resultados parciales más importantes derivados de la ejecución del algoritmo. En ella aparecen los valores teóricos derivados de los parámetros introducidos a través de los cuadros de texto estáticos de la Zona 1. De forma simultánea, se muestran los valores derivados de la ejecución del algoritmo (inicio, final, duración y valor eficaz), así como la comparación de estos con los valores iniciales (desviaciones).
- Zona inferior izquierda (zona 3). En ella se muestra información gráfica sobre el evento de tensión ensayado. En el gráfico superior se representa el patrón de evolución temporal de la onda de entrada, con el perfil del valor eficaz asociado. En la parte inferior aparece la onda de descomposición obtenida tras la realización de la compensación temporal debida a la utilización del filtro digital.

Adicionalmente, la interfaz gráfica posibilita el almacenamiento de resultados para una posterior revisión de estos a través de ficheros de texto fácilmente exportables.

Anexo C

Análisis de eventos. Módulo de generación

Tal y como ya ocurría en el apartado de ensayo de ondas armónicas, el módulo proporciona la posibilidad de generar fluctuaciones constantes, exponenciales y lineales, añadiendo la funcionalidad de crear evoluciones moduladas. Indicar que este módulo de generación no forma parte del algoritmo de detección, puesto que sólo se utiliza para generar las ondas necesarias destinadas a la comprobación del correcto desempeño del sistema desarrollado.

Como se desprende de la figura C.1, el proceso comienza definiendo la frecuencia de la onda base sobre la cual se van a generar los eventos de tensión. Una vez que el usuario ha seleccionado la frecuencia deseada, se está en condiciones de seleccionar el perfil de variación inicial entre los 4 siguientes:

- **Constante**, donde la onda permanece con el mismo valor eficaz a lo largo de la ventana de medida;
- **Exponencial**, donde la onda de tensión sufre una variación según la constante de decaimiento exponencial k_{exp} ;
- **Lineal**, donde la tensión sufre una variación lineal de su valor eficaz;
- **Modulación AM**, donde la tensión experimenta una variación de acuerdo a una onda de tensión envolvente definida por los parámetros $\Delta V(\%)$ y *frecuencia*

Asimismo, en la totalidad de perfiles se puede personalizar la fase de la onda de tensión, lo que sin duda permite analizar ondas de tensión complejas, abarcando una casuística más elevada y más cercana a la realidad [156, 157].

Una vez seleccionado correctamente el perfil de variación, el algoritmo posibilita la definición de la onda por intervalos, por lo que el usuario tiene que

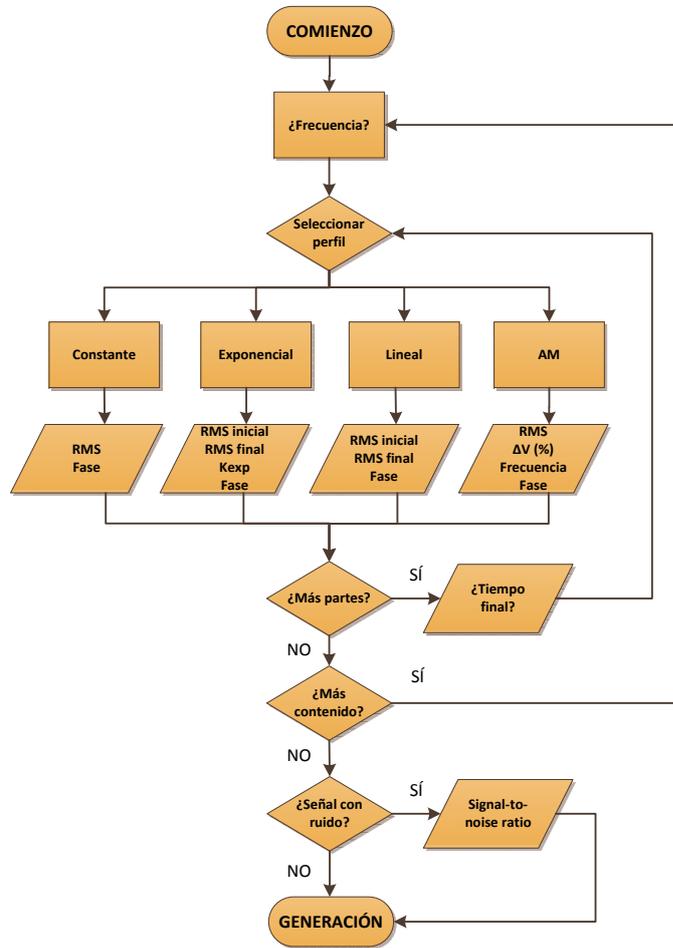


Figura C.1: Diagrama de flujo del generador de eventos de tensión

decidir si desea introducir más partes o no. En caso afirmativo, es necesario indicar el instante final de la onda ya configurada, continuando el siguiente tramo a partir de dicho valor. Después el usuario debe seleccionar, de nuevo, el perfil de variación para la nueva parte de la onda, completando todo el proceso anteriormente descrito. Si este decide que no quiere más partes, el algoritmo pregunta si desea superponer otra onda de 200 ms a la anterior, con posibilidad de cambiar la frecuencia base de la onda (superposición de ondas con distinta frecuencia).

Adicionalmente, si el usuario lo desea, puede añadir ruido a la señal completa (suma de todos los tramos y superposiciones introducidas) fijando el valor del SNR de acuerdo a la ecuación 3.15. En caso que no desee configurar ruido, el módulo compone la onda final teniendo en cuenta la totalidad de parámetros introducidos con anterioridad.

Anexo D

Ondas de ensayo para la caracterización de los algoritmos

El presente anexo incluye las ondas de tensión utilizadas a lo largo de la presente tesis con objeto de analizar el comportamiento de los algoritmos desarrollados para la medida del contenido armónico y para la caracterización de los eventos de tensión:

- *El apartado D.1 presenta las ondas utilizadas en la sección 3.4.2.1, referente a los ensayos de armónicos estacionarios. Más tarde se muestran las ondas utilizadas para ensayar el método bajo condiciones fluctuantes (sección 3.4.2.2) y con determinados niveles de ruido (sección 3.4.2.3).*
- *Posteriormente, el apartado D.2 muestra los ensayos de caracterización de eventos de tensión. Esta sección incluye las ondas y resultados derivados de los ensayos realizados (salida filtro wavelet, salida método $U_{rms(1/2)}$ y salida método $U_{rms(m)}$) correspondientes a las secciones 4.4.1 (variaciones de amplitud), 4.4.2 (variaciones de duración), 4.4.3 (variaciones de fase) y 4.5 (verificación del método).*

D.1. Caracterización armónicos de tensión

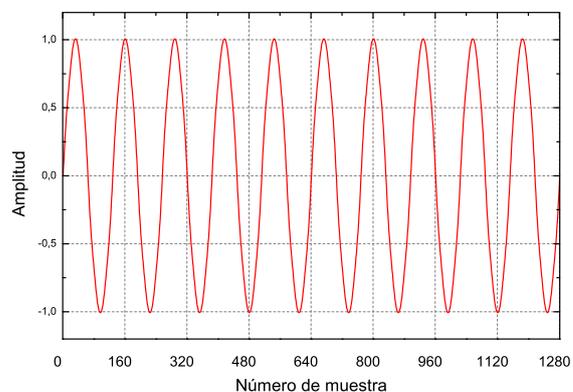


Figura D.1: Onda de ensayo Test 1. Armónico estacionario

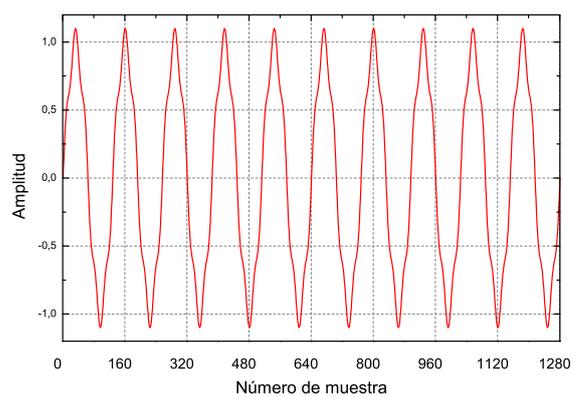


Figura D.2: Onda de ensayo Test 2. Armónico estacionario

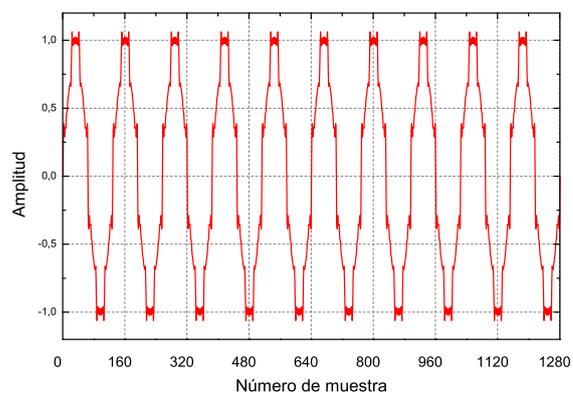


Figura D.3: Onda de ensayo Test 3. Armónico estacionario

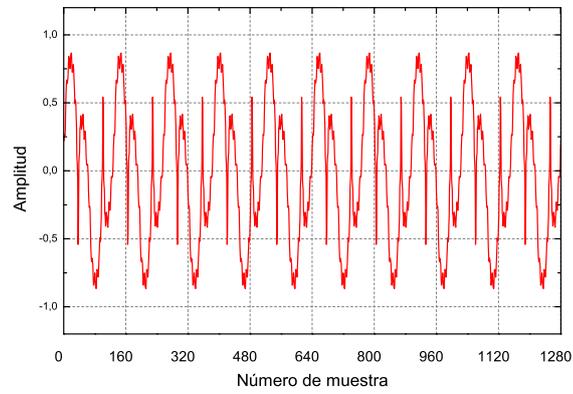


Figura D.4: Onda de ensayo Test 4. Armónico estacionario

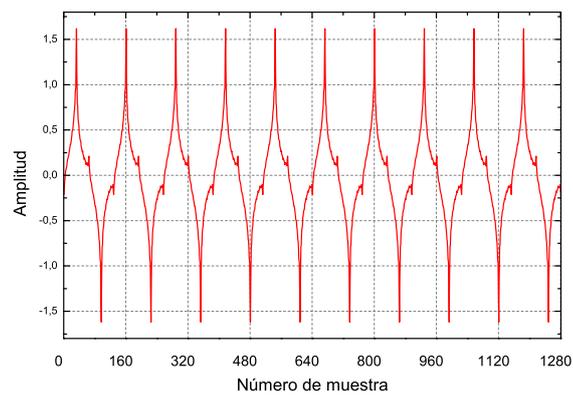


Figura D.5: Onda de ensayo Test 5. Armónico estacionario

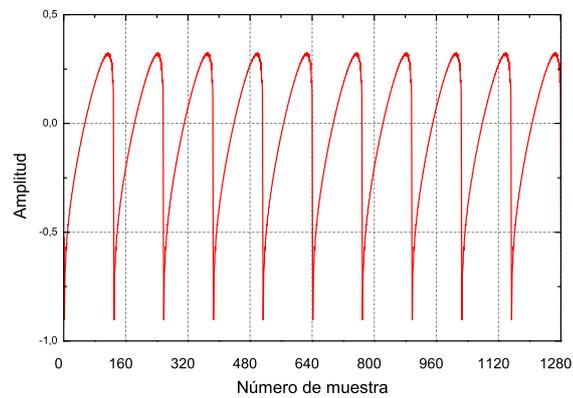


Figura D.6: Onda de ensayo Test 6. Armónico estacionario

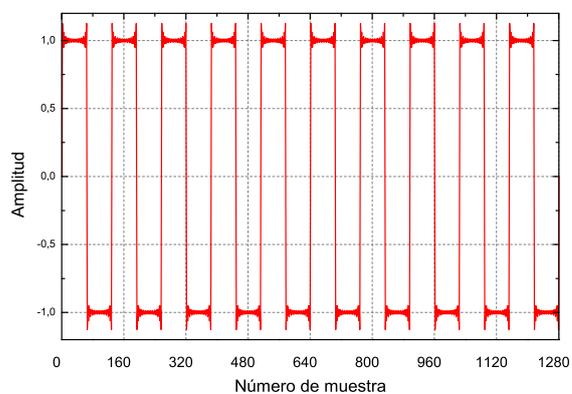


Figura D.7: Onda de ensayo Test 7. Armónico estacionario

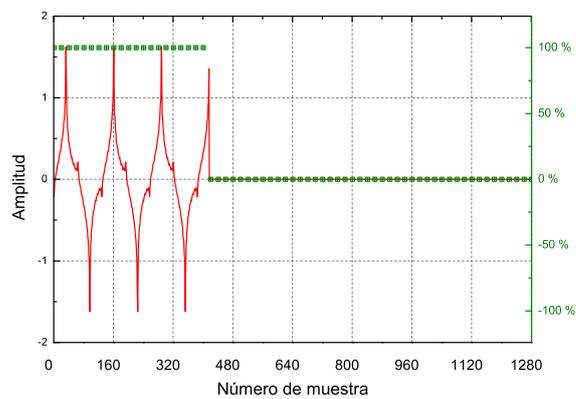


Figura D.8: Onda de ensayo Test 8. Armónico fluctuante

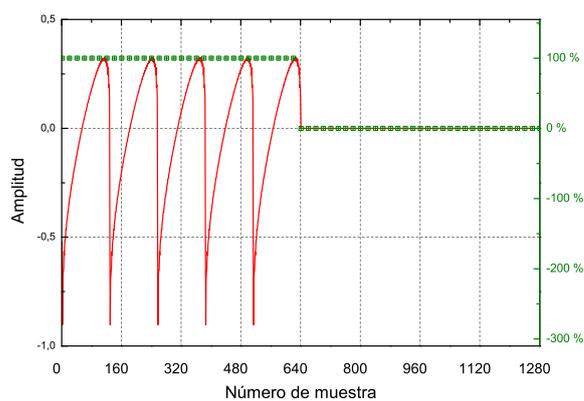


Figura D.9: Onda de ensayo Test 9. Armónico fluctuante

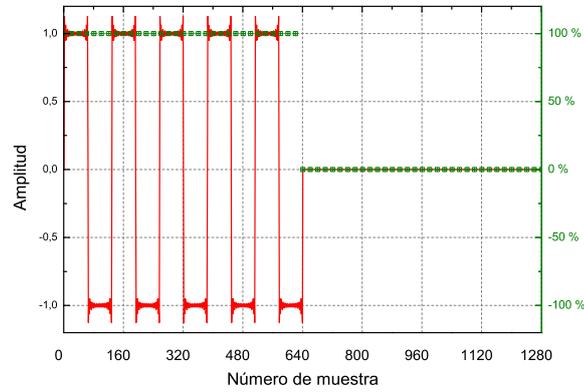


Figura D.10: Onda de ensayo Test 10. Armónico fluctuante

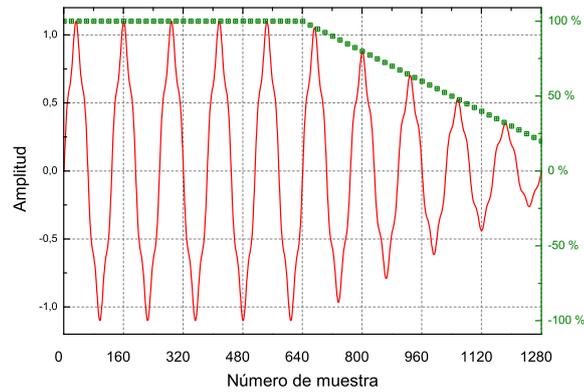


Figura D.11: Onda de ensayo Test 11. Armónico fluctuante

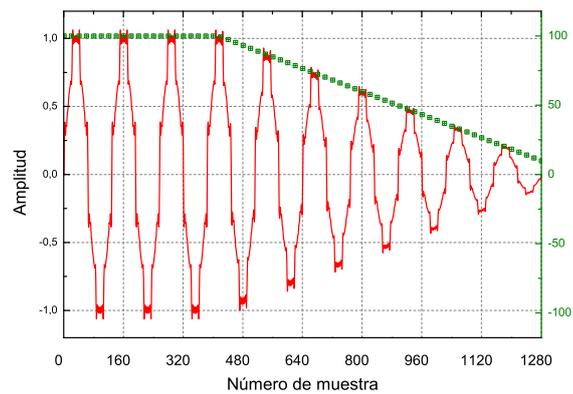


Figura D.12: Onda de ensayo Test 12. Armónico fluctuante

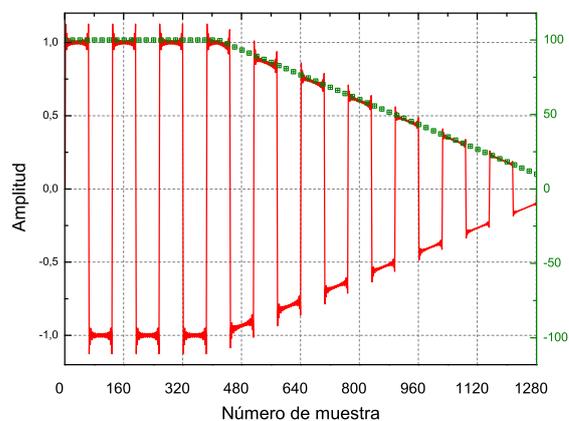


Figura D.13: Onda de ensayo Test 13. Armónico fluctuante

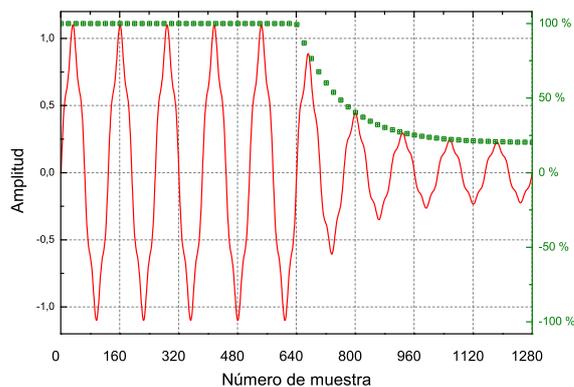


Figura D.14: Onda de ensayo Test 14. Armónico fluctuante

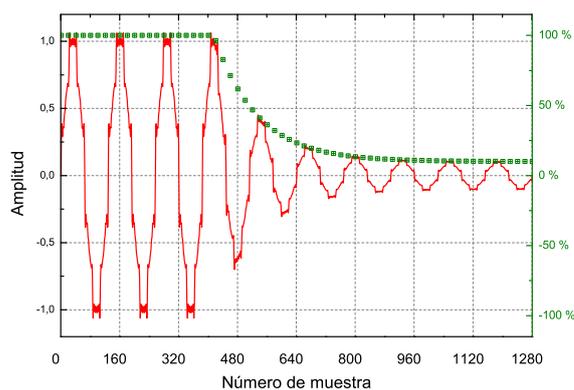


Figura D.15: Onda de ensayo Test 15. Armónico fluctuante

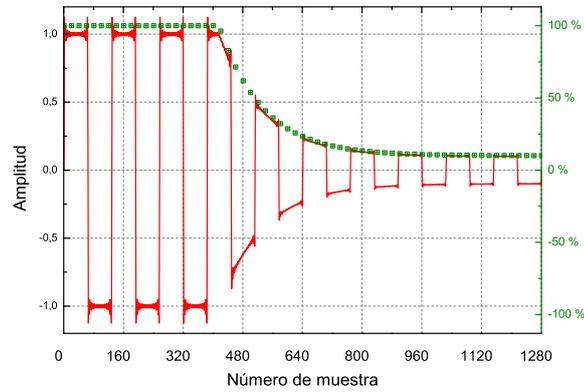


Figura D.16: Onda de ensayo Test 16. Armónico fluctuante

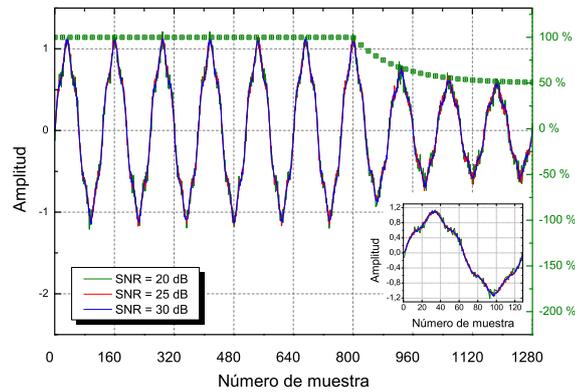


Figura D.17: Ondas ensayo armónicos ruido (I)

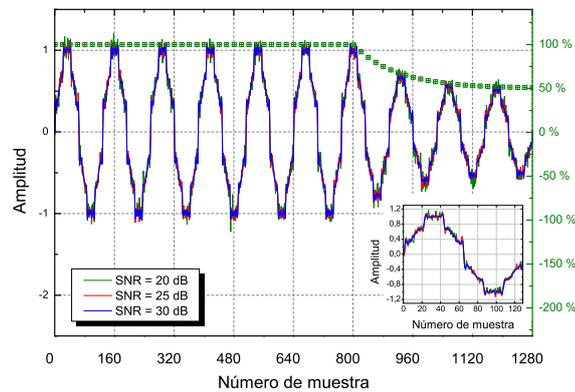


Figura D.18: Ondas ensayo armónicos ruido (II)

D.2. Caracterización eventos de tensión

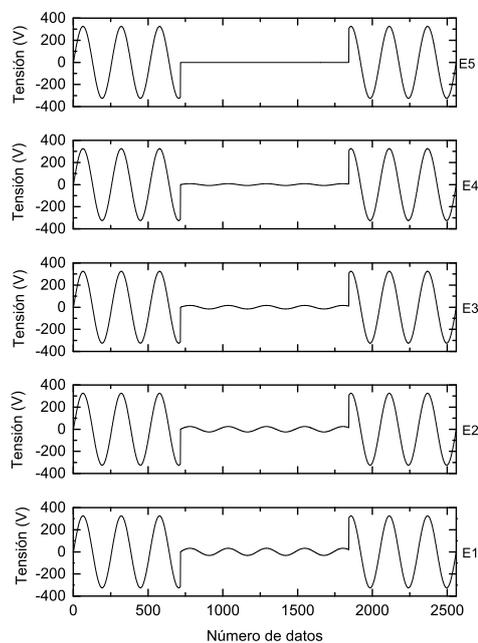


Figura D.19: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales

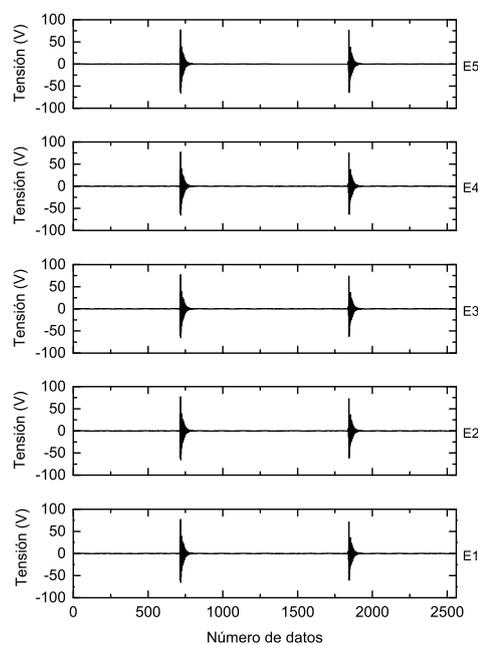


Figura D.20: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método wavelet

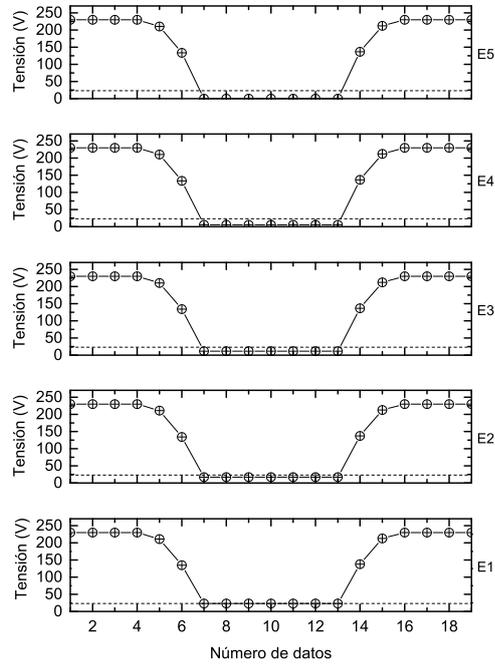


Figura D.21: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

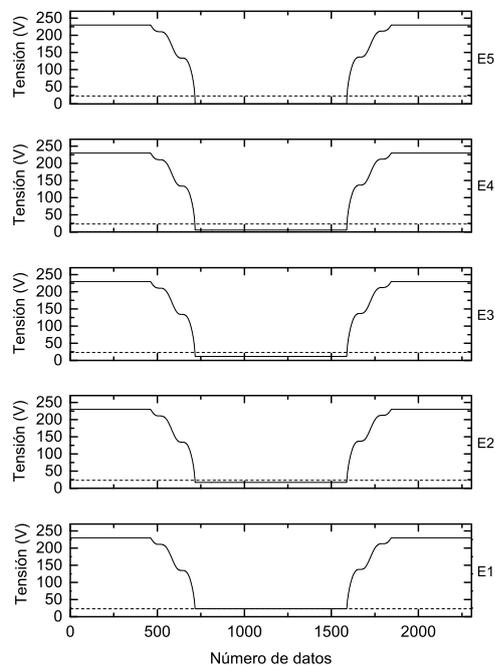


Figura D.22: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

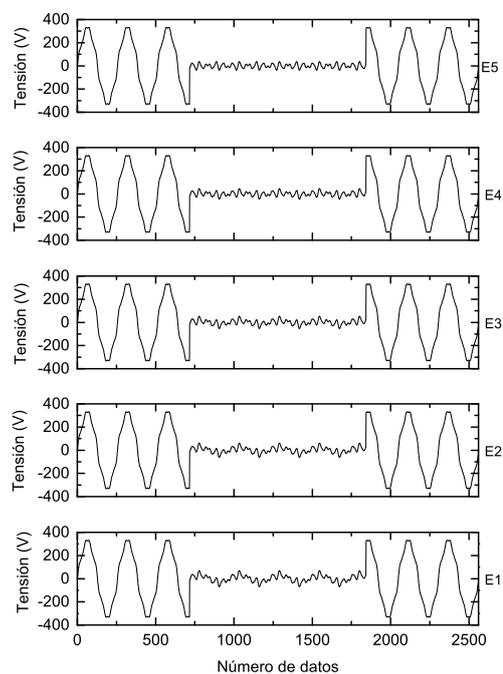


Figura D.23: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales

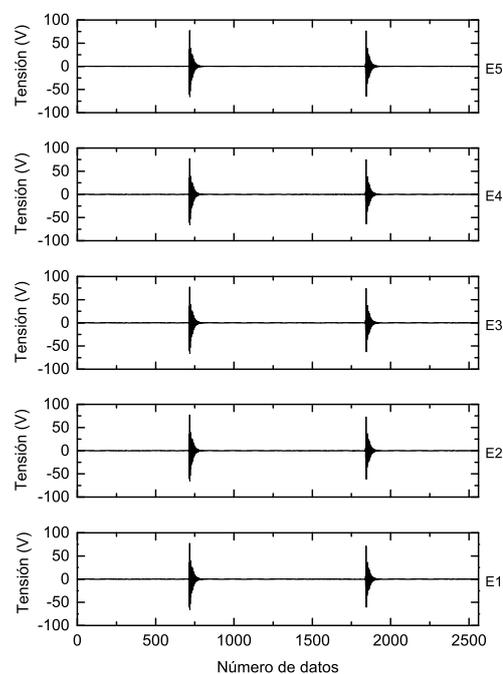


Figura D.24: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método wavelet

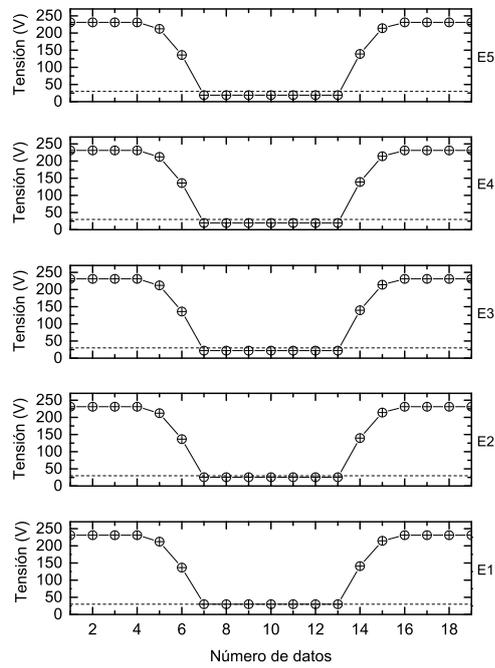


Figura D.25: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

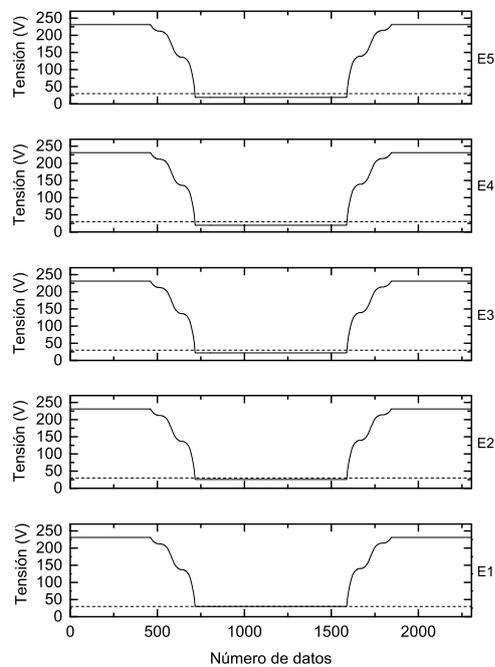


Figura D.26: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

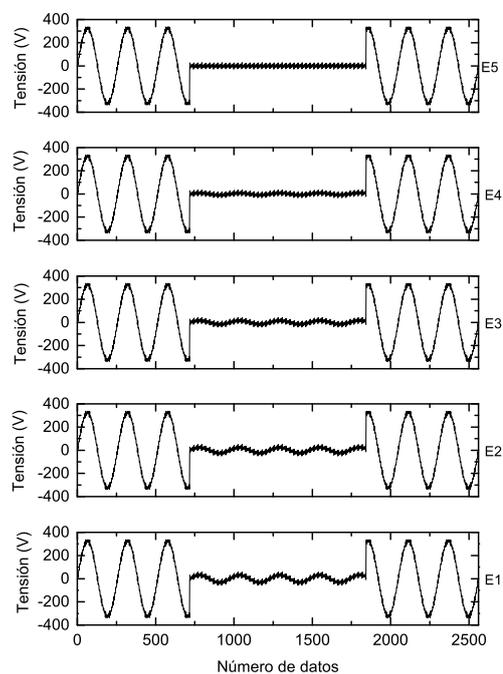


Figura D.27: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales

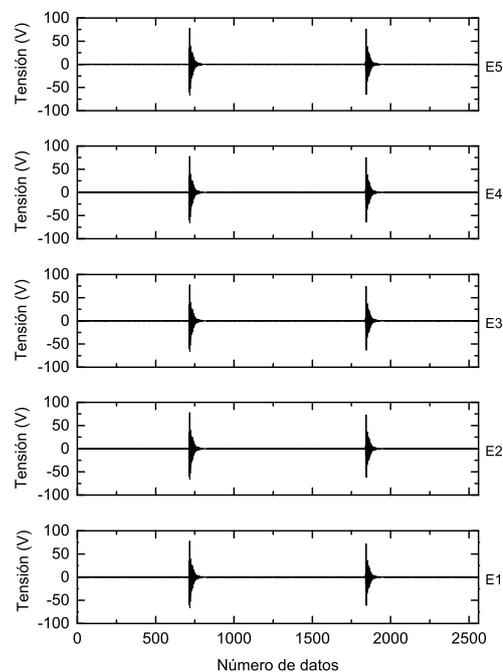


Figura D.28: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método wavelet

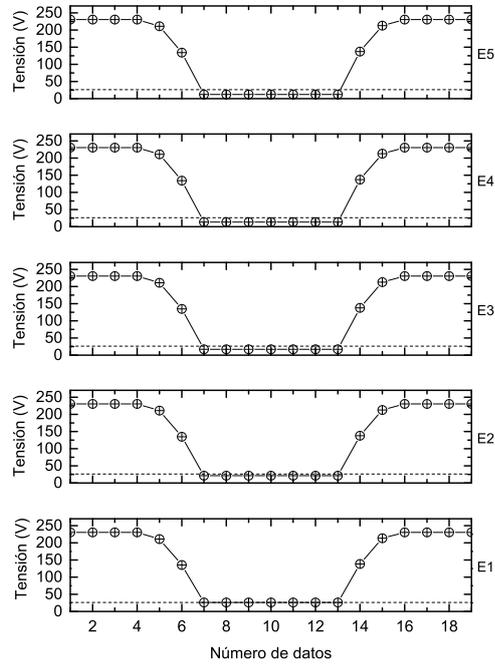


Figura D.29: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

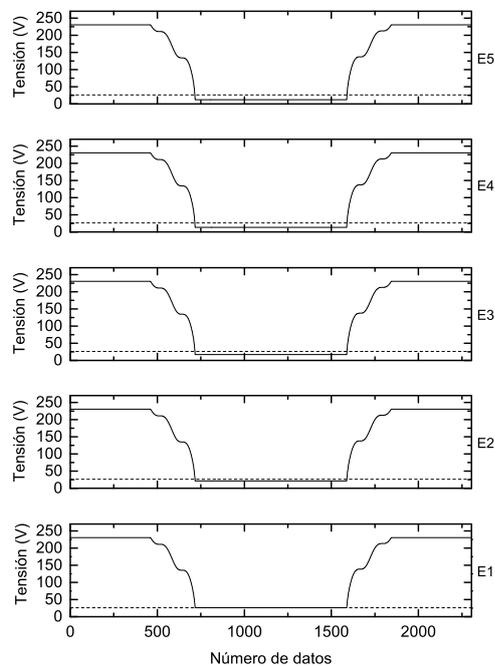


Figura D.30: Interrupciones. E1-E5. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

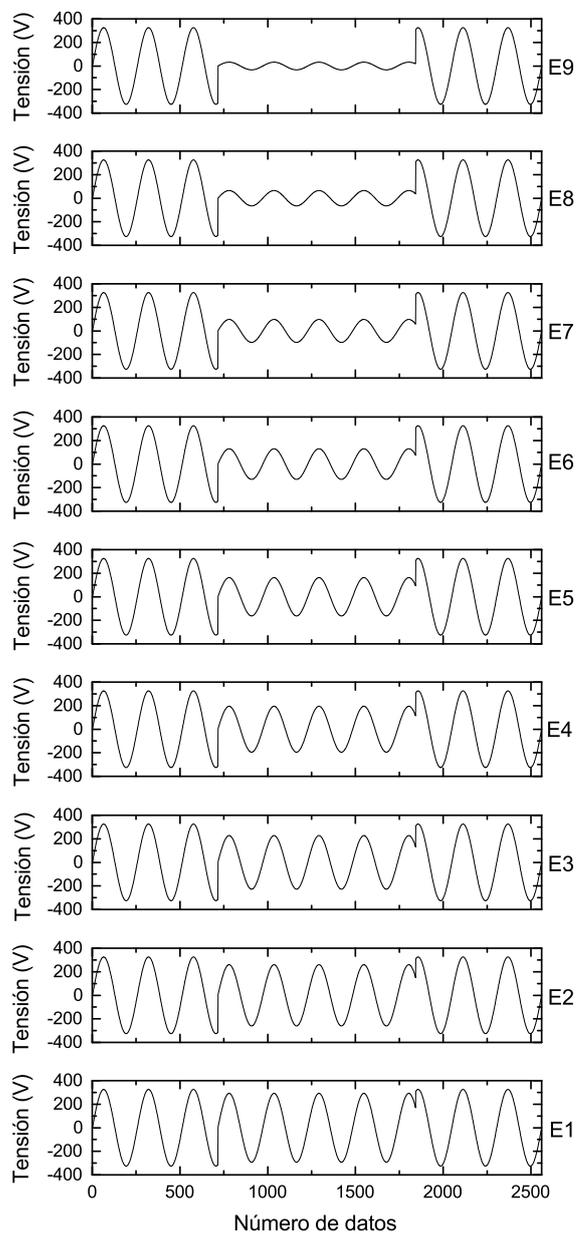


Figura D.31: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales

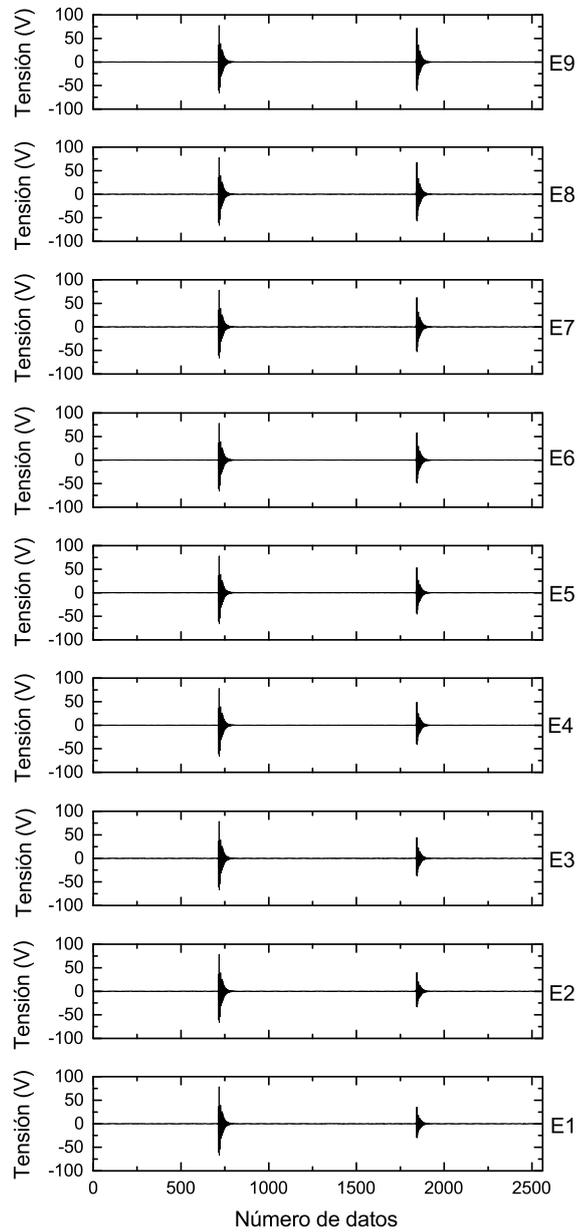


Figura D.32: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método wavelet

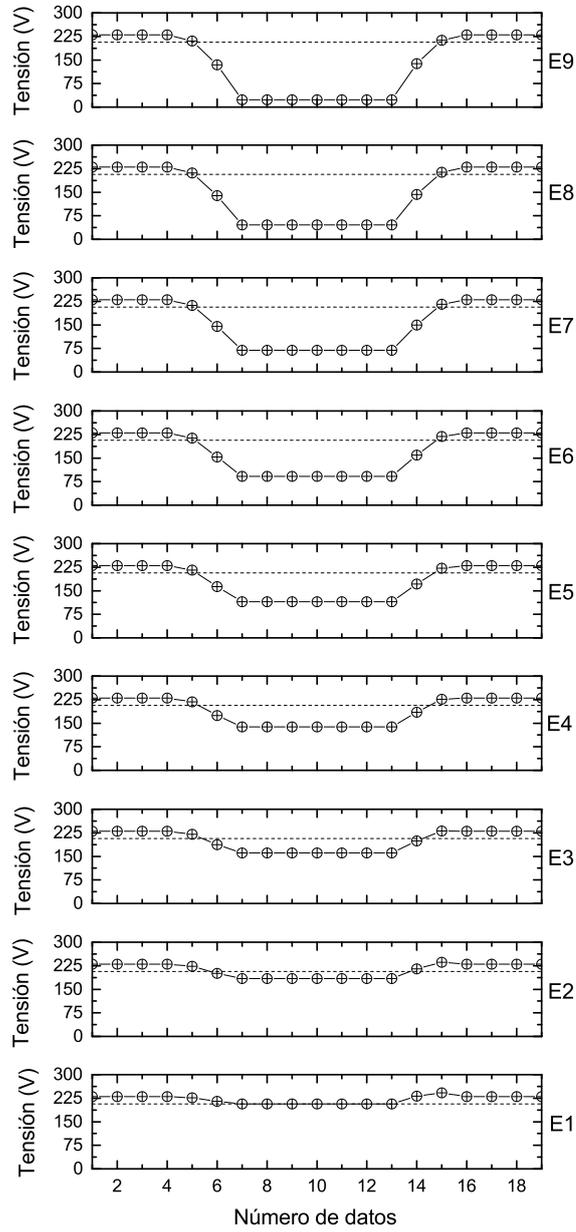


Figura D.33: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

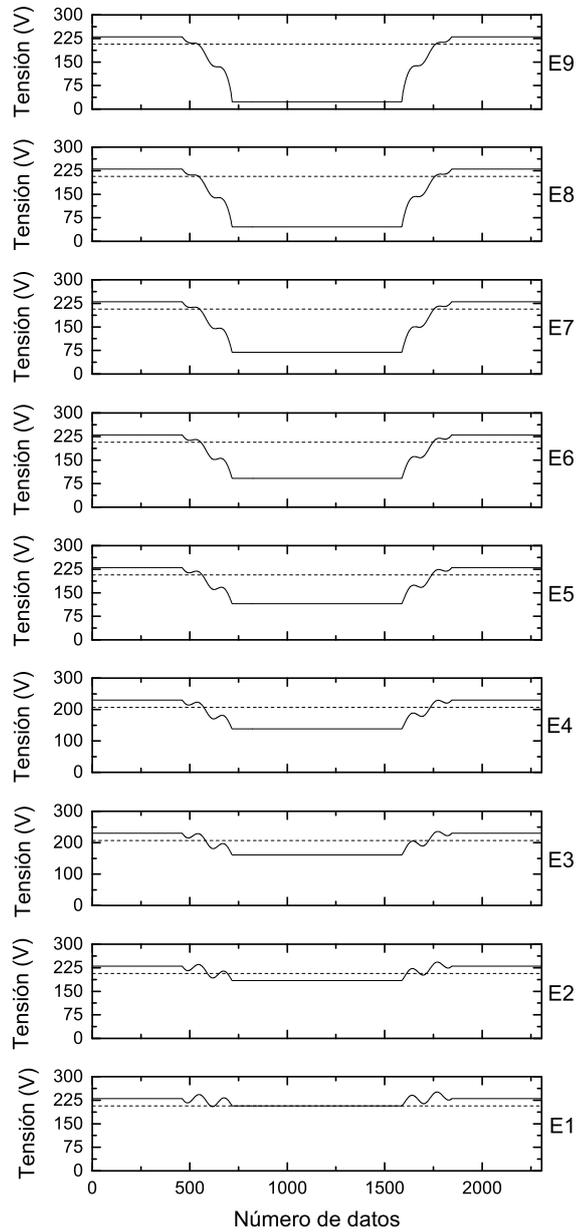


Figura D.34: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

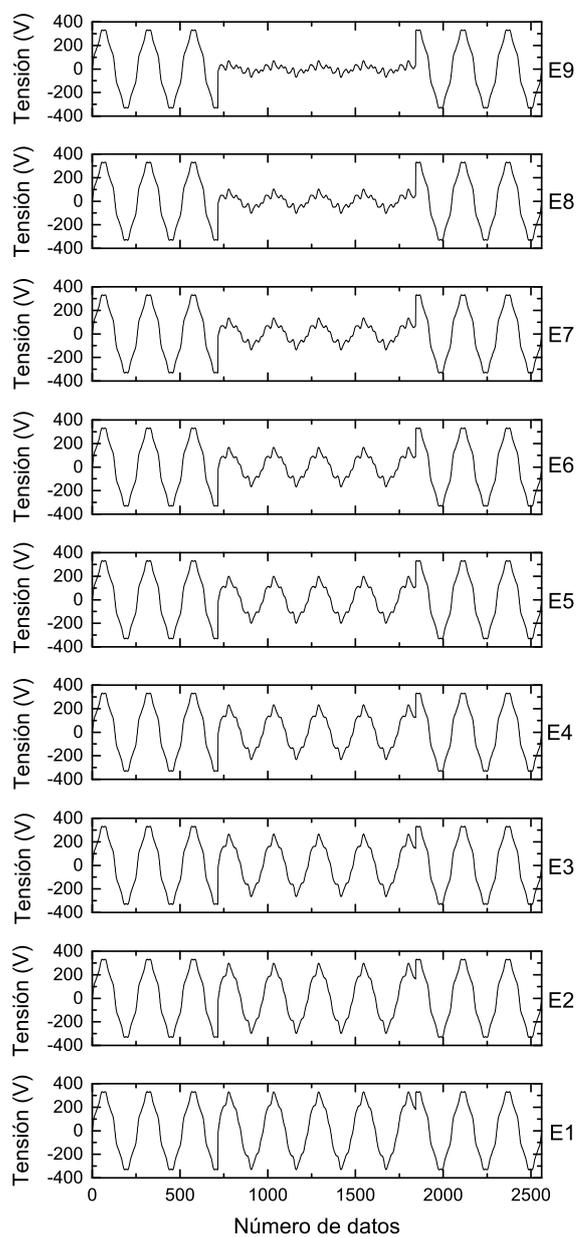


Figura D.35: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales

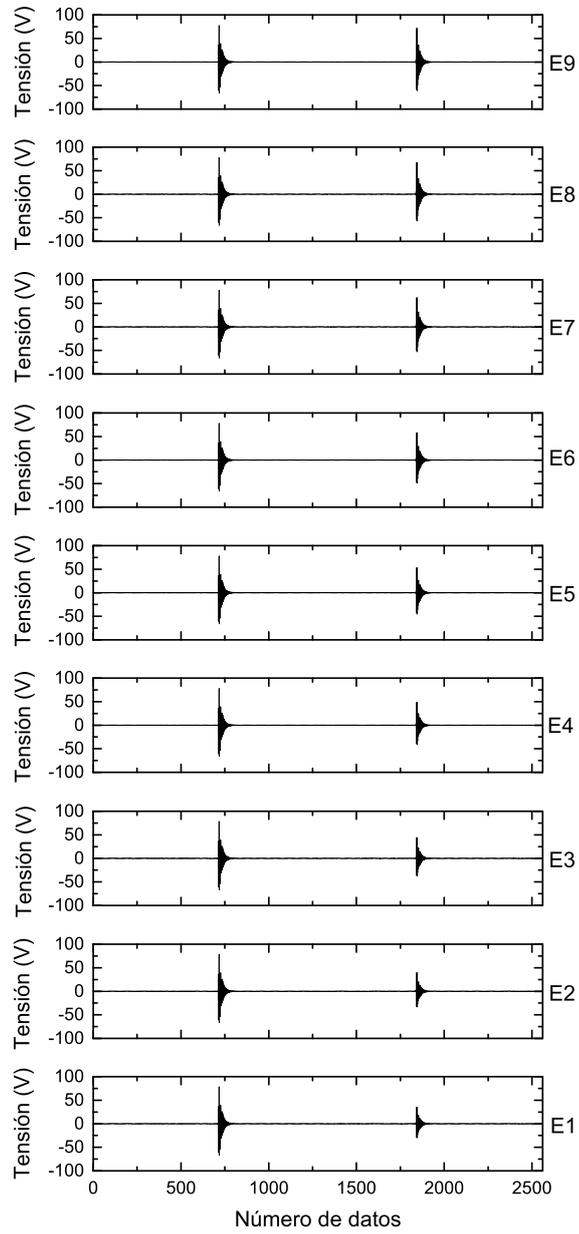


Figura D.36: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método wavelet

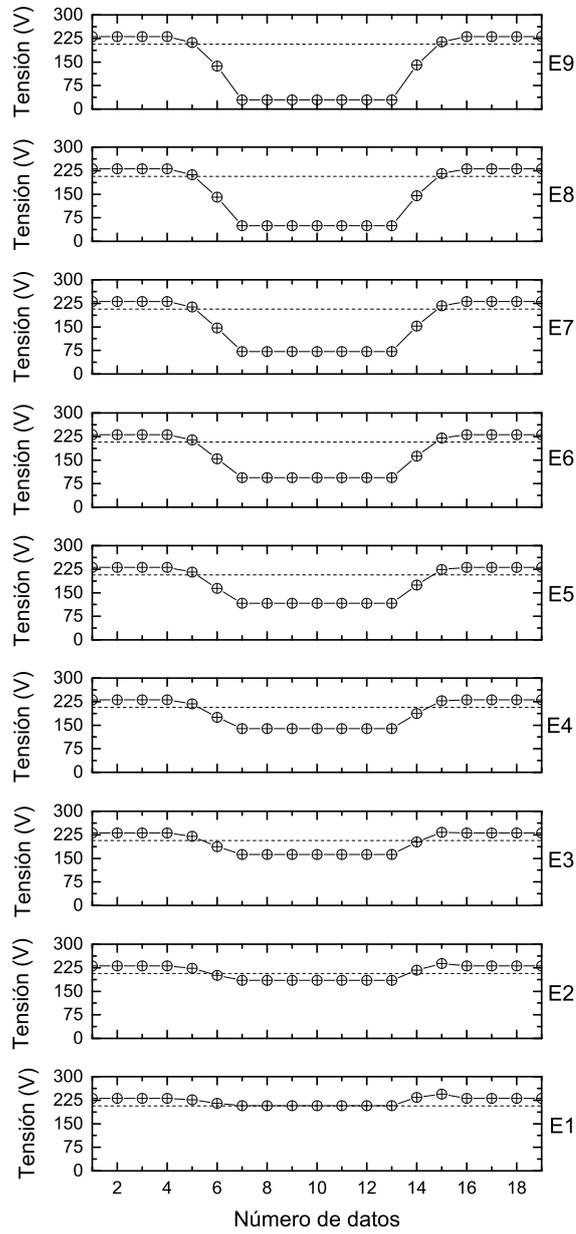


Figura D.37: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

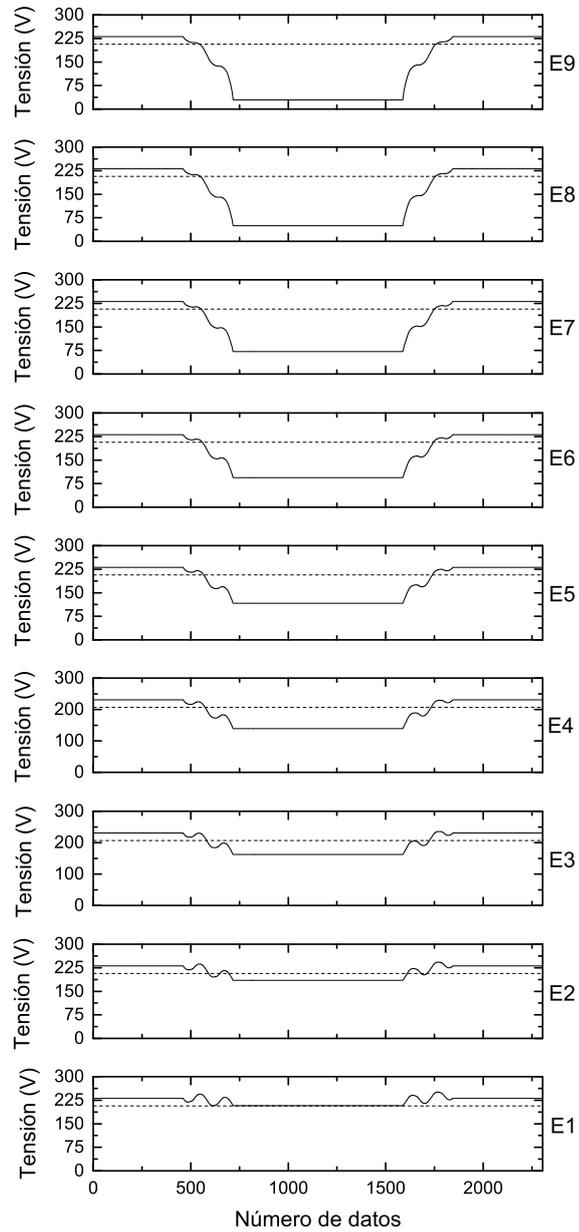


Figura D.38: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

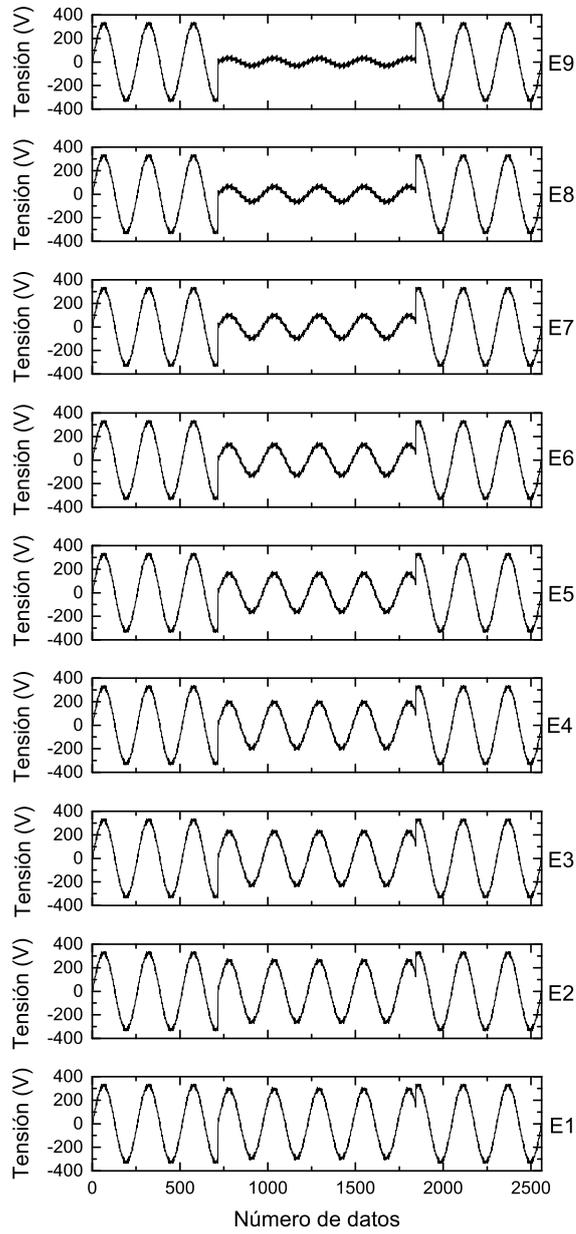


Figura D.39: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales

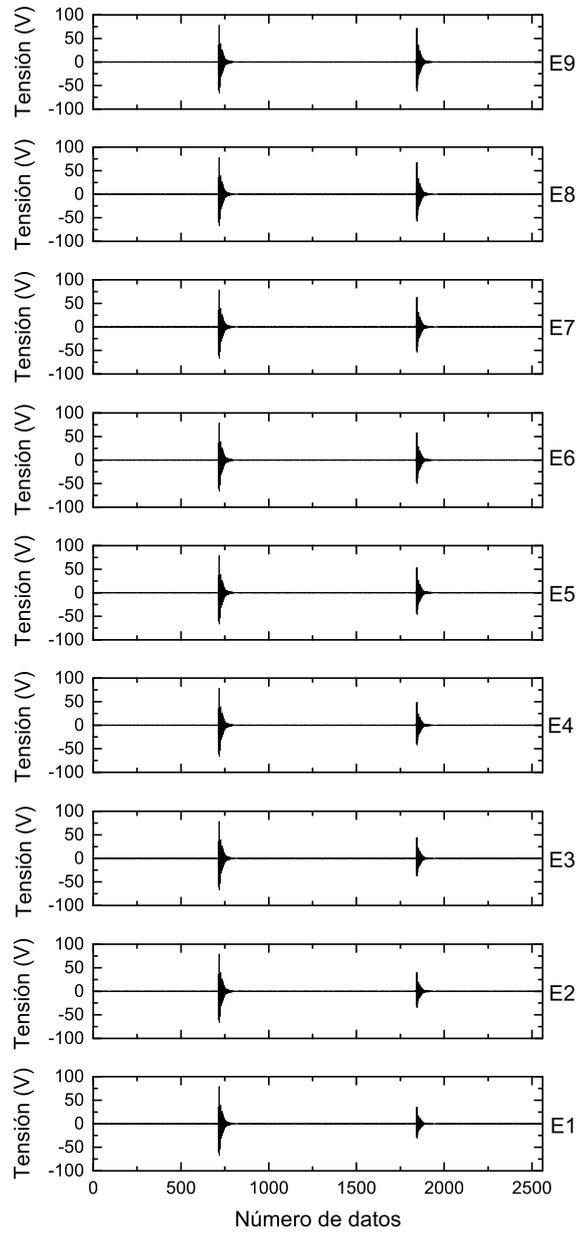


Figura D.40: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método wavelet

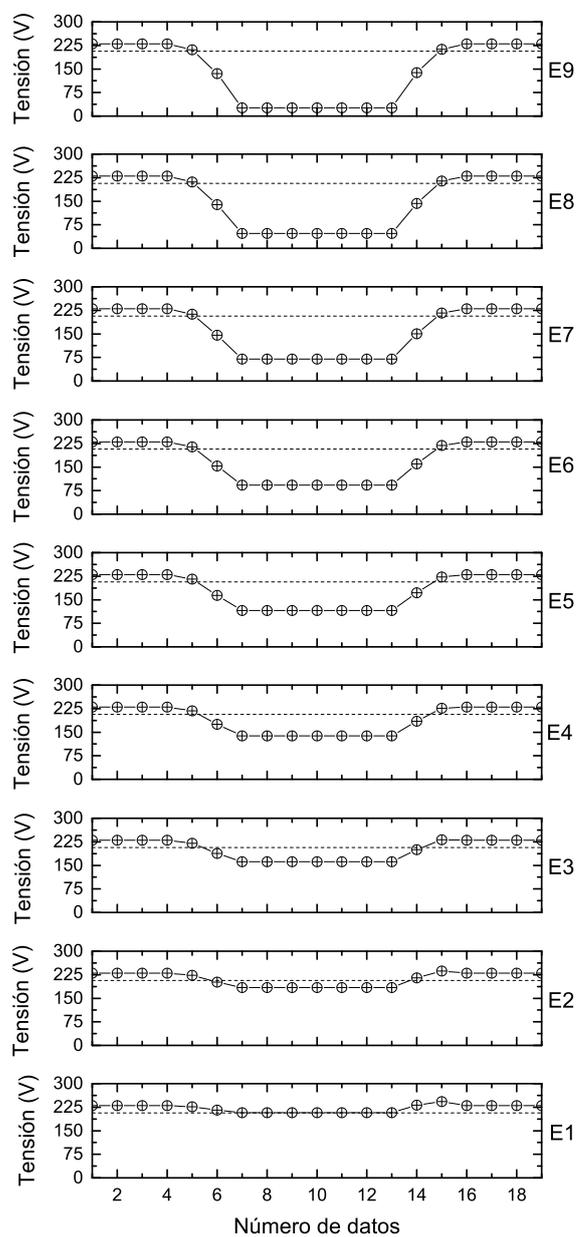


Figura D.41: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

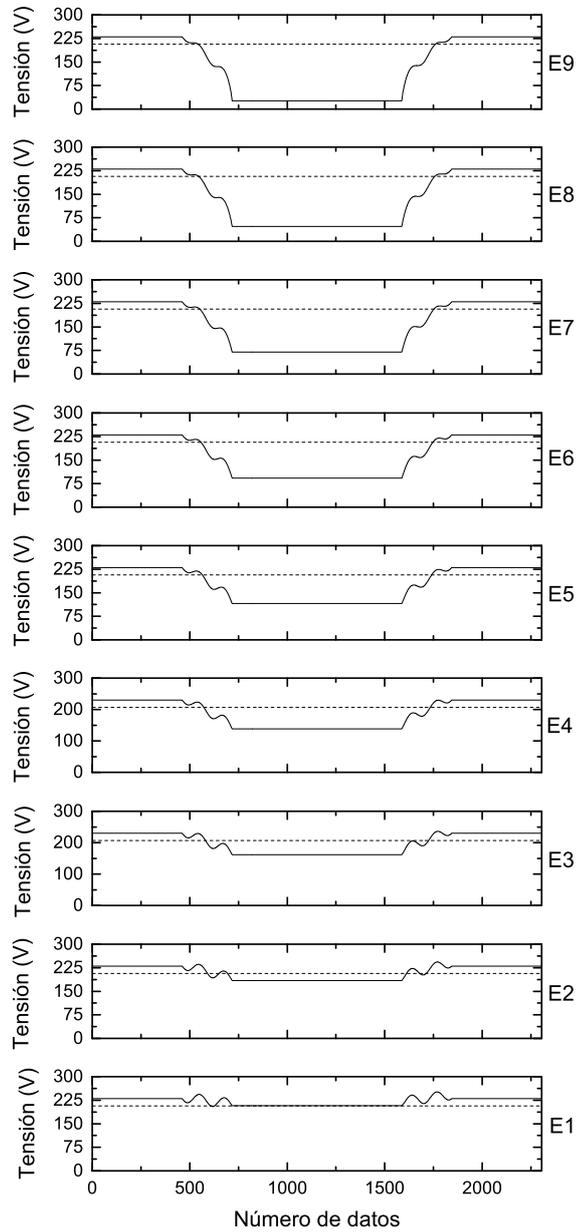


Figura D.42: Huecos. E1-E9. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

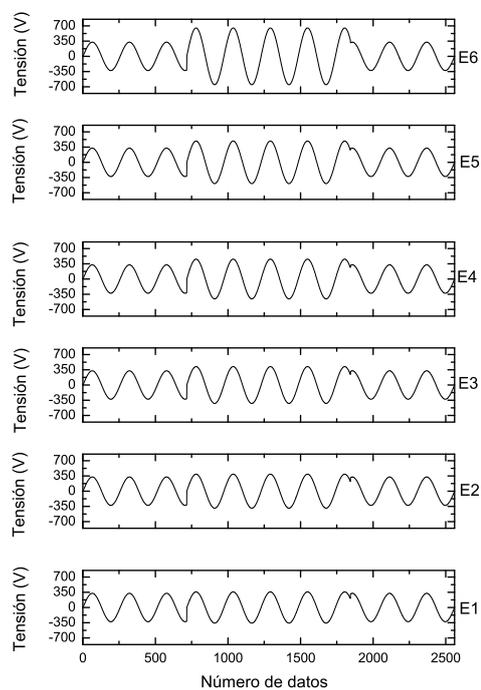


Figura D.43: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Ondas iniciales

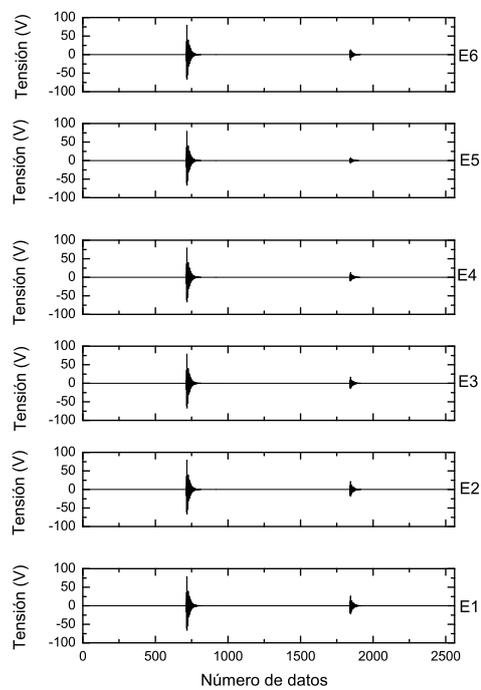


Figura D.44: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método wavelet

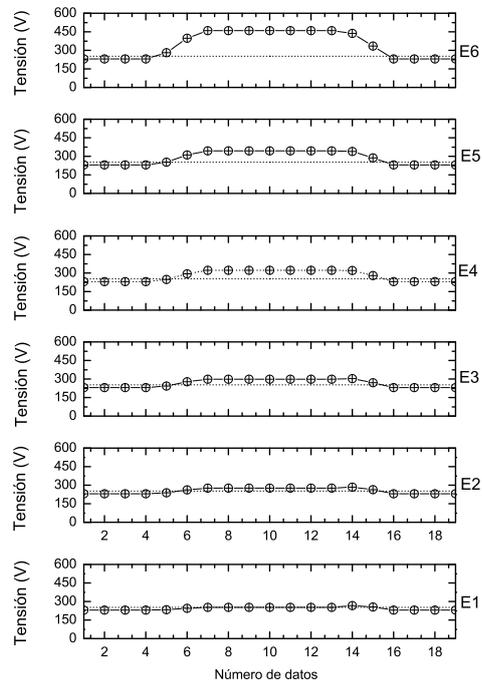


Figura D.45: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

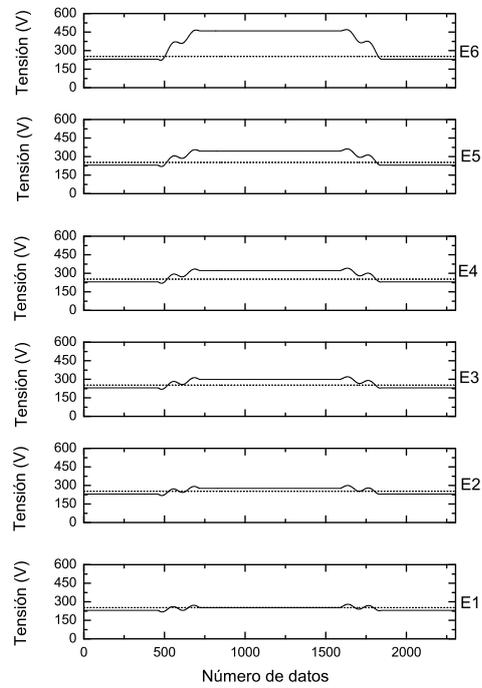


Figura D.46: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

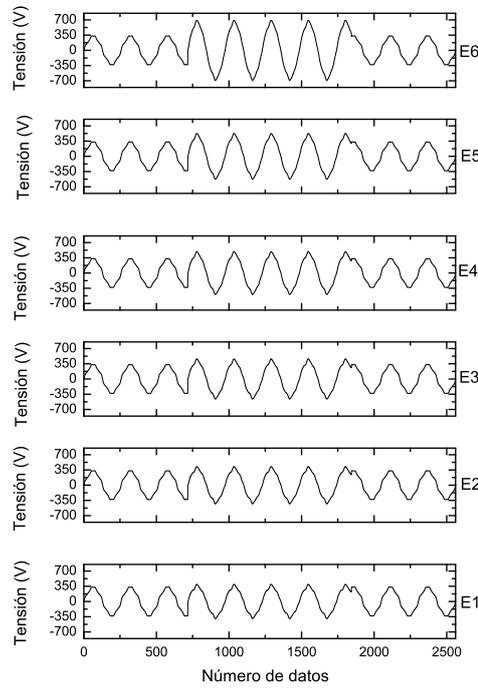


Figura D.47: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Ondas iniciales

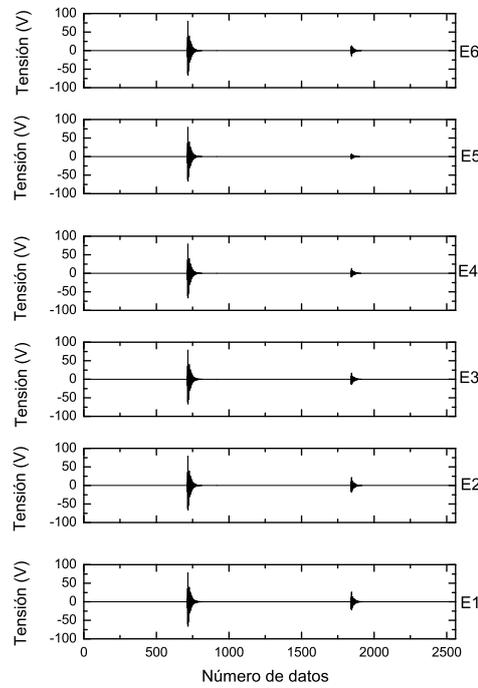


Figura D.48: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método wavelet

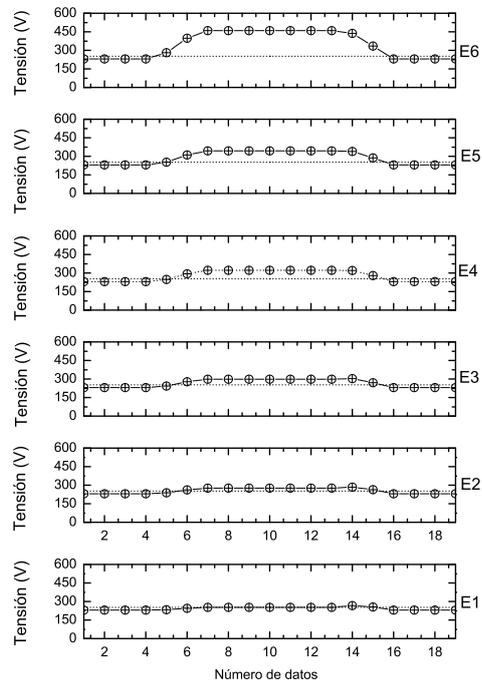


Figura D.49: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

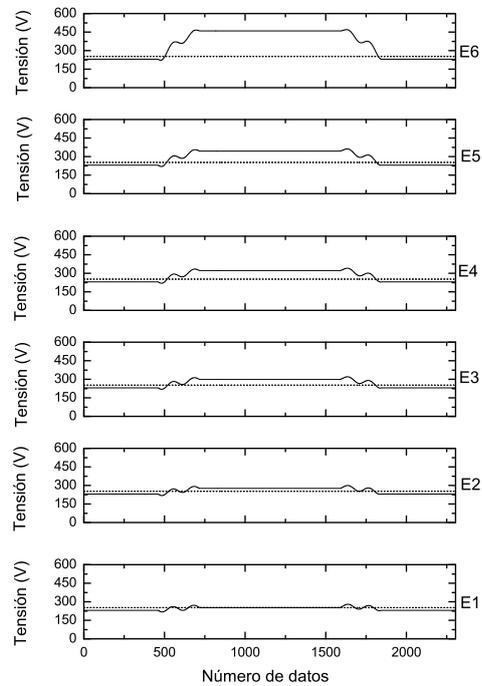


Figura D.50: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

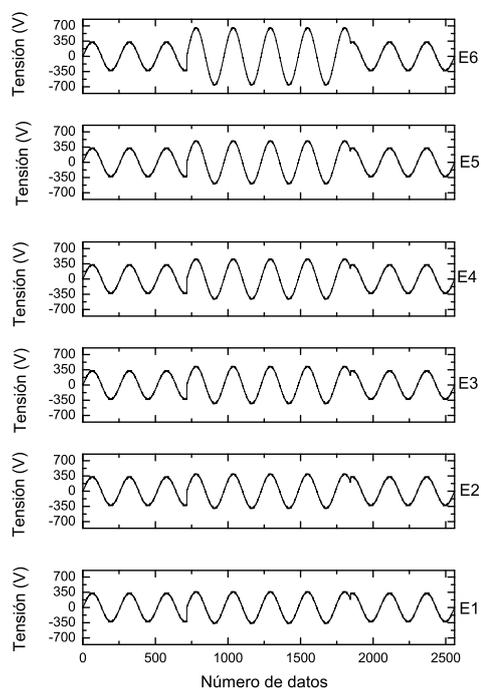


Figura D.51: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Ondas iniciales

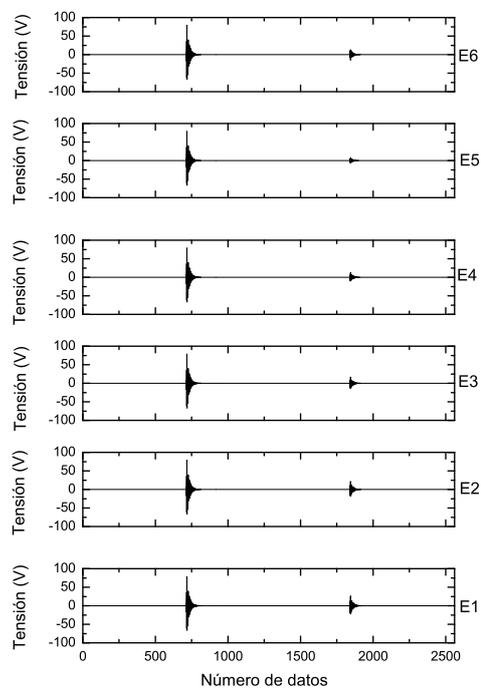


Figura D.52: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método wavelet

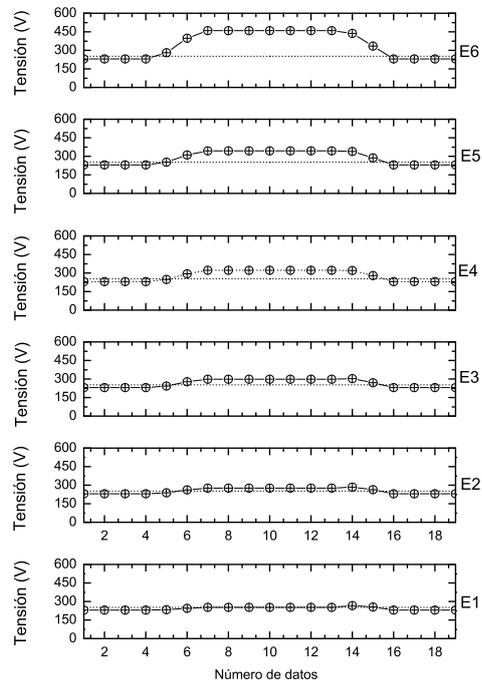


Figura D.53: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

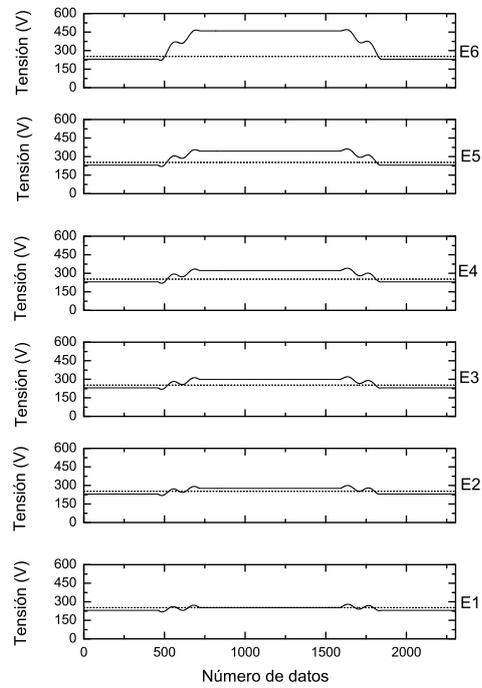


Figura D.54: Sobretensiones. E1-E6. Amplitud. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

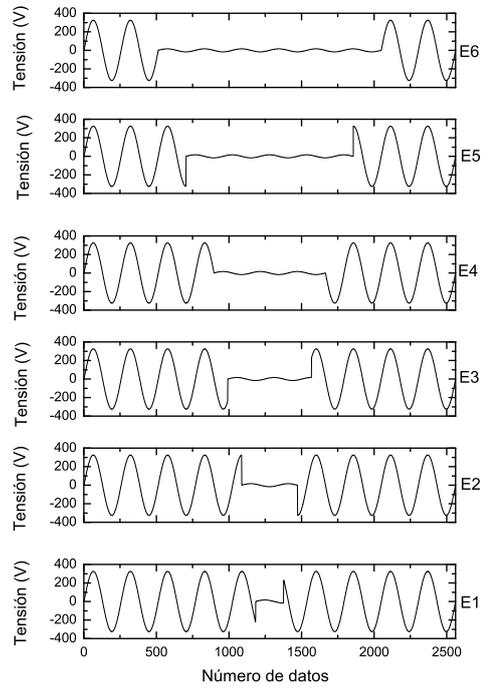


Figura D.55: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales

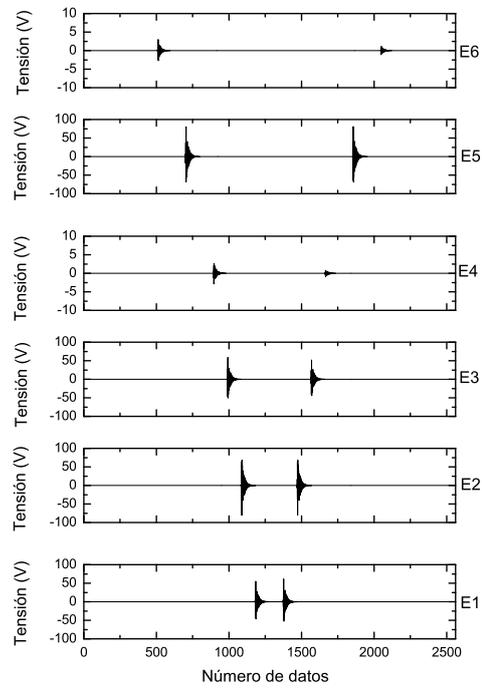


Figura D.56: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet

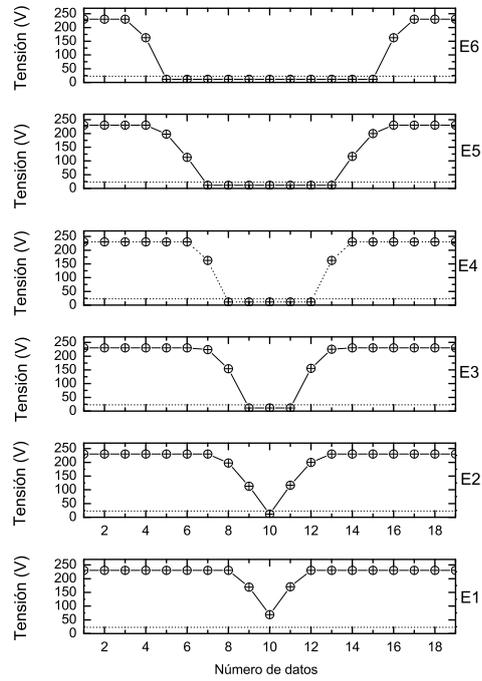


Figura D.57: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

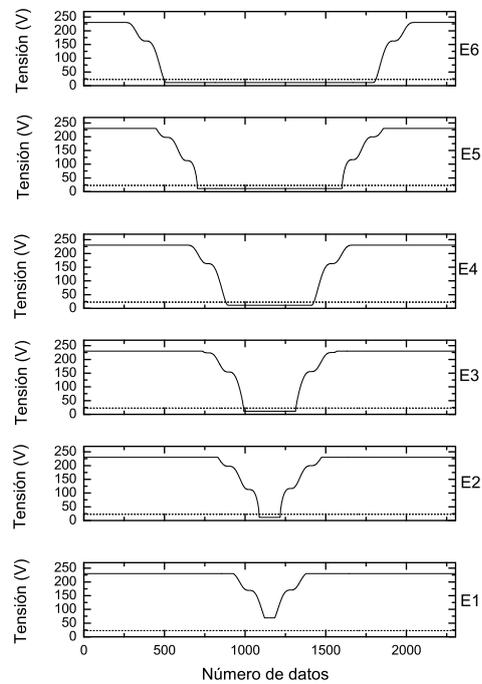


Figura D.58: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

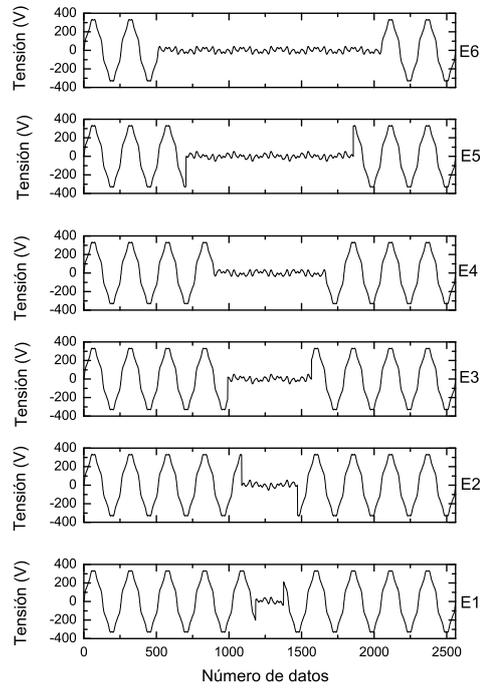


Figura D.59: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales

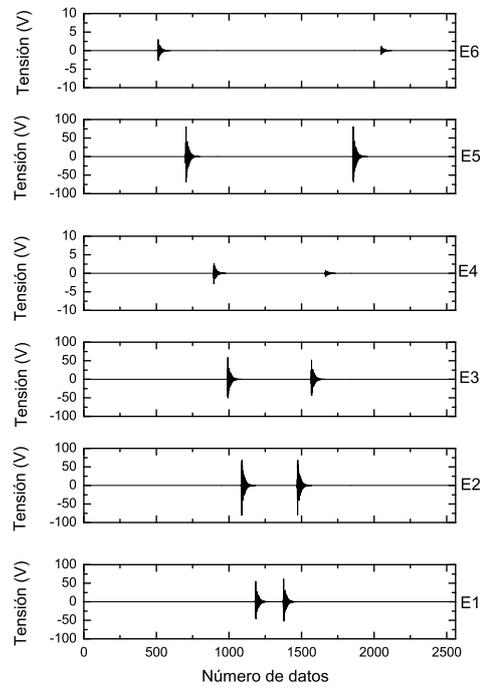


Figura D.60: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet

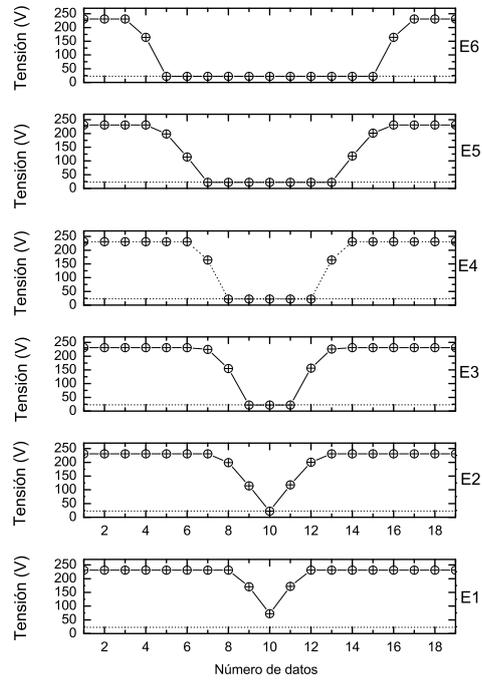


Figura D.61: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

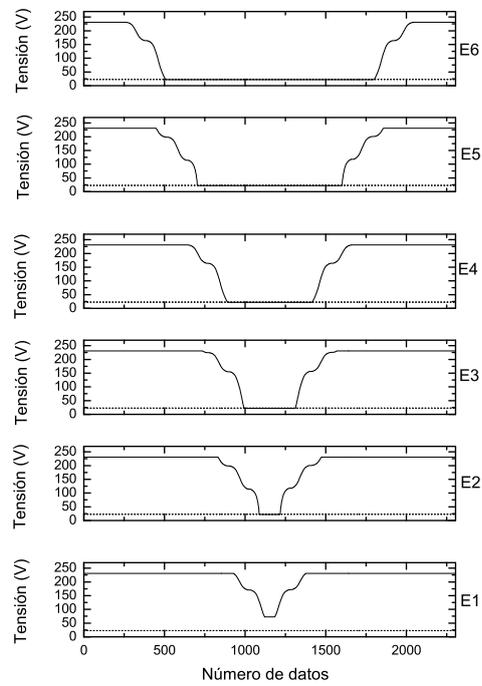


Figura D.62: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

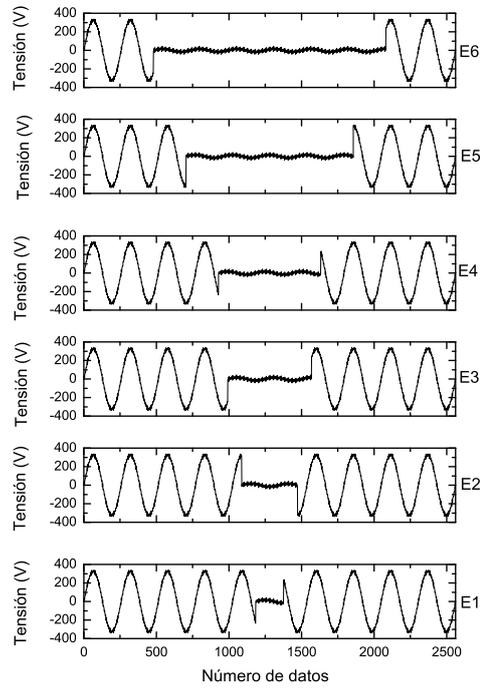


Figura D.63: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales

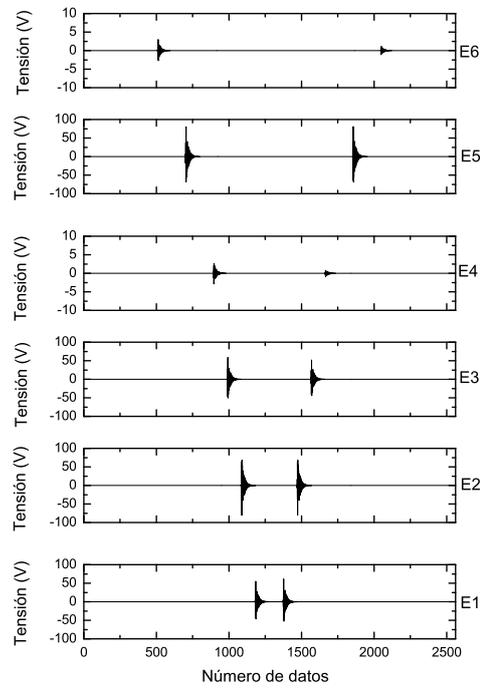


Figura D.64: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet

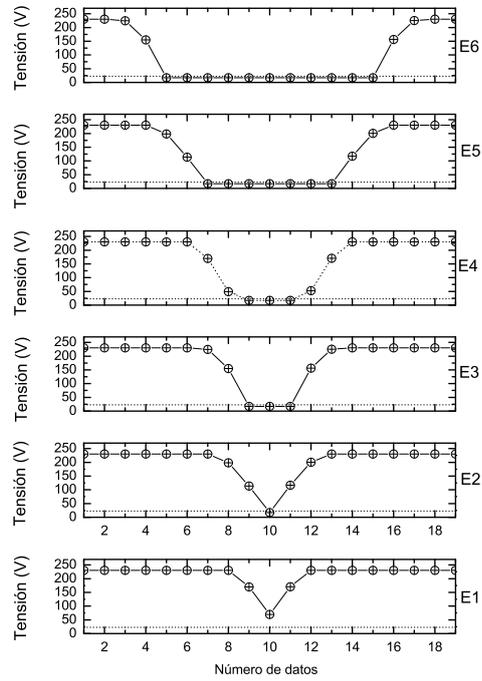


Figura D.65: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

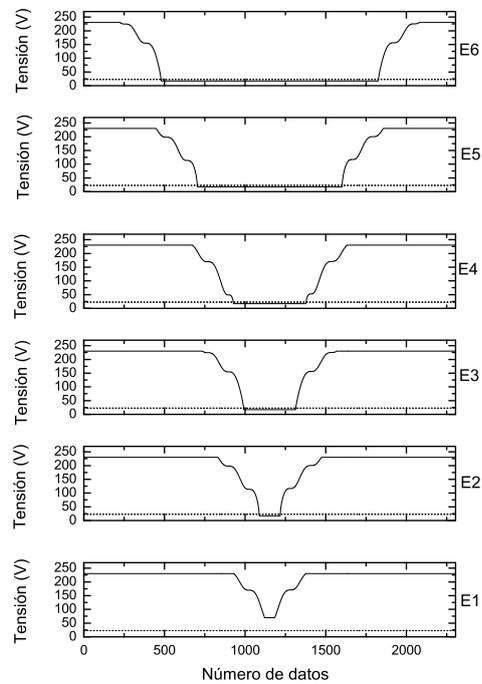


Figura D.66: Interrupciones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

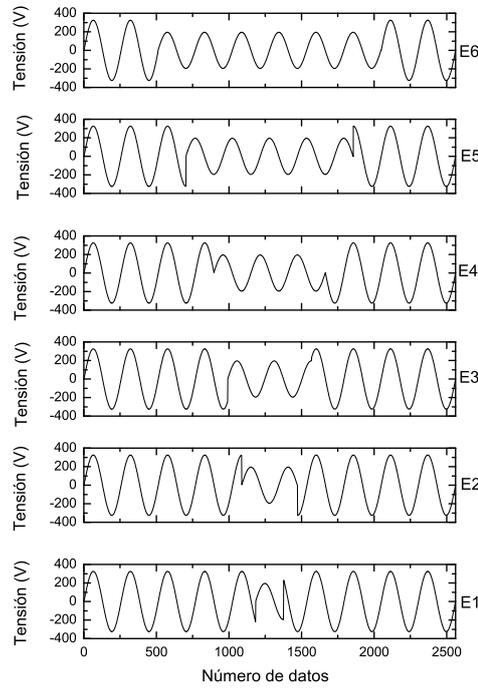


Figura D.67: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales

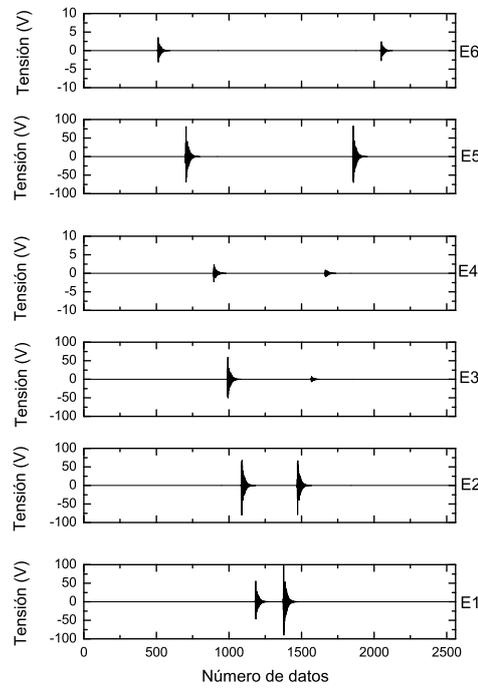


Figura D.68: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet

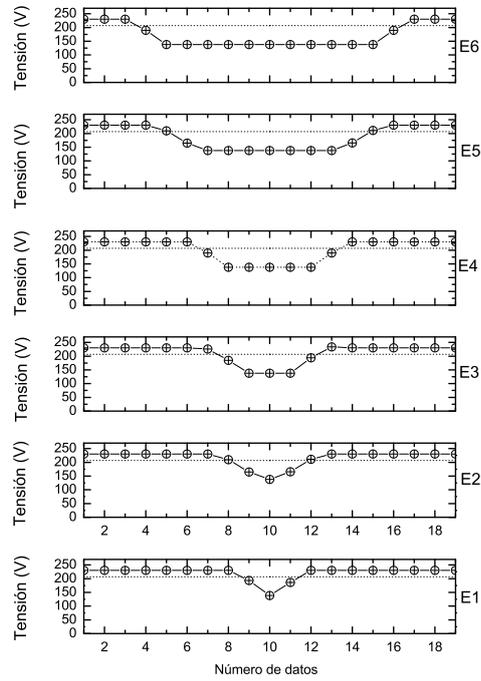


Figura D.69: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms}^{(1/2)}$

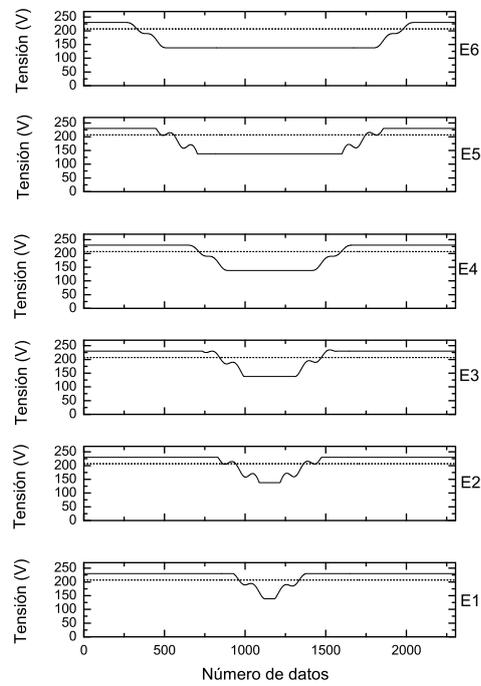


Figura D.70: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms}^{(m)}$

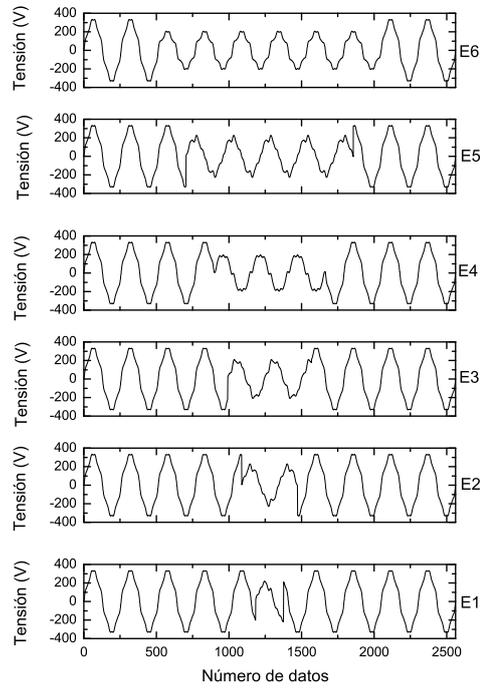


Figura D.71: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales

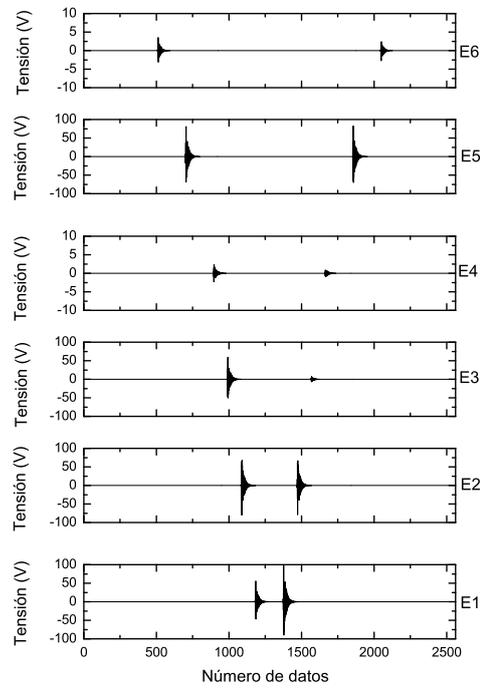


Figura D.72: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet

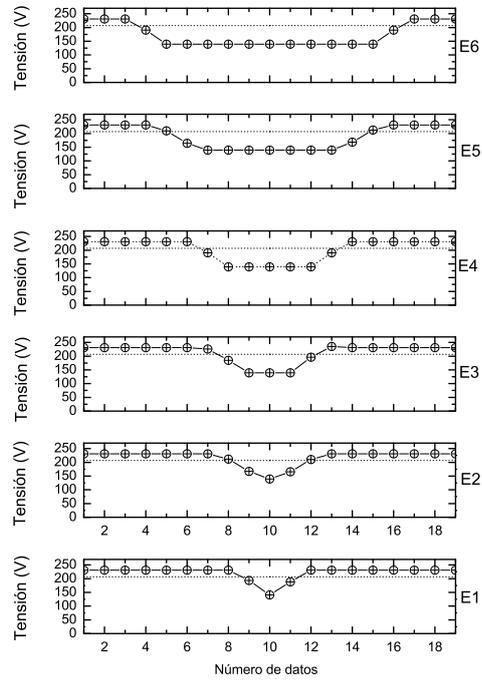


Figura D.73: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

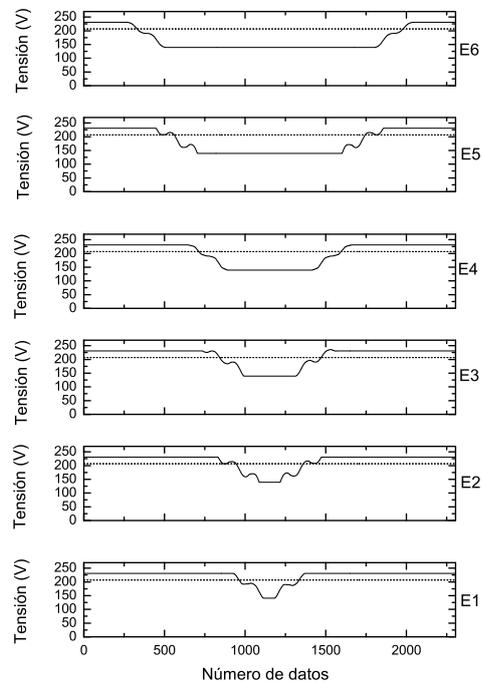


Figura D.74: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

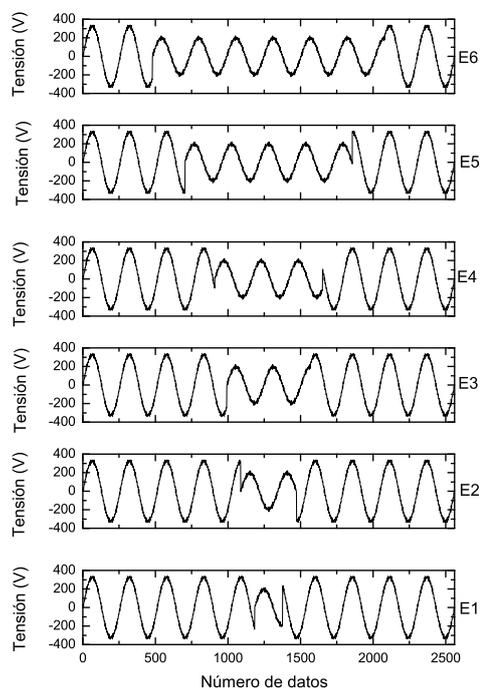


Figura D.75: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales

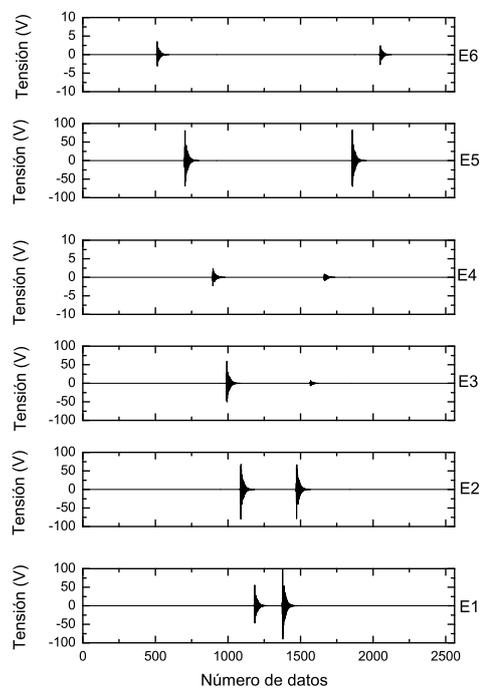


Figura D.76: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet

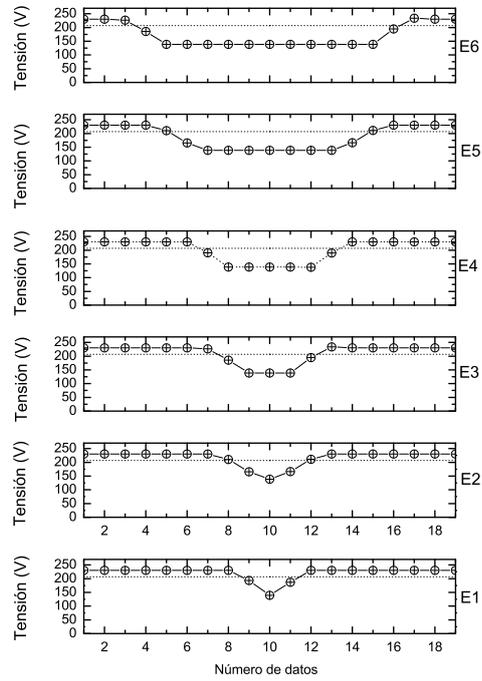


Figura D.77: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

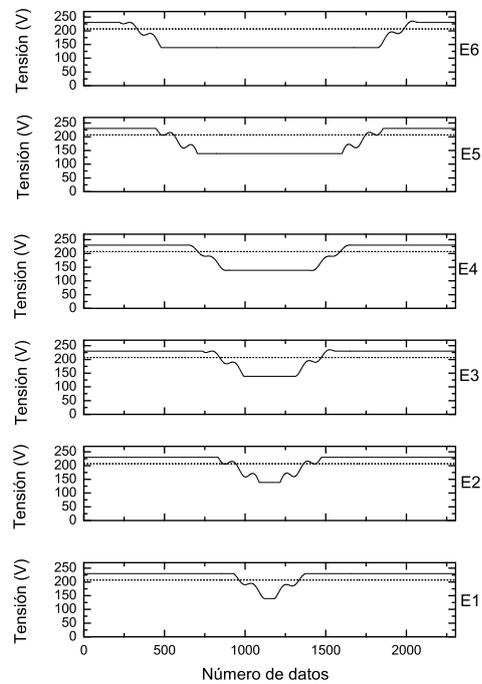


Figura D.78: Huecos. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

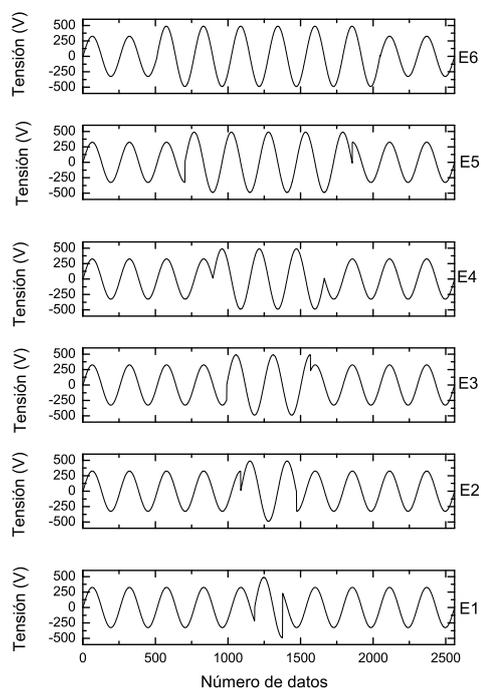


Figura D.79: *Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Ondas iniciales*

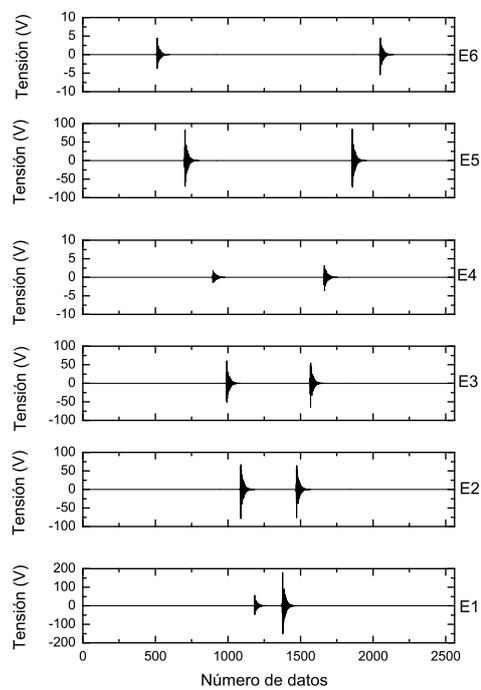


Figura D.80: *Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método wavelet*

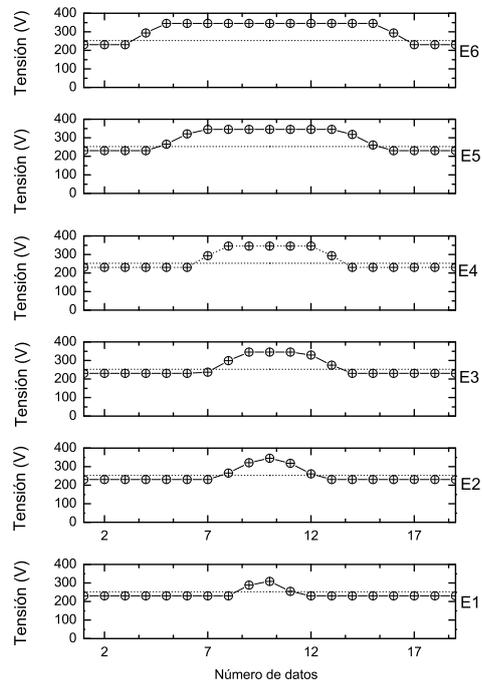


Figura D.81: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

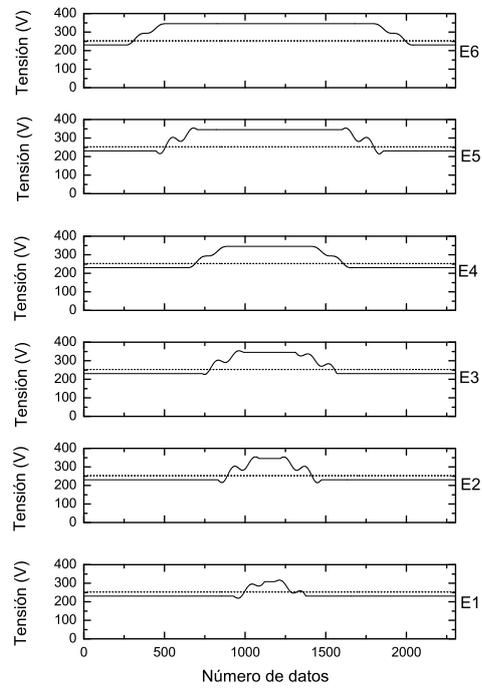


Figura D.82: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

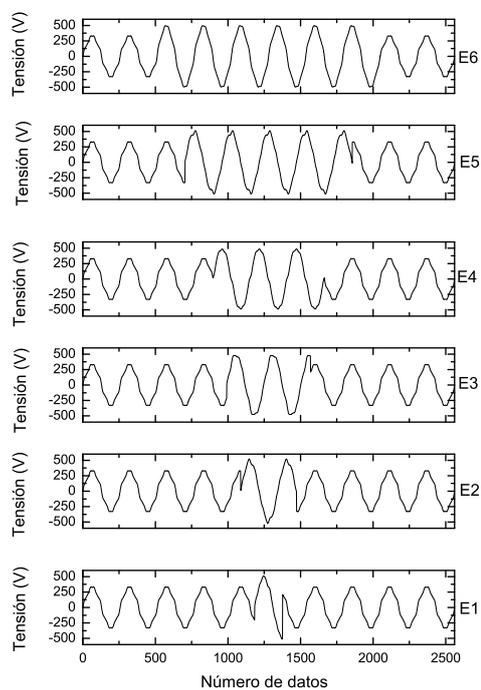


Figura D.83: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Ondas iniciales

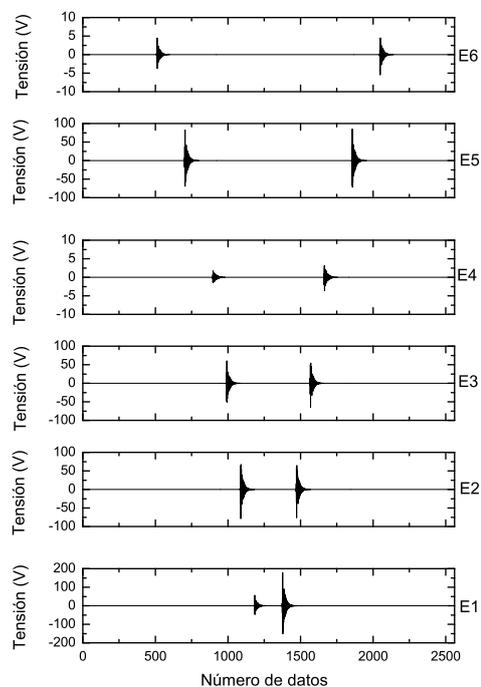


Figura D.84: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método wavelet

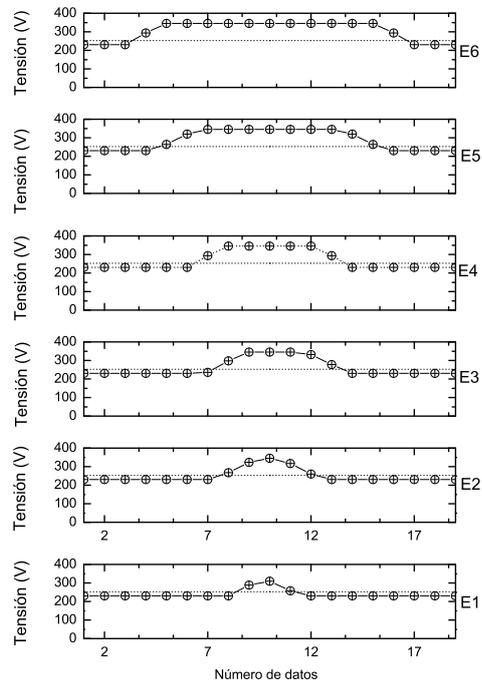


Figura D.85: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

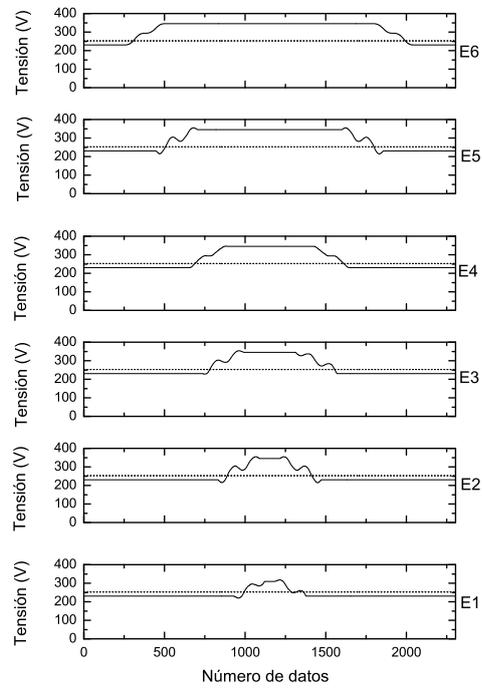


Figura D.86: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

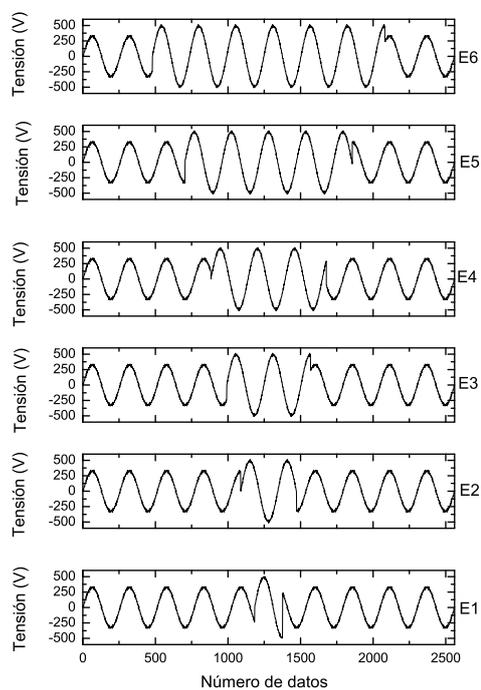


Figura D.87: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Ondas iniciales

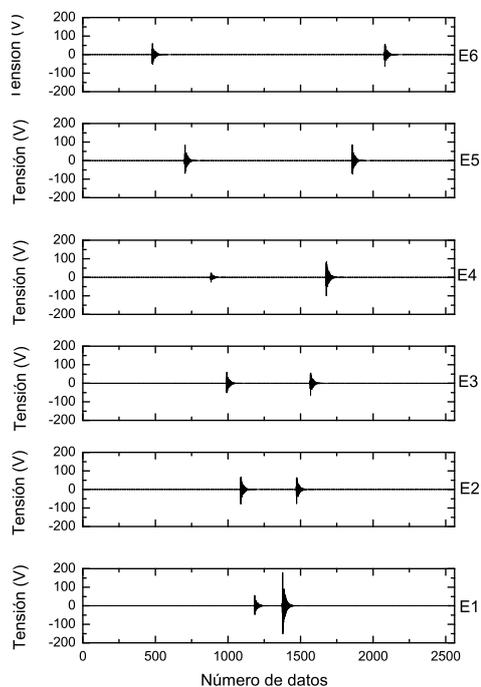


Figura D.88: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método wavelet

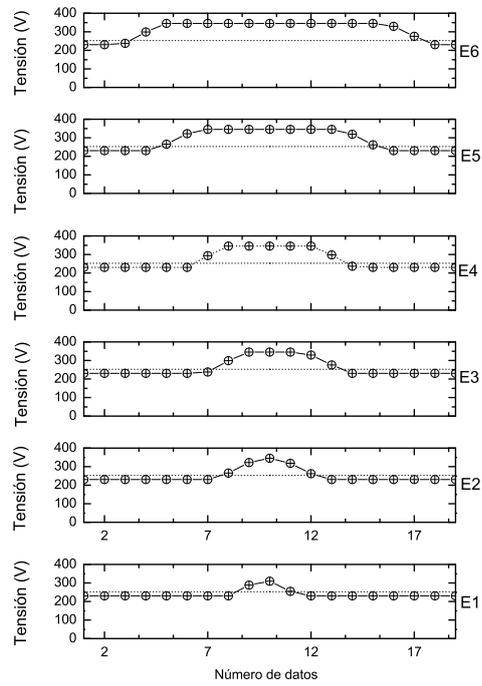


Figura D.89: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

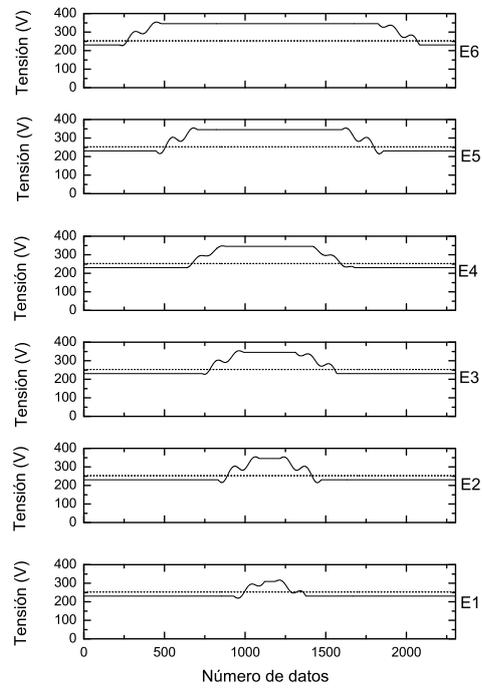


Figura D.90: Sobretensiones. E1-E6. Duración. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

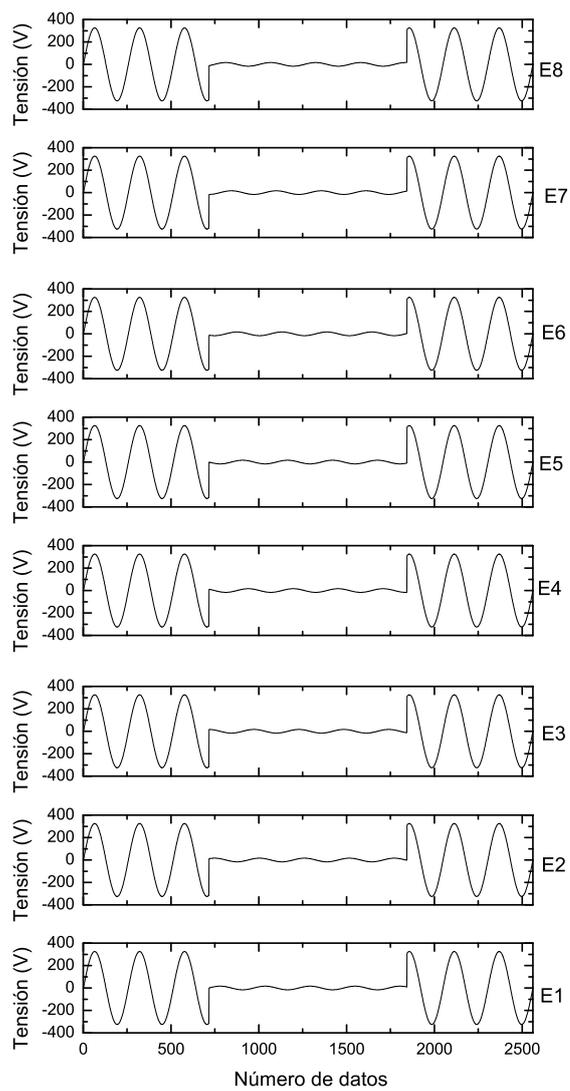


Figura D.91: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales

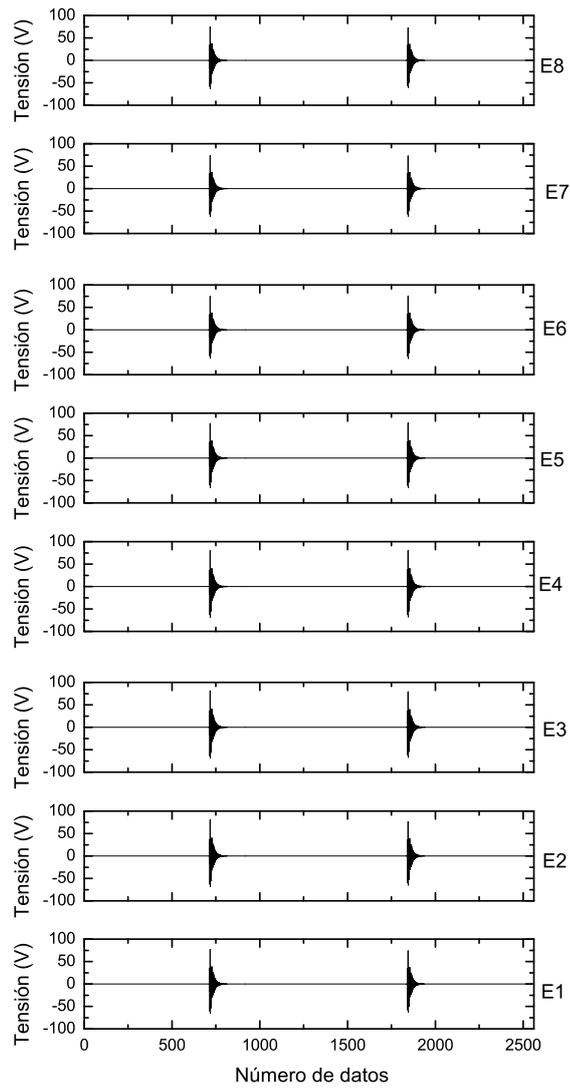


Figura D.92: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet

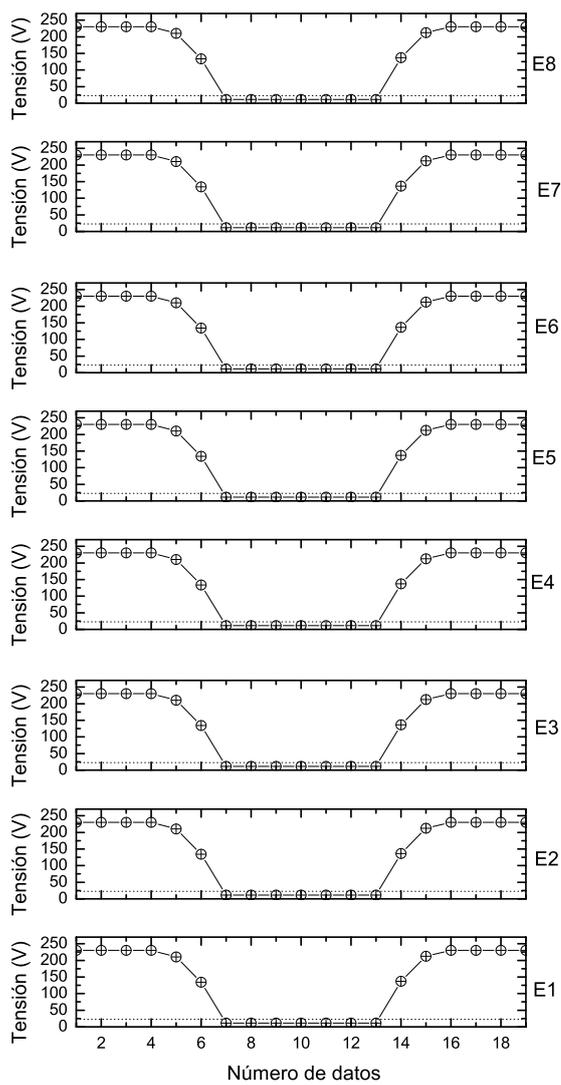


Figura D.93: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

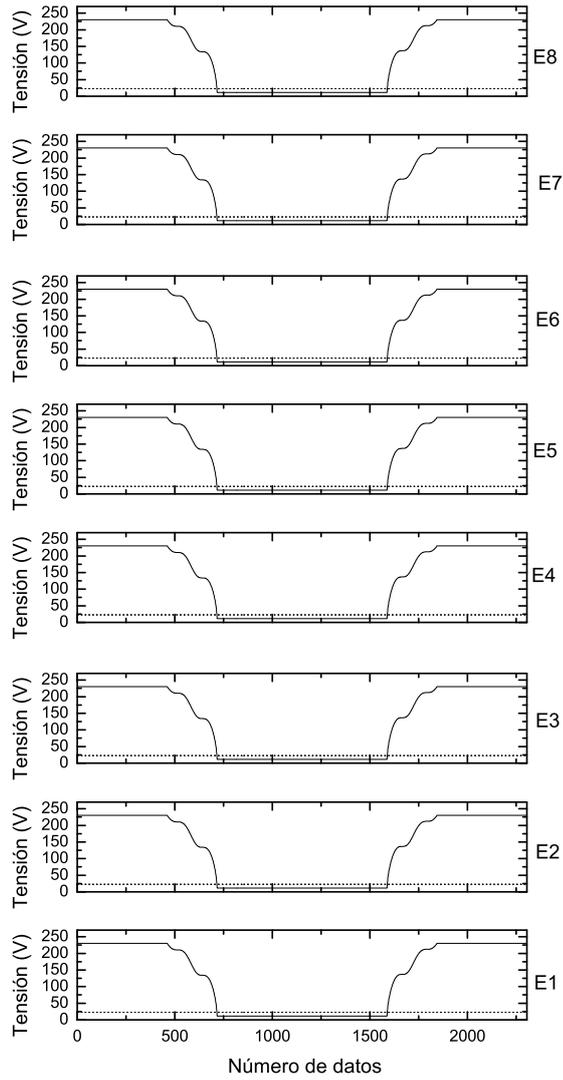


Figura D.94: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

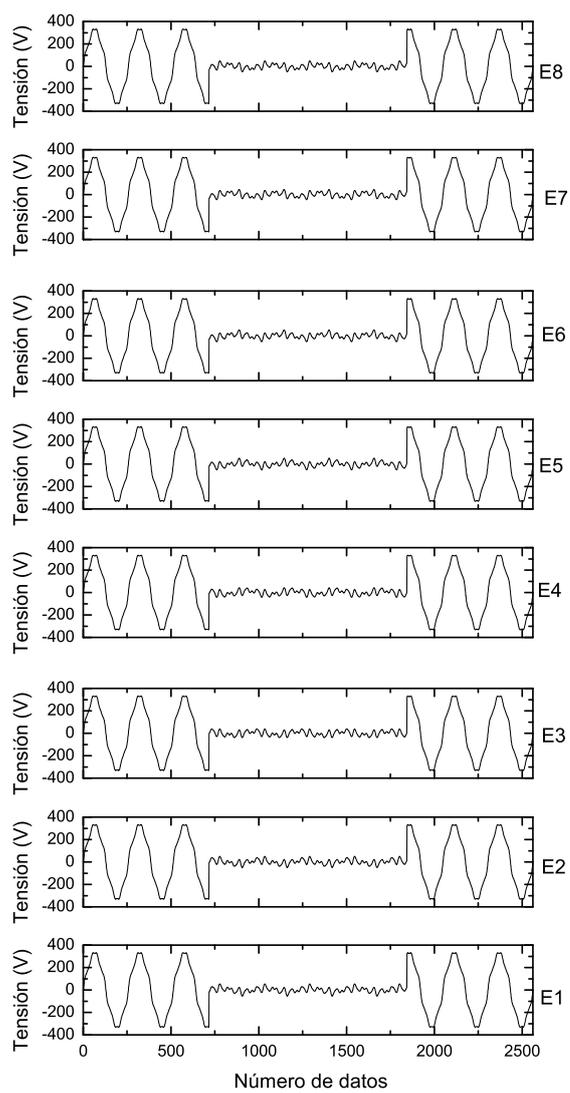


Figura D.95: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales

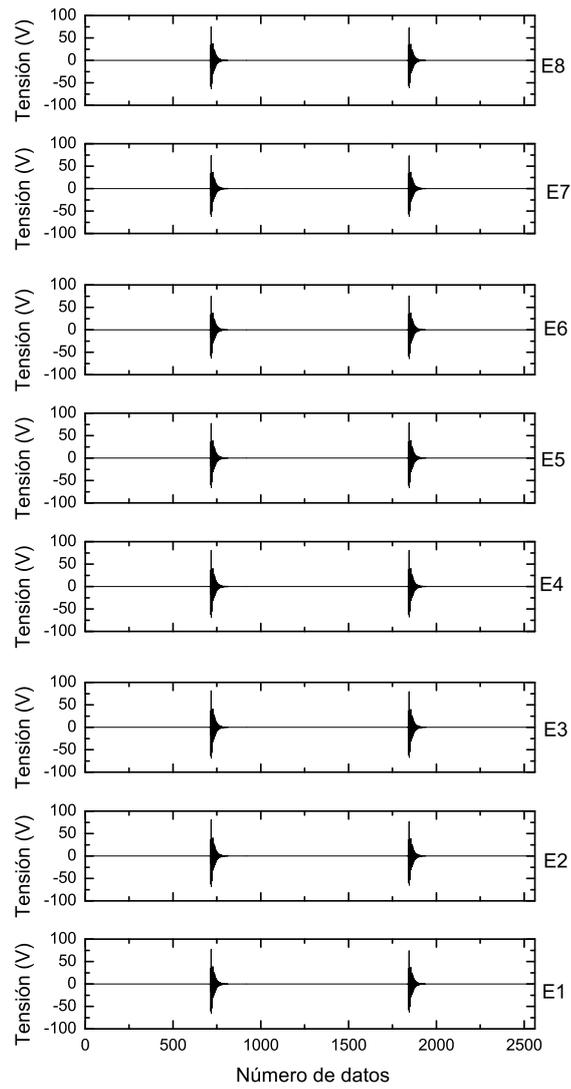


Figura D.96: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet

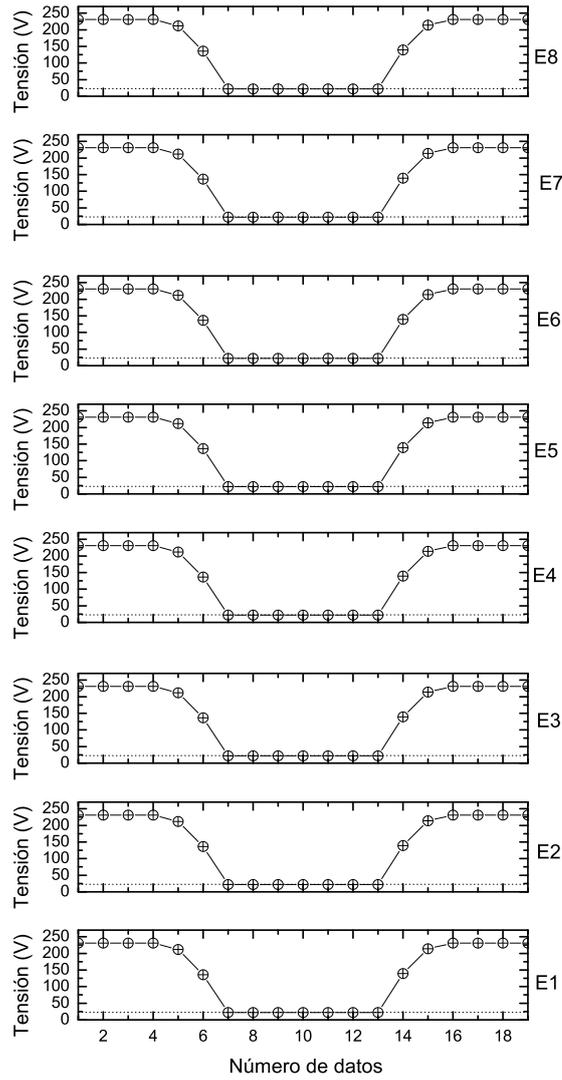


Figura D.97: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

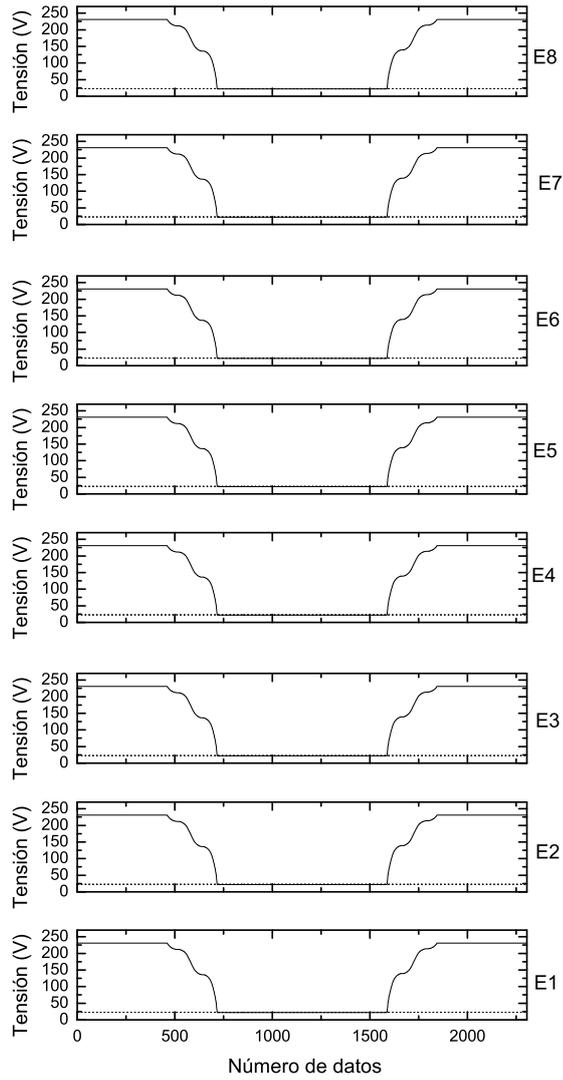


Figura D.98: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

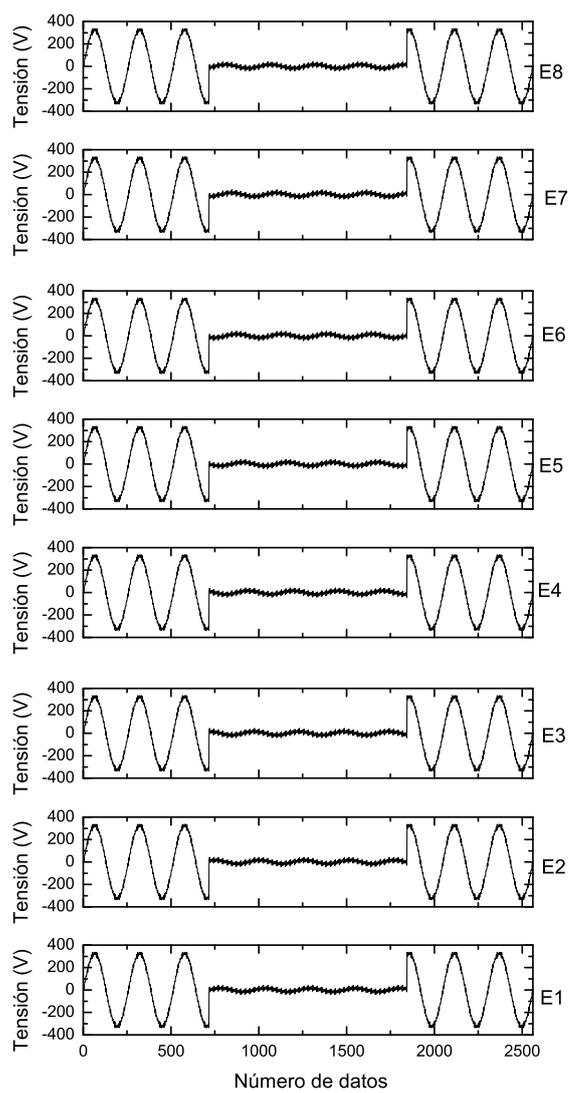


Figura D.99: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales

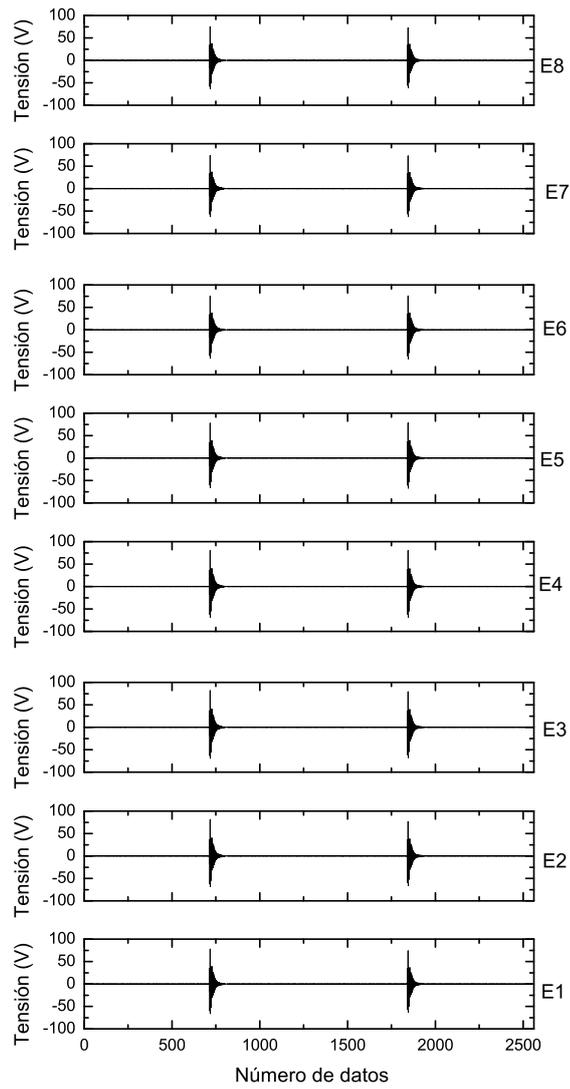


Figura D.100: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet

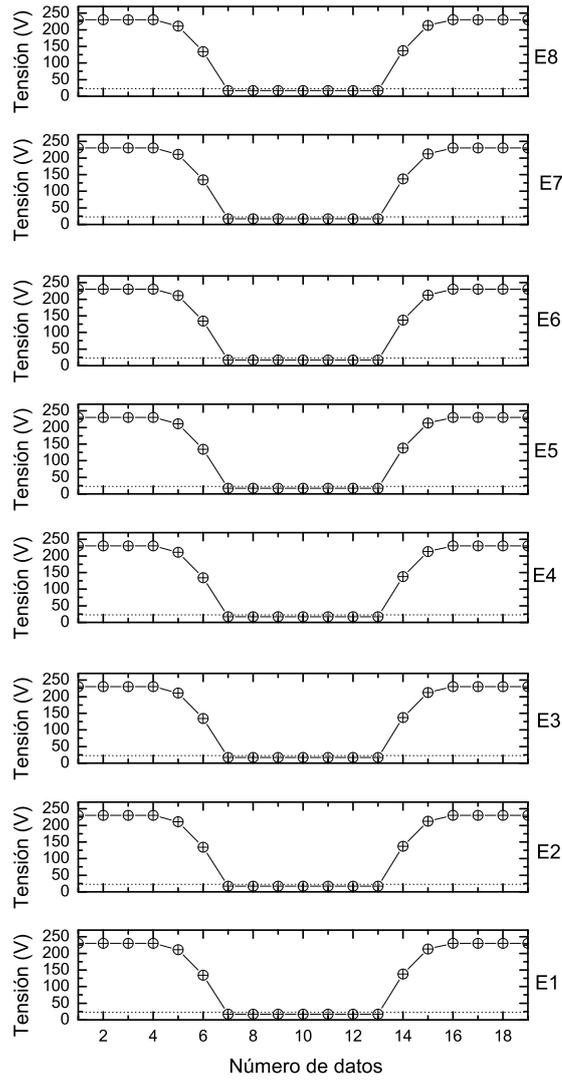


Figura D.101: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

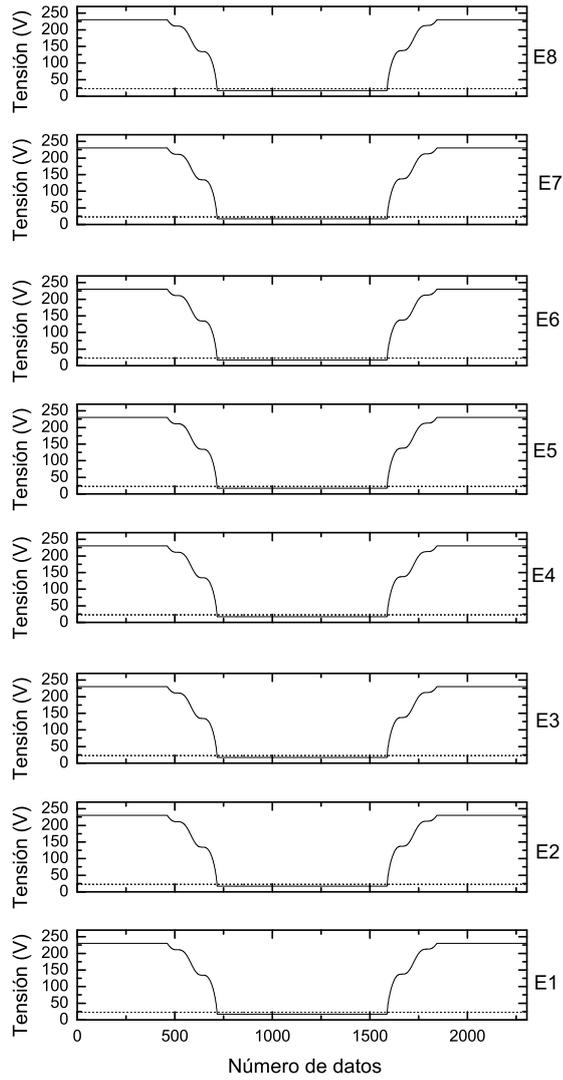


Figura D.102: Interrupciones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

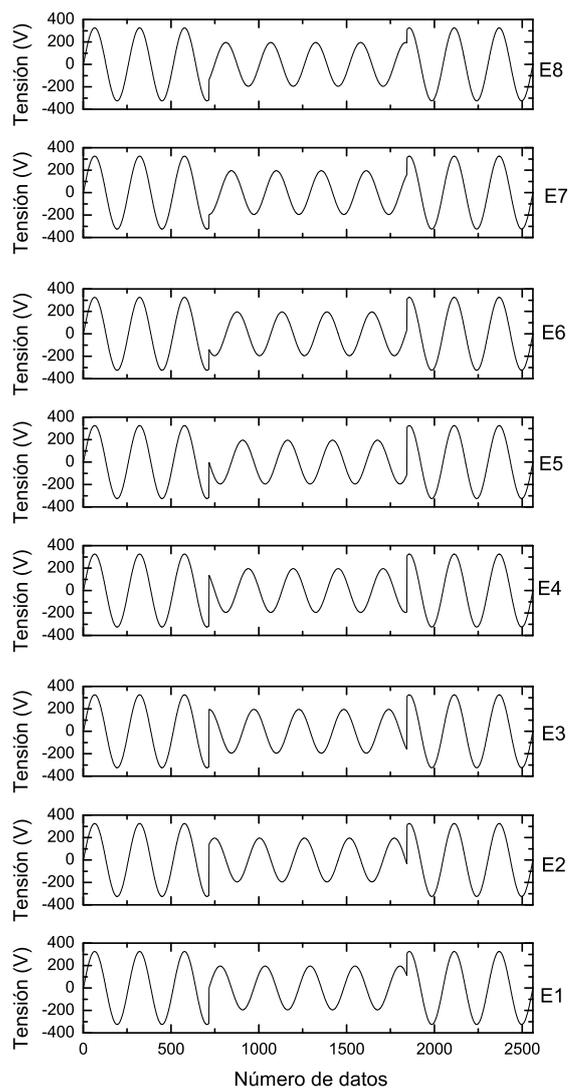


Figura D.103: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales

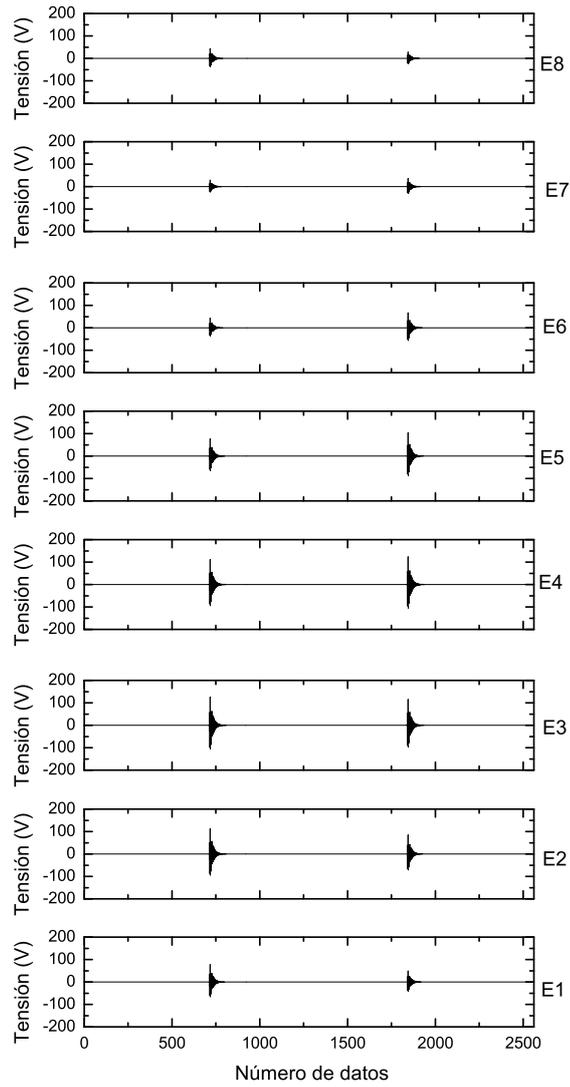


Figura D.104: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet

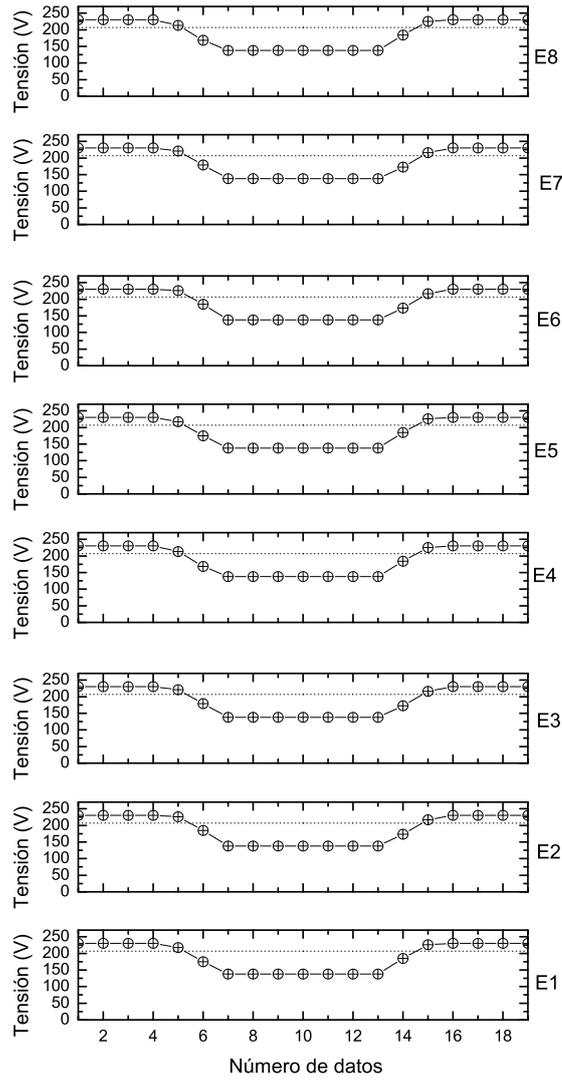


Figura D.105: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

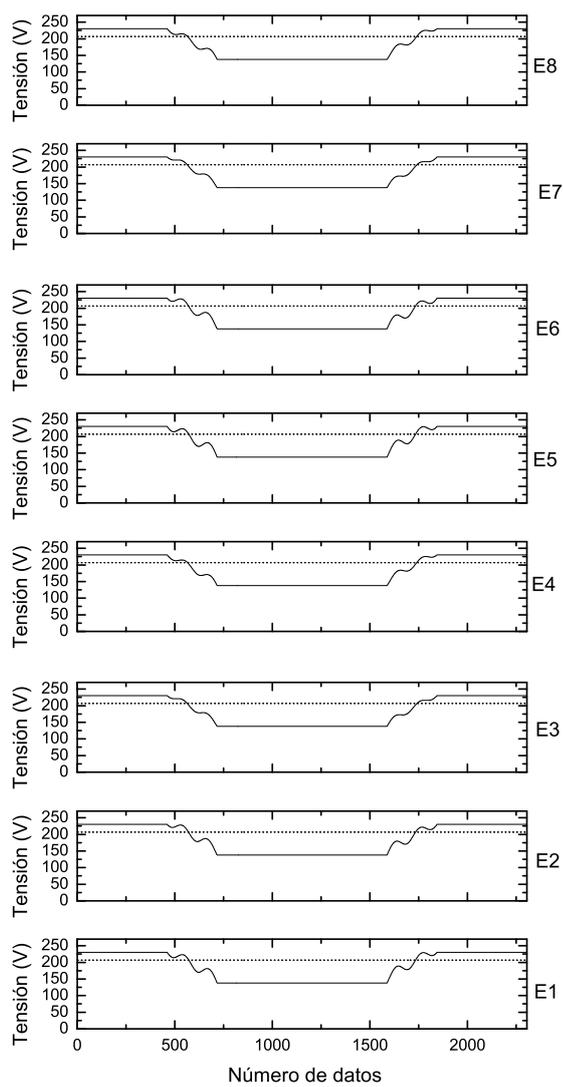


Figura D.106: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$

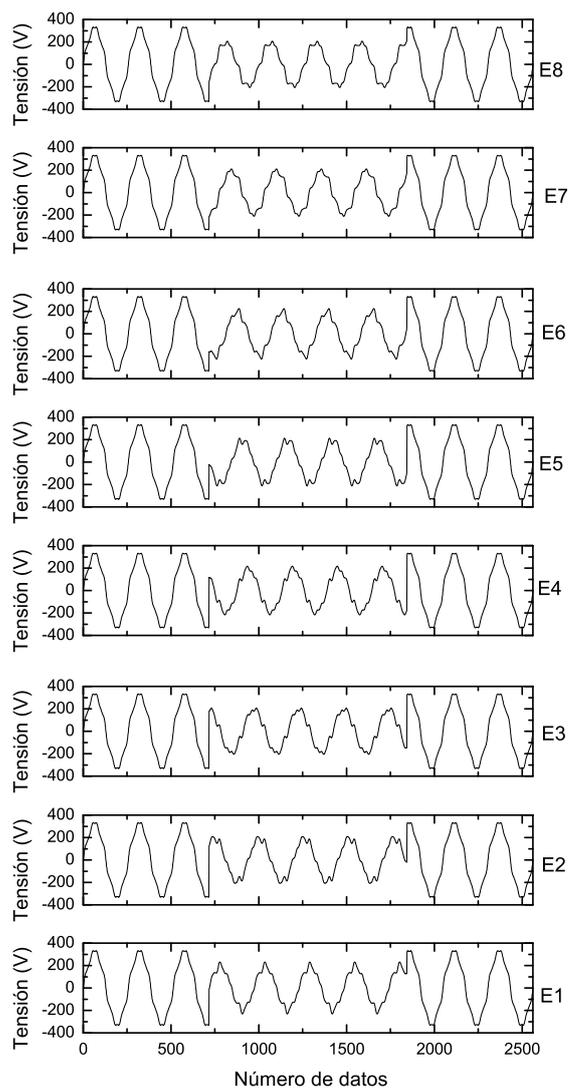


Figura D.107: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales

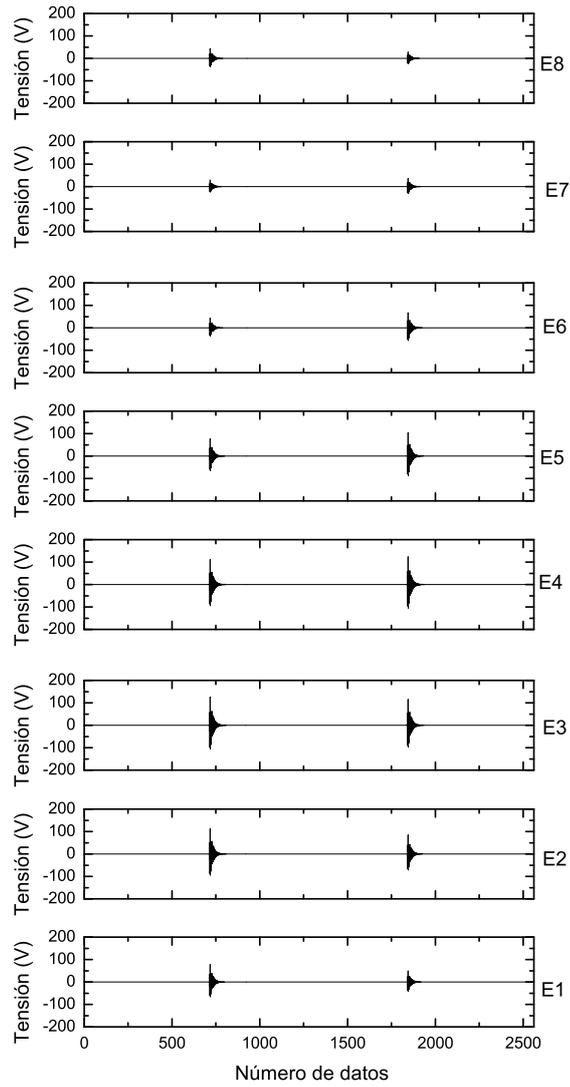


Figura D.108: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet

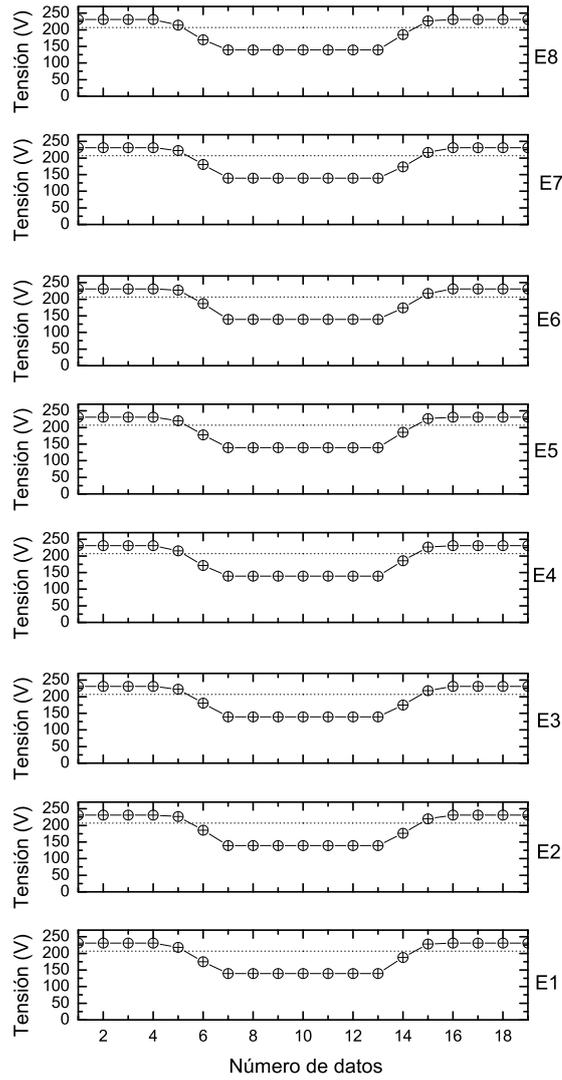


Figura D.109: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

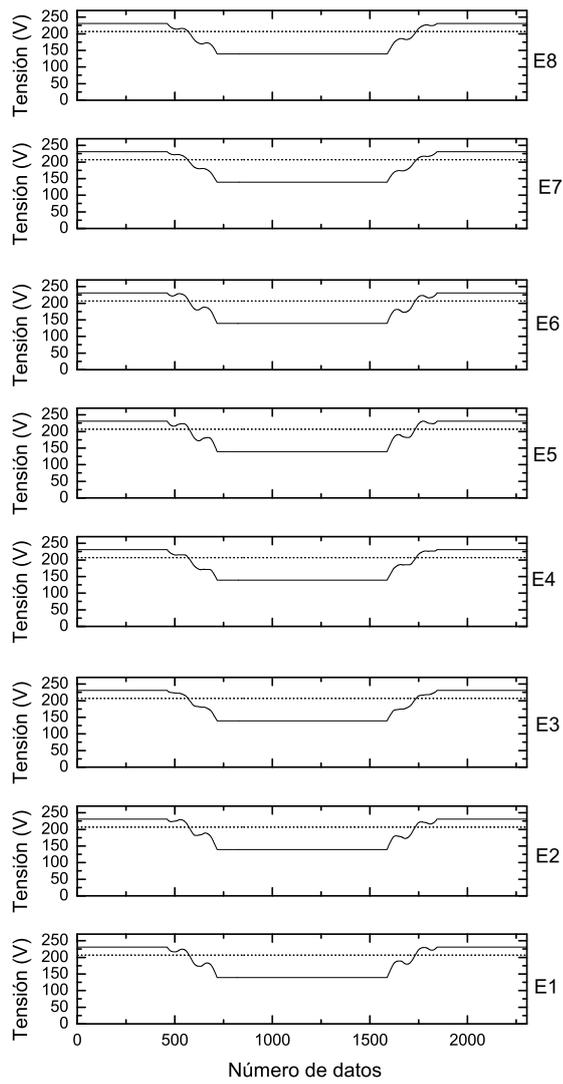


Figura D.110: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$

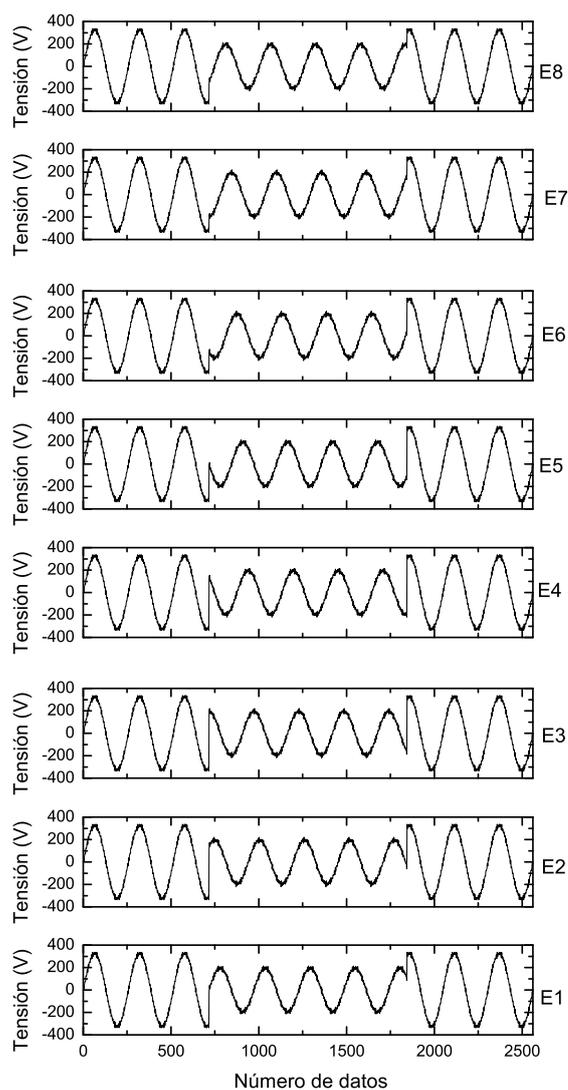


Figura D.111: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales

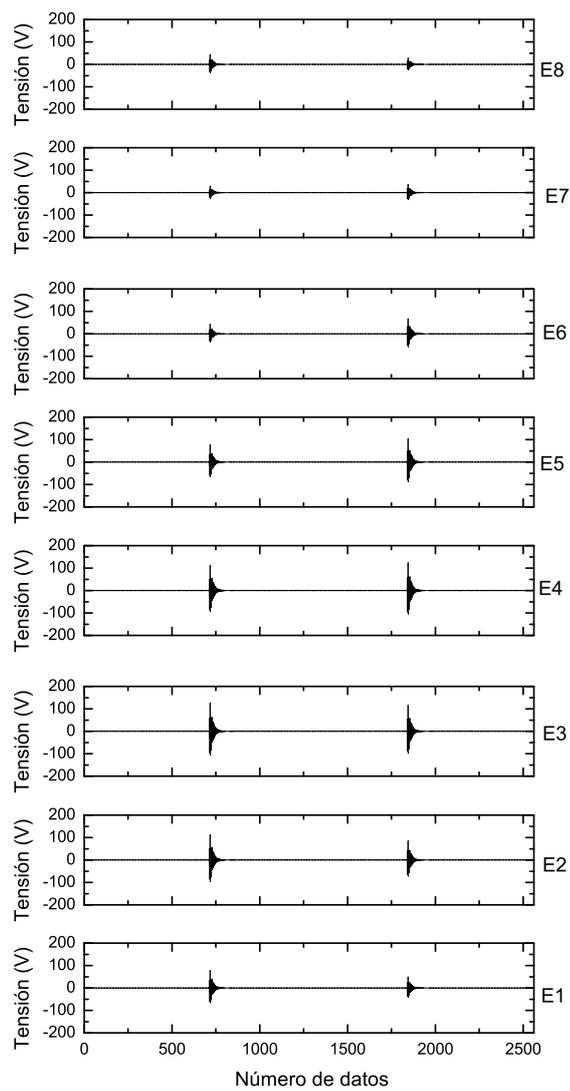


Figura D.112: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet

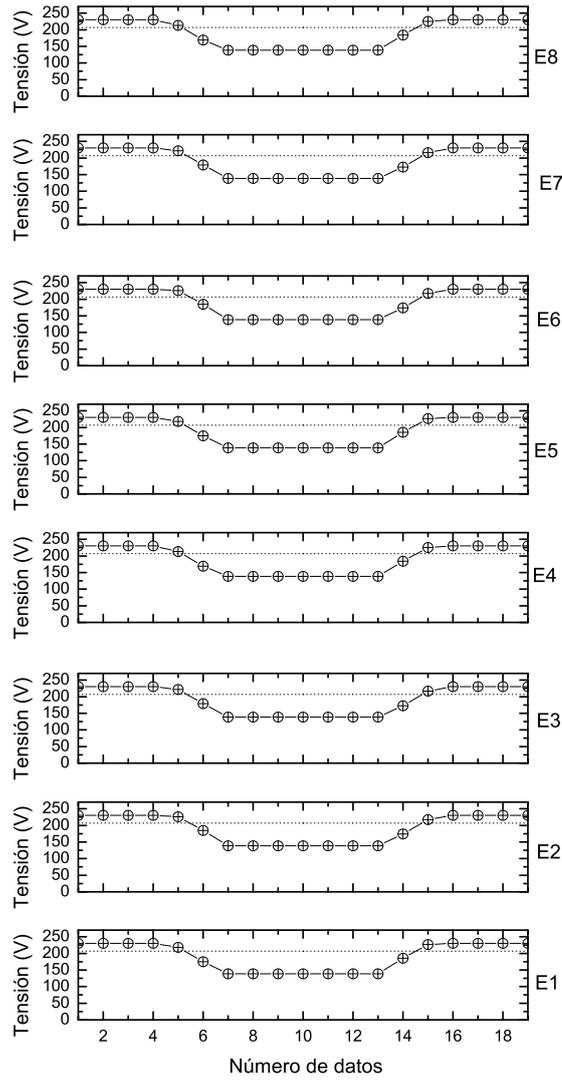


Figura D.113: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

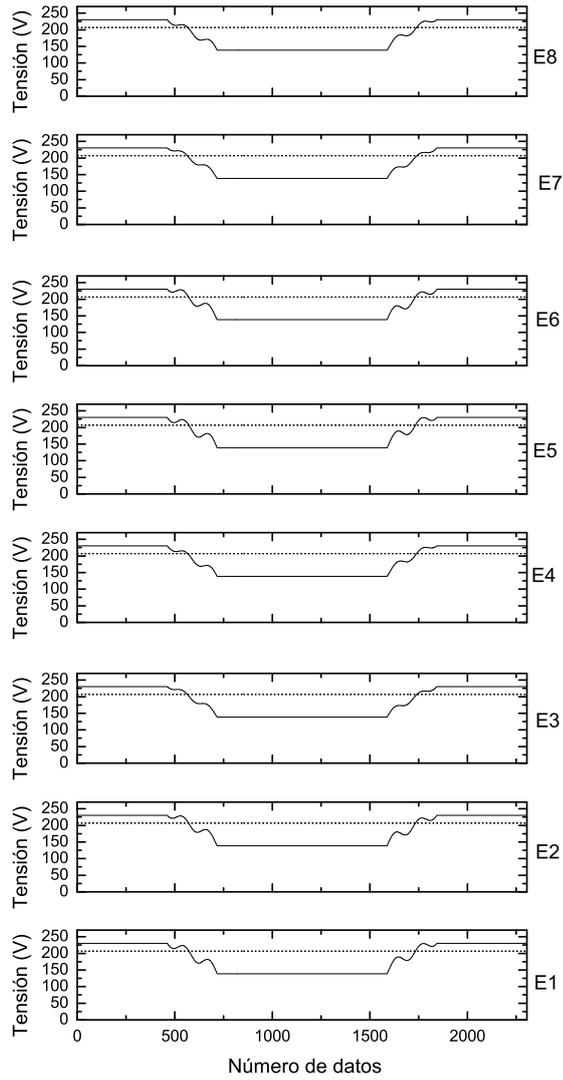


Figura D.114: Huecos. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$

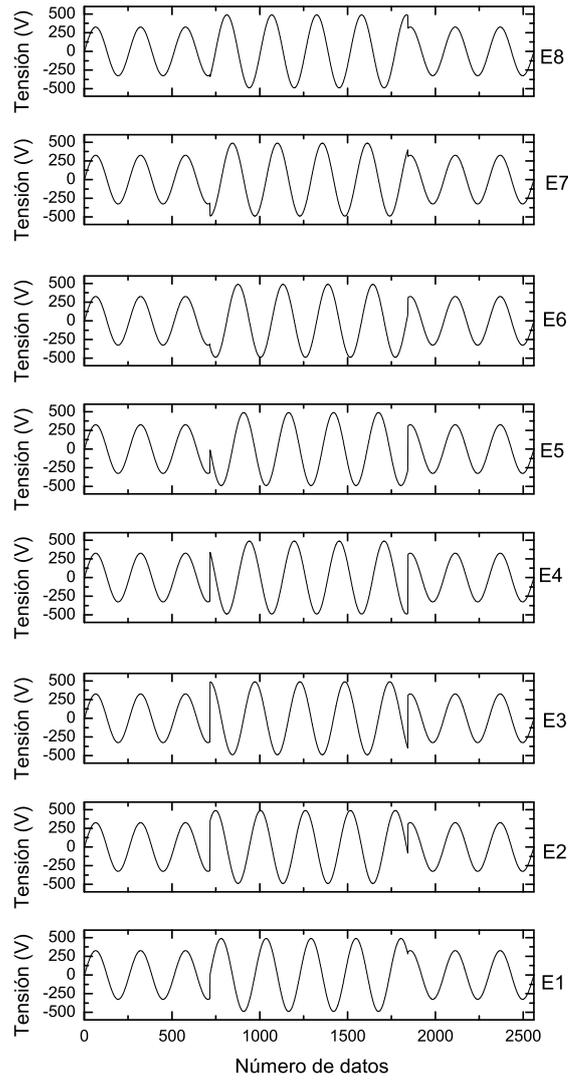


Figura D.115: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Ondas iniciales*

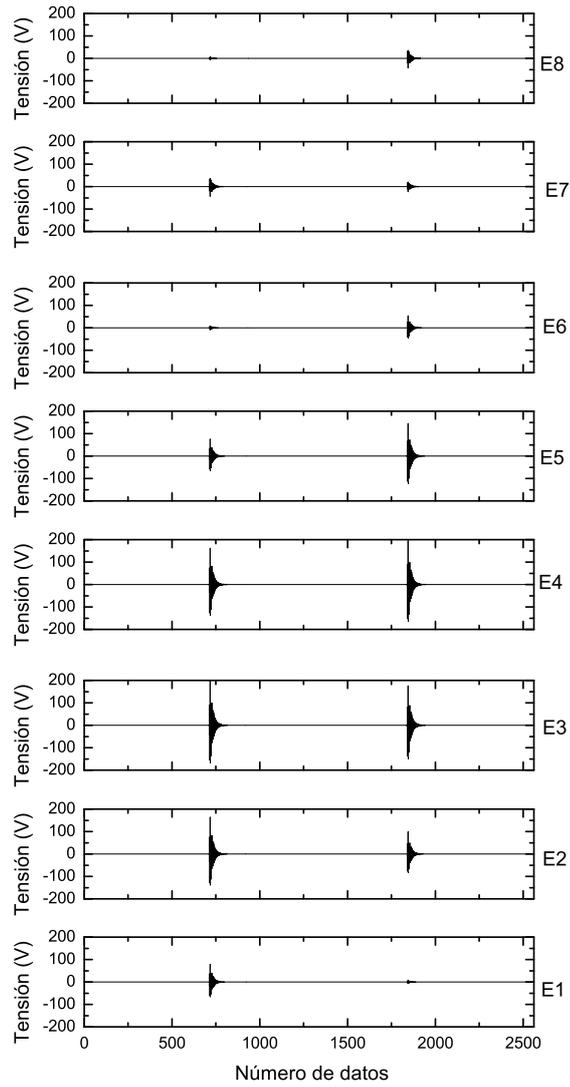


Figura D.116: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método wavelet*

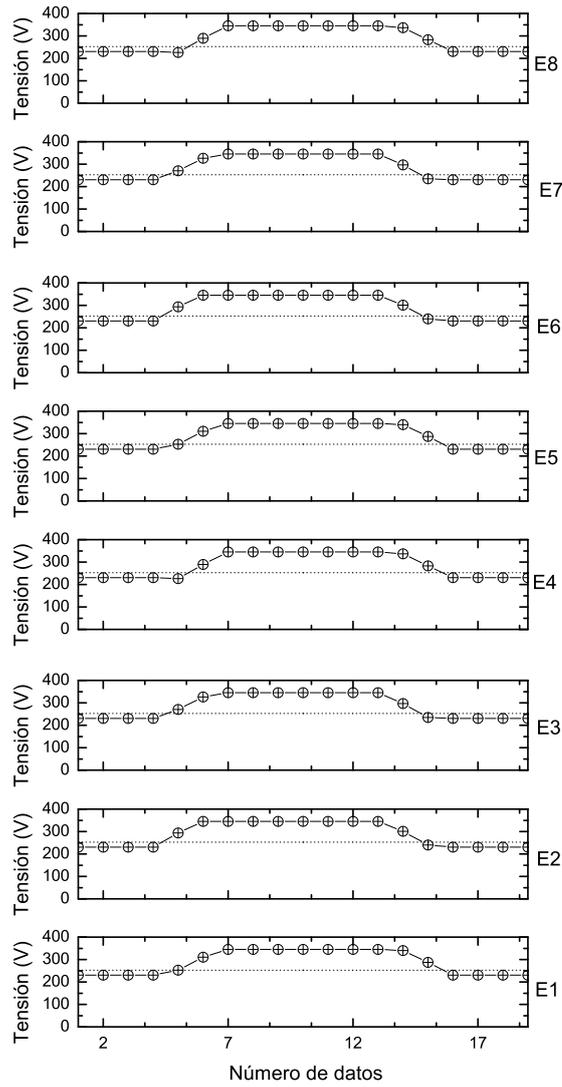


Figura D.117: Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(1/2)}$

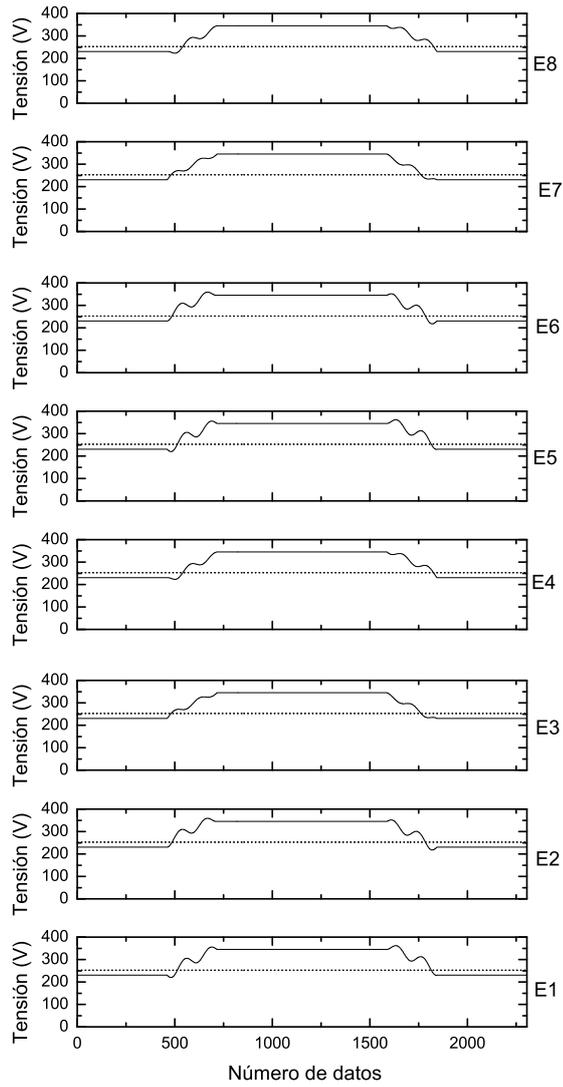


Figura D.118: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo I. Método $U_{rms(m)}$*

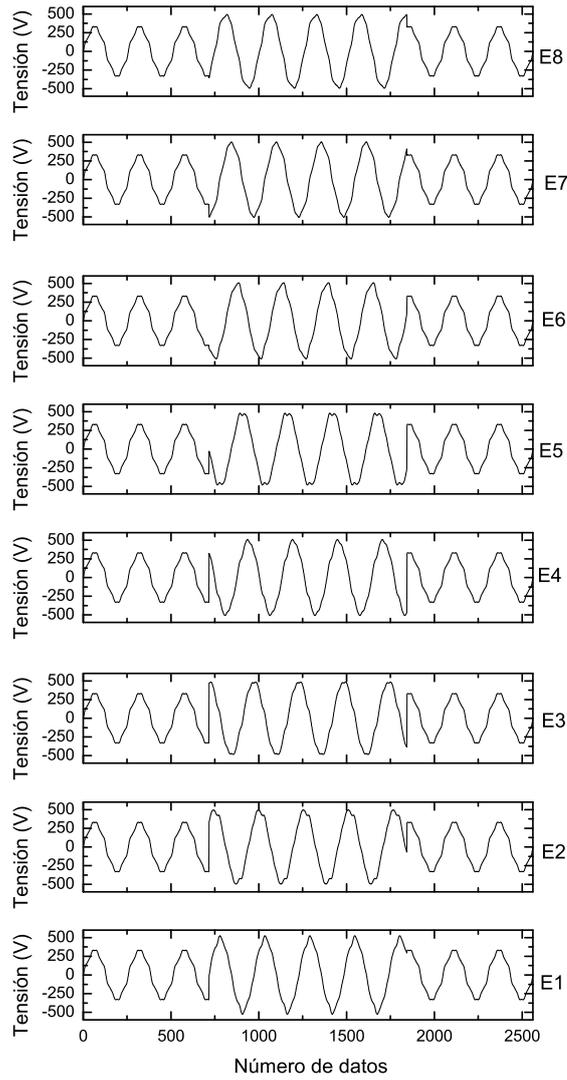


Figura D.119: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Ondas iniciales*

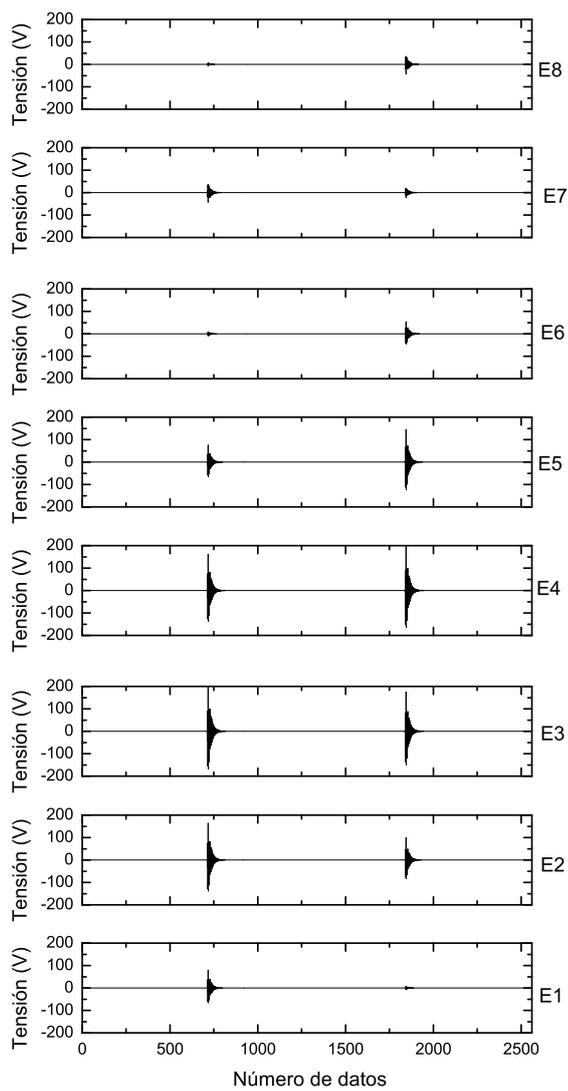


Figura D.120: Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método wavelet

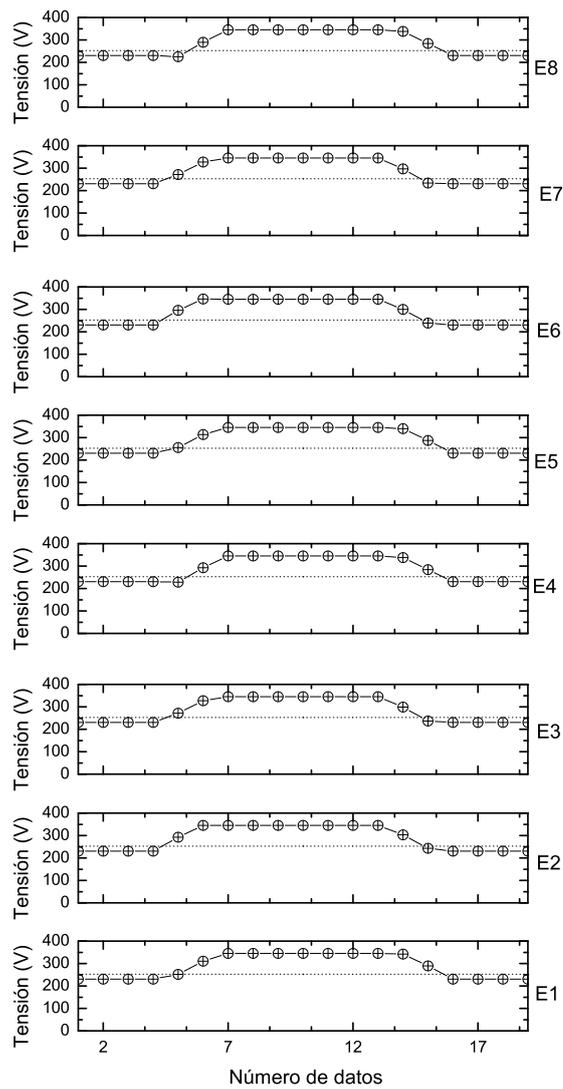


Figura D.121: Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(1/2)}$

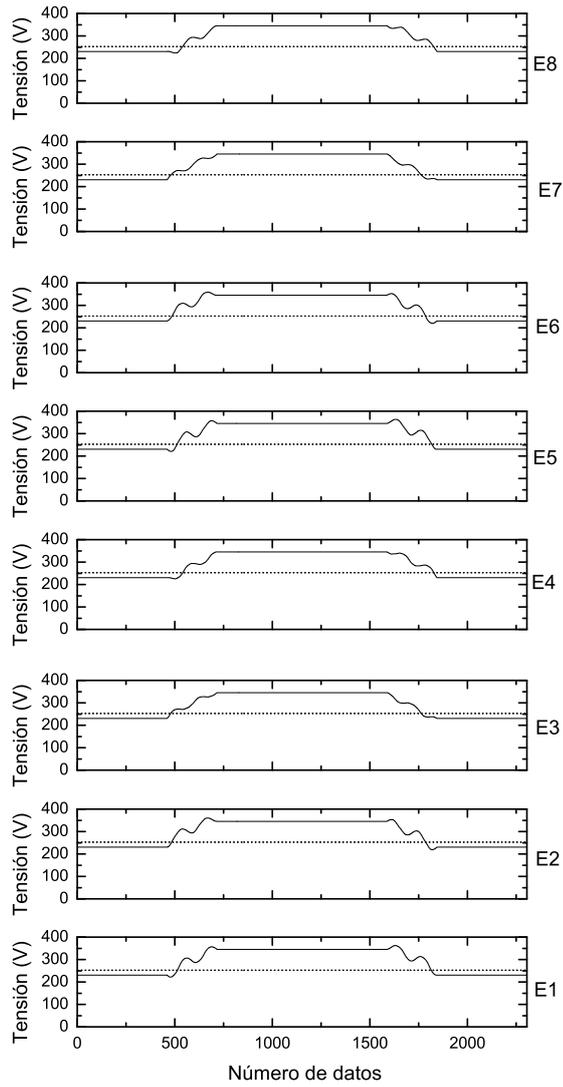


Figura D.122: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo II. Método $U_{rms(m)}$*

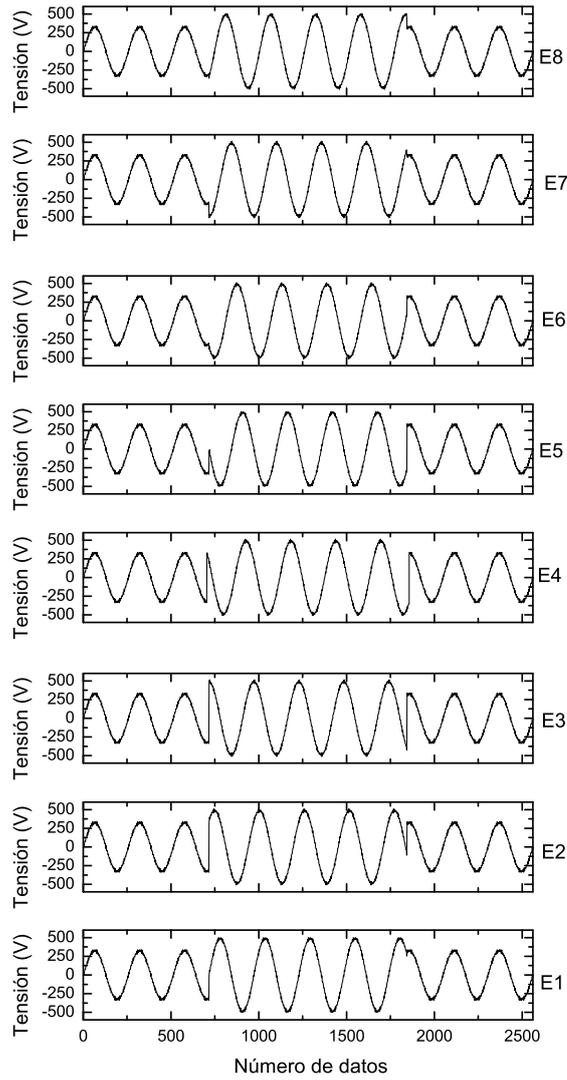


Figura D.123: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Ondas iniciales*

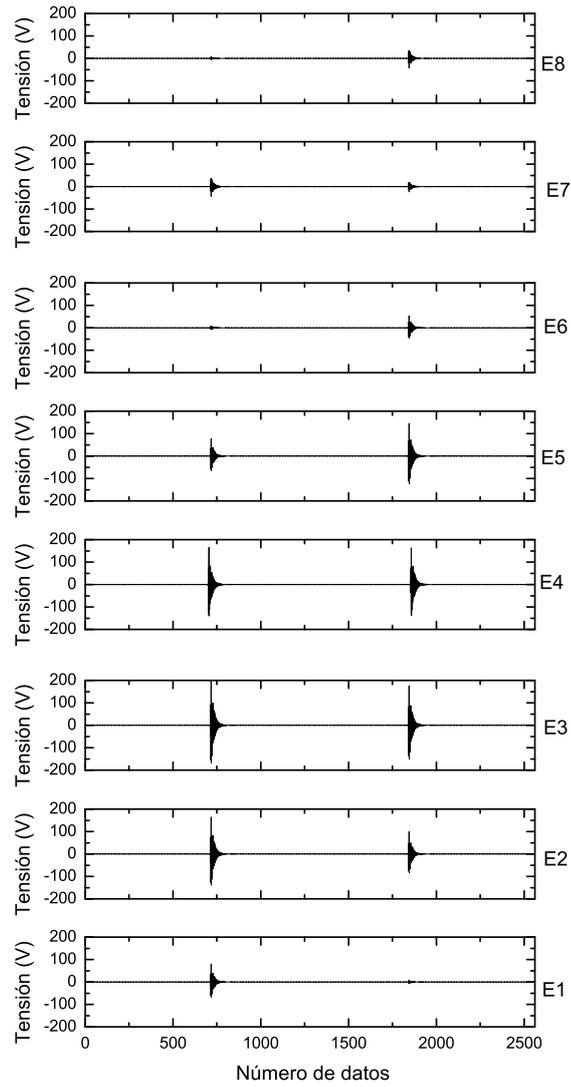


Figura D.124: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método wavelet*

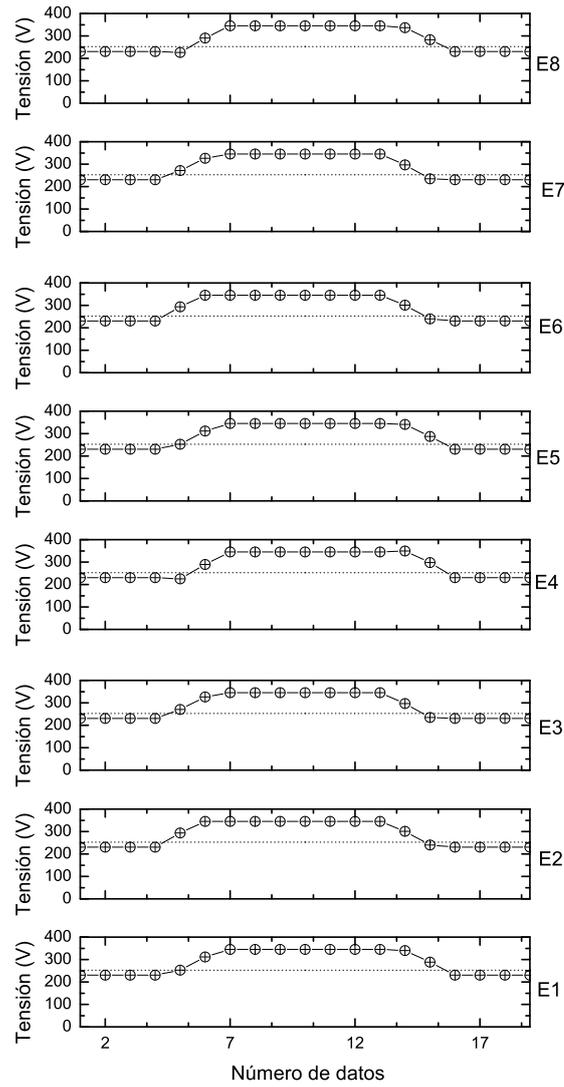


Figura D.125: Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(1/2)}$

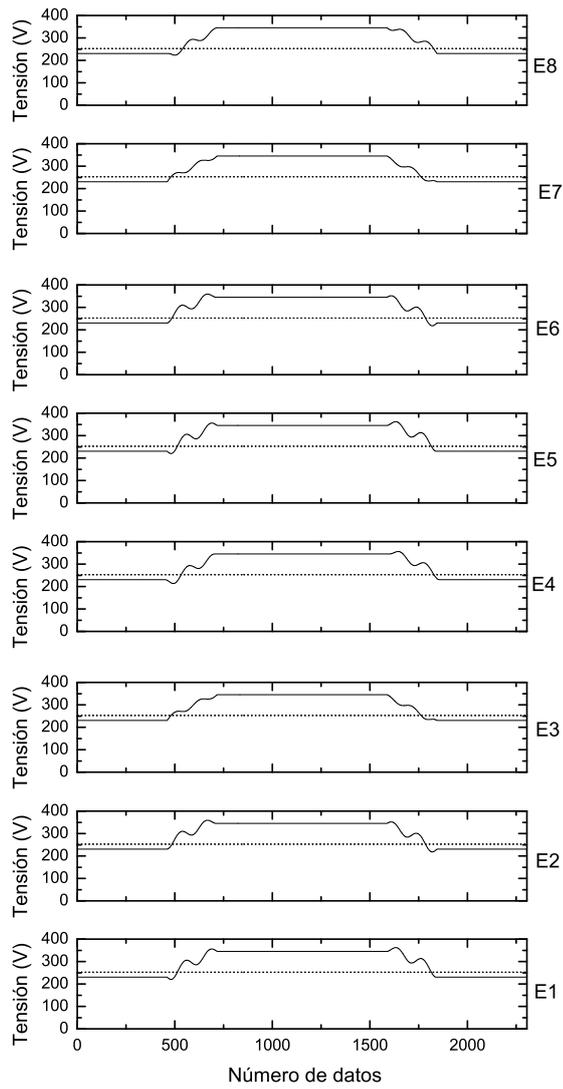


Figura D.126: *Sobretensiones. E1-E8. Fase. Tipo III. Método $U_{rms(m)}$*

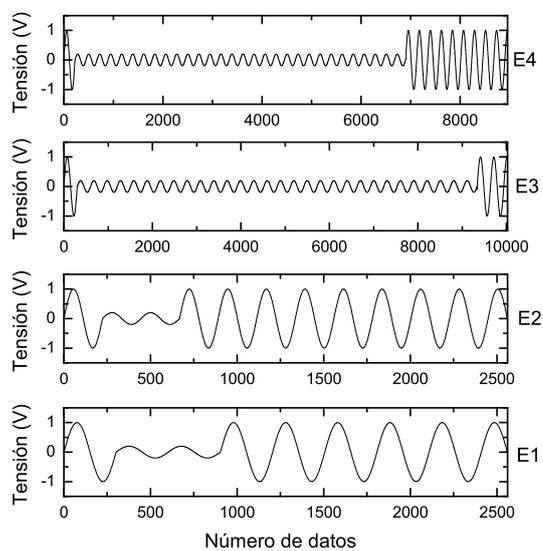


Figura D.127: Verificación de la influencia de la frecuencia

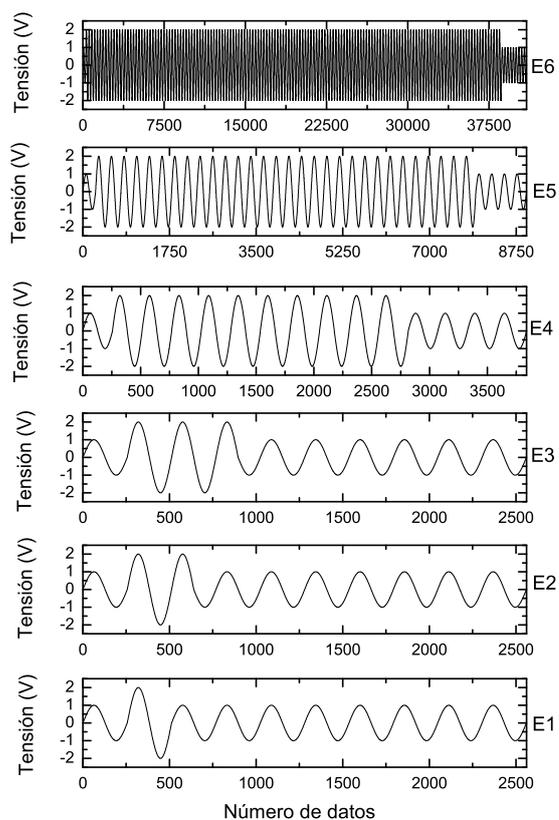


Figura D.128: Verificación de la precisión de amplitud-frecuencia. E1-E6.

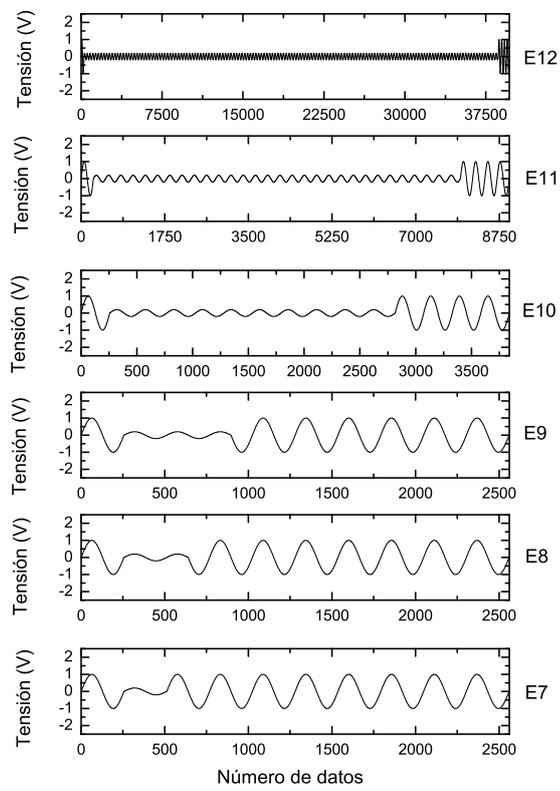


Figura D.129: Verificación de la precisión de amplitud-frecuencia. E7-E12.

Anexo E

Resultados de caracterización de los algoritmos

El presente anexo incluye información derivada de la ejecución del algoritmo wavelet en comparación con los métodos tradicionales de evaluación del contenido armónico (FFT) y de caracterización de eventos de tensión ($U_{rms(1/2)}$ y $U_{rms(m)}$).

En la sección E.1 se muestran los detalles de configuración de las ondas seleccionadas para llevar a cabo la validación del algoritmo wavelet. De la misma manera, la sección E.2 resume los resultados obtenidos tras la ejecución de los algoritmos de detección de eventos, así como información detallada de la ejecución del algoritmo desarrollado.

E.1. Caracterización armónicos de tensión

E.1.1. Armónicos estacionarios

Tabla E.1: *Resultados Test 1. Onda contenido armónico entorno comercial*

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
1	1,0000	0,0	0,7071	0,7071	0,7061
3	0,0089	0,0	0,0063	0,0063	0,0137
5	0,0217	0,0	0,0153	0,0153	0,0157
7	0,0066	0,0	0,0047	0,0047	0,0053

Tabla E.2: *Resultados Test 2. Onda contadores de energía (I)*

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
1	1,0000	0,0	0,7071	0,7071	0,7062
5	0,1000	0,0	0,0707	0,0707	0,0705

Tabla E.3: *Resultados Test 3. Onda según normativa IEEE 519-1992*

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
1	1,0000	0,0	0,7071	0,7071	0,7062
5	0,0659	0,0	0,0466	0,0466	0,0463
7	0,0635	0,0	0,0449	0,0449	0,0447
11	0,0553	0,0	0,0391	0,0391	0,0389
13	0,0509	0,0	0,0360	0,0360	0,0359
17	0,0409	0,0	0,0289	0,0289	0,0288
19	0,0352	0,0	0,0249	0,0249	0,0248
23	0,0316	0,0	0,0223	0,0223	0,0222
25	0,0275	0,0	0,0194	0,0194	0,0193
29	0,0279	0,0	0,0197	0,0197	0,0196
31	0,0255	0,0	0,0180	0,0180	0,0175
35	0,0264	0,0	0,0187	0,0187	0,0186

Tabla E.4: Resultados Test 4. Onda de contadores de energía (II)

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6060	121,7	0,4285	0,4285	0,4281
3	0,3180	-2,8	0,2249	0,2249	0,2242
5	0,1060	171,6	0,0750	0,0750	0,0755
7	0,1060	-8,4	0,0750	0,0750	0,0747
9	0,0640	165,9	0,0453	0,0453	0,0456
11	0,0640	-14,1	0,0453	0,0453	0,0451
13	0,0460	160,3	0,0325	0,0325	0,0326
15	0,0460	-19,7	0,0325	0,0325	0,0319
17	0,0370	154,7	0,0262	0,0262	0,0269
19	0,0370	-25,3	0,0262	0,0262	0,0262
21	0,0300	-149,1	0,0212	0,0212	0,0213
23	0,0300	-30,9	0,0212	0,0212	0,0214
25	0,0260	143,4	0,0184	0,0184	0,0185
27	0,0260	-36,6	0,0184	0,0184	0,0184
29	0,0230	137,8	0,0163	0,0163	0,0161
31	0,0230	-42,2	0,0163	0,0163	0,0124
33	0,0210	132,2	0,0148	0,0148	0,0183
35	0,0210	-47,8	0,0148	0,0148	0,0150
37	0,0190	126,6	0,0134	0,0134	0,0136
39	0,0190	-53,4	0,0134	0,0134	0,0133
41	0,0180	120,9	0,0127	0,0127	0,0128
43	0,0180	-59,1	0,0127	0,0127	0,0127
45	0,0170	115,3	0,0120	0,0120	0,0120
47	0,0170	-64,7	0,0120	0,0120	0,0117
49	0,0170	109,7	0,0120	0,0120	0,0124

Tabla E.5: Resultados Test 5. Onda tipo triangular

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
0	0,5000	0,0	0,5000		
1	0,6366	0,0	0,4501	0,4501	0,4495
3	0,2122	180,0	0,1500	0,1500	0,1502
5	0,1273	0,0	0,0900	0,0900	0,0899
7	0,0909	180,0	0,0643	0,0643	0,0646
9	0,0707	0,0	0,0500	0,0500	0,0498
11	0,0579	180,0	0,0409	0,0409	0,0409
13	0,0490	0,0	0,0346	0,0346	0,0347
15	0,0424	180,0	0,0300	0,0300	0,0307
17	0,0374	0,0	0,0265	0,0265	0,0257
19	0,0335	180,0	0,0237	0,0237	0,0238
21	0,0303	0,0	0,0214	0,0214	0,0214

Continúa en la página siguiente

Tabla E.5 – Continúa desde la página anterior

Armónico	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
23	0,0377	180,0	0,0266	0,0266	0,0266
25	0,0255	0,0	0,0180	0,0180	0,0181
27	0,0236	180,0	0,0167	0,0167	0,0167
29	0,0220	0,0	0,0155	0,0155	0,0156
31	0,0205	180,0	0,0145	0,0145	0,0157
33	0,0193	0,0	0,0136	0,0136	0,0124
35	0,0182	180,0	0,0129	0,0129	0,0128
37	0,0172	0,0	0,0122	0,0122	0,0122
39	0,0163	180,0	0,0115	0,0115	0,0116
41	0,0155	0,0	0,0110	0,0110	0,0110
43	0,0148	180,0	0,0105	0,0105	0,0105
45	0,0141	0,0	0,0100	0,0100	0,0100
47	0,0135	180,0	0,0096	0,0096	0,0098
49	0,0130	0,0	0,0092	0,0092	0,0090

Tabla E.6: Resultados Test 6. Onda diente de sierra

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
0	0,5000	0,0	0,5000	0,0000	0,0000
1	0,3183	180,0	0,2251	0,2251	0,2260
2	0,1592	180,0	0,1125	0,1125	0,1114
3	0,1061	180,0	0,0750	0,0750	0,0740
4	0,0796	180,0	0,0563	0,0563	0,0558
5	0,0637	180,0	0,0450	0,0450	0,0447
6	0,0531	180,0	0,0375	0,0375	0,0373
7	0,0455	180,0	0,0322	0,0322	0,0320
8	0,0398	180,0	0,0281	0,0281	0,0281
9	0,0354	180,0	0,0250	0,0250	0,0250
10	0,0318	180,0	0,0225	0,0225	0,0225
11	0,0289	180,0	0,0205	0,0205	0,0204
12	0,0265	180,0	0,0188	0,0188	0,0188
13	0,0245	180,0	0,0173	0,0173	0,0174
14	0,0227	180,0	0,0161	0,0161	0,0162
15	0,0212	180,0	0,0150	0,0150	0,0145
16	0,0199	180,0	0,0141	0,0141	0,0142
17	0,0187	180,0	0,0132	0,0132	0,0140
18	0,0177	180,0	0,0125	0,0125	0,0127
19	0,0168	180,0	0,0118	0,0118	0,0120
20	0,0159	180,0	0,0113	0,0113	0,0115
21	0,0152	180,0	0,0107	0,0107	0,0109
22	0,0145	180,0	0,0102	0,0102	0,0104
23	0,0138	180,0	0,0098	0,0098	0,0100
24	0,0133	180,0	0,0094	0,0094	0,0096
25	0,0127	180,0	0,0090	0,0090	0,0092

Continúa en la página siguiente

Tabla E.6 – Continúa desde la página anterior

Armónico	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
26	0,0122	180,0	0,0087	0,0087	0,0089
27	0,0118	180,0	0,0083	0,0083	0,0086
28	0,0114	180,0	0,0080	0,0080	0,0083
29	0,0110	180,0	0,0078	0,0078	0,0079
30	0,0106	180,0	0,0075	0,0075	0,0075
31	0,0103	180,0	0,0073	0,0073	0,0064
32	0,0099	180,0	0,0070	0,0070	0,0073
33	0,0096	180,0	0,0068	0,0068	0,0081
34	0,0094	180,0	0,0066	0,0066	0,0072
35	0,0091	180,0	0,0064	0,0064	0,0068
36	0,0088	180,0	0,0063	0,0063	0,0066
37	0,0086	180,0	0,0061	0,0061	0,0064
38	0,0084	180,0	0,0059	0,0059	0,0062
39	0,0082	180,0	0,0058	0,0058	0,0061
40	0,0080	180,0	0,0056	0,0056	0,0059
41	0,0078	180,0	0,0055	0,0055	0,0059
42	0,0076	180,0	0,0054	0,0054	0,0058
43	0,0074	180,0	0,0052	0,0052	0,0056
44	0,0072	180,0	0,0051	0,0051	0,0055
45	0,0071	180,0	0,0050	0,0050	0,0054
46	0,0069	180,0	0,0049	0,0049	0,0054
47	0,0068	180,0	0,0048	0,0048	0,0051
48	0,0066	180,0	0,0047	0,0047	0,0052
49	0,0065	180,0	0,0046	0,0046	0,0053
50	0,0064	180,0	0,0045	0,0045	0,0052

Tabla E.7: Resultados Test 7. Onda cuadrada

Armónico	Configuración			Resultados	
	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
1	1,2732	0,0	0,9003	0,9003	0,9003
3	0,4244	0,0	0,3001	0,3001	0,2977
5	0,2546	0,0	0,1801	0,1801	0,1787
7	0,1819	0,0	0,1286	0,1286	0,1278
9	0,1415	0,0	0,1000	0,1000	0,0995
11	0,1157	0,0	0,0818	0,0818	0,0813
13	0,0979	0,0	0,0693	0,0693	0,0690
15	0,0849	0,0	0,0600	0,0600	0,0594
17	0,0749	0,0	0,0530	0,0530	0,0530
19	0,0670	0,0	0,0474	0,0474	0,0472
21	0,0606	0,0	0,0429	0,0429	0,0426
23	0,0554	0,0	0,0391	0,0391	0,0389
25	0,0509	0,0	0,0360	0,0360	0,0358
27	0,0472	0,0	0,0333	0,0333	0,0332
29	0,0439	0,0	0,0310	0,0310	0,0308

Continúa en la página siguiente

Tabla E.7 – Continúa desde la página anterior

Armónico	Amplitud (V)	Fase (°)	RMS (V)	FFT (V)	Wavelet (V)
31	0,0411	0,0	0,0290	0,0290	0,0287
33	0,0386	0,0	0,0273	0,0273	0,0272
35	0,0364	0,0	0,0257	0,0257	0,0256
37	0,0344	0,0	0,0243	0,0243	0,0243
39	0,0326	0,0	0,0231	0,0231	0,0230
41	0,0311	0,0	0,0220	0,0220	0,0220
43	0,0296	0,0	0,0209	0,0209	0,0210
45	0,0283	0,0	0,0200	0,0200	0,0201
47	0,0271	0,0	0,0192	0,0192	0,0194
49	0,0260	0,0	0,0184	0,0184	0,0187

E.1.2. Armónicos fluctuantes

Tabla E.8: Resultados Test 8. Onda pulso fluctuante perfil constante

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,3183	0,3033	0,3160
3	0,1061	0,1013	0,1058
5	0,0637	0,0607	0,0632
7	0,0454	0,0433	0,0454
9	0,0354	0,0337	0,0350
11	0,0289	0,0276	0,0287
13	0,0245	0,0233	0,0243
15	0,0212	0,0202	0,0216
17	0,0187	0,0179	0,0180
19	0,0168	0,0160	0,0167
21	0,0152	0,0145	0,0151
23	0,0188	0,0180	0,0187
25	0,0127	0,0121	0,0127
27	0,0118	0,0112	0,0117
29	0,0110	0,0105	0,0110
31	0,0103	0,0098	0,0110
33	0,0096	0,0092	0,0088
35	0,0091	0,0087	0,0090
37	0,0086	0,0082	0,0086
39	0,0082	0,0078	0,0081
41	0,0078	0,0074	0,0077
43	0,0074	0,0071	0,0074
45	0,0071	0,0068	0,0071
47	0,0068	0,0065	0,0069
49	0,0065	0,0062	0,0063

Tabla E.9: Resultados Test 9. Onda diente de sierra perfil constante

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
0	0,5000		
1	0,1592	0,1524	0,1600
2	0,0796	0,0751	0,0772
3	0,0530	0,0500	0,0514
4	0,0398	0,0375	0,0386
5	0,0318	0,0300	0,0309
6	0,0265	0,0250	0,0258
7	0,0227	0,0215	0,0221
8	0,0199	0,0188	0,0195

Continúa en la página siguiente

Tabla E.9 – Continúa desde la página anterior

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
9	0,0177	0,0167	0,0174
10	0,0159	0,0151	0,0156
11	0,0145	0,0137	0,0142
12	0,0133	0,0126	0,0130
13	0,0122	0,0116	0,0120
14	0,0114	0,0108	0,0112
15	0,0106	0,0101	0,0101
16	0,0099	0,0094	0,0098
17	0,0094	0,0089	0,0097
18	0,0088	0,0084	0,0088
19	0,0084	0,0080	0,0083
20	0,0080	0,0076	0,0079
21	0,0076	0,0072	0,0075
22	0,0072	0,0069	0,0072
23	0,0069	0,0066	0,0069
24	0,0066	0,0063	0,0066
25	0,0064	0,0061	0,0063
26	0,0061	0,0058	0,0061
27	0,0059	0,0056	0,0058
28	0,0057	0,0054	0,0056
29	0,0055	0,0052	0,0054
30	0,0053	0,0050	0,0051
31	0,0051	0,0049	0,0043
32	0,0050	0,0047	0,0049
33	0,0048	0,0046	0,0055
34	0,0047	0,0044	0,0048
35	0,0045	0,0043	0,0045
36	0,0044	0,0042	0,0044
37	0,0043	0,0041	0,0043
38	0,0042	0,0040	0,0041
39	0,0041	0,0039	0,0040
40	0,0040	0,0038	0,0039
41	0,0039	0,0037	0,0038
42	0,0038	0,0036	0,0037
43	0,0037	0,0035	0,0036
44	0,0036	0,0034	0,0036
45	0,0035	0,0034	0,0035
46	0,0035	0,0033	0,0034
47	0,0034	0,0032	0,0032
48	0,0033	0,0032	0,0033
49	0,0032	0,0031	0,0034
50	0,0032	0,0031	0,0033

Tabla E.10: *Resultados Test 10. Onda cuadrada perfil constante*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6366	0,6075	0,6342
3	0,2122	0,2013	0,2081
5	0,1273	0,1207	0,1248
7	0,0909	0,0862	0,0891
9	0,0707	0,0671	0,0696
11	0,0579	0,0549	0,0568
13	0,0490	0,0464	0,0481
15	0,0424	0,0402	0,0414
17	0,0374	0,0355	0,0370
19	0,0335	0,0318	0,0329
21	0,0303	0,0288	0,0298
23	0,0277	0,0263	0,0272
25	0,0255	0,0242	0,0250
27	0,0236	0,0224	0,0232
29	0,0220	0,0209	0,0216
31	0,0205	0,0195	0,0201
33	0,0193	0,0183	0,0192
35	0,0182	0,0173	0,0180
37	0,0172	0,0164	0,0171
39	0,0163	0,0156	0,0162
41	0,0155	0,0148	0,0155
43	0,0148	0,0141	0,0148
45	0,0141	0,0135	0,0142
47	0,0135	0,0130	0,0137
49	0,0130	0,0126	0,0133

Tabla E.11: *Resultados Test 11. Onda fluctuante contador perfil lineal*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,5940	0,5852	0,5954
5	0,0594	0,0585	0,0594

Tabla E.12: *Resultados Test 12. Onda fluctuante IEEE 519-1992 lineal*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,5940	0,5852	0,5954
5	0,0392	0,0386	0,0391

Continúa en la página siguiente

Tabla E.12 – Continúa desde la página anterior

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
7	0,0377	0,0372	0,0377
11	0,0329	0,0324	0,0328
13	0,0302	0,0298	0,0303
17	0,0243	0,0239	0,0243
19	0,0209	0,0206	0,0209
23	0,0188	0,0185	0,0188
25	0,0163	0,0161	0,0163
29	0,0166	0,0163	0,0166
31	0,0151	0,0149	0,0148
35	0,0157	0,0155	0,0157

Tabla E.13: Resultados Test 13. Onda cuadrada fluctuante perfil lineal

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6822	0,6675	0,6840
3	0,2274	0,2220	0,2263
5	0,1364	0,1333	0,1359
7	0,0974	0,0951	0,0970
9	0,0758	0,0740	0,0756
11	0,0620	0,0606	0,0618
13	0,0525	0,0512	0,0523
15	0,0455	0,0444	0,0451
17	0,0401	0,0392	0,0402
19	0,0359	0,0351	0,0358
21	0,0325	0,0317	0,0324
23	0,0297	0,0290	0,0296
25	0,0273	0,0267	0,0272
27	0,0253	0,0247	0,0252
29	0,0235	0,0230	0,0235
31	0,0220	0,0215	0,0220
33	0,0207	0,0202	0,0206
35	0,0195	0,0190	0,0195
37	0,0184	0,0180	0,0184
39	0,0175	0,0171	0,0175
41	0,0166	0,0163	0,0167
43	0,0159	0,0155	0,0159
45	0,0152	0,0148	0,0153
47	0,0145	0,0142	0,0148
49	0,0139	0,0137	0,0141

Tabla E.14: *Resultados Test 14. Onda contadores perfil exponencial*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,5371	0,5279	0,5380
5	0,0538	0,0529	0,0538

Tabla E.15: *Resultados Test 15. Onda IEEE 519-1992 exponencial*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,4393	0,4230	0,4390
5	0,0289	0,0280	0,0288
7	0,0279	0,0266	0,0275
11	0,0243	0,0233	0,0240
13	0,0223	0,0215	0,0222
17	0,0179	0,0172	0,0178
19	0,0154	0,0148	0,0153
23	0,0139	0,0133	0,0138
25	0,0121	0,0116	0,0120
29	0,0122	0,0118	0,0122
31	0,0112	0,0108	0,0109
35	0,0116	0,0112	0,0116

Tabla E.16: *Resultados Test 16. Onda cuadrada perfil exponencial*

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,5593	0,5385	0,5595
3	0,1862	0,1778	0,1833
5	0,1117	0,1072	0,1106
7	0,0798	0,0764	0,0787
9	0,0620	0,0595	0,0615
11	0,0508	0,0486	0,0502
13	0,0430	0,0412	0,0425
15	0,0372	0,0357	0,0367
17	0,0328	0,0315	0,0327
19	0,0294	0,0282	0,0291
21	0,0266	0,0255	0,0263
23	0,0243	0,0233	0,0241
25	0,0223	0,0214	0,0221
27	0,0207	0,0198	0,0205
29	0,0193	0,0185	0,0191

Continúa en la página siguiente

Tabla E.16 – Continúa desde la página anterior

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
31	0,0180	0,0173	0,0180
33	0,0169	0,0162	0,0167
35	0,0160	0,0153	0,0158
37	0,0151	0,0145	0,0150
39	0,0143	0,0138	0,0142
41	0,0136	0,0131	0,0136
43	0,0130	0,0125	0,0130
45	0,0124	0,0119	0,0125
47	0,0119	0,0114	0,0121
49	0,0114	0,0110	0,0115

E.1.3. Armónicos con ruido

Tabla E.17: Resultados armónicos ruido. Onda contadores con $SNR = 30$ dB

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6227	0,6177	0,6230
5	0,0622	0,0626	0,0630

Tabla E.18: Resultados armónicos ruido. Onda contadores con $SNR = 25$ dB

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6227	0,6178	0,6246
5	0,0622	0,0610	0,0612

Tabla E.19: Resultados armónicos ruido. Onda contadores con $SNR = 20$ dB

Armónico	RMS (V)	Resultados	
		FFT (V)	Wavelet (V)
1	0,6227	0,6186	0,6223
5	0,0622	0,0606	0,0633

E.2. Caracterización eventos de tensión

E.2.1. Variaciones de amplitud

E.2.1.1. Interrupciones de tensión

Tabla E.20: *Variaciones de amplitud. Tipo I. Interrupciones de tensión*

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,781	55,781	55,781	55,781	55,781
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,828	143,828	143,828	143,828	143,828
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	10,000	7,500	5,000	2,500	0,000
$RMS_m(\%)$	10,000	7,500	5,000	2,500	0,000
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabla E.21: *Variaciones de amplitud. Tipo I. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a interrupciones de tensión*

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E2	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E3	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000
E4	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000
E5	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.22: *Variaciones de amplitud. Tipo II. Interrupciones de tensión*

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,781	55,781	55,781	55,781	55,781
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,828	143,828	143,828	143,828	143,828
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	12,848	11,028	9,516	8,482	8,107
$RMS_m(\%)$	12,848	11,028	9,516	8,482	8,107
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabla E.23: Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a interrupciones de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E2	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E3	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E4	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000
E5	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.24: Variaciones de amplitud. Tipo III. Interrupciones de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5
$Inicio_t$ (ms)	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m$ (ms)	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938
$Final_t$ (ms)	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m$ (ms)	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984
D_t (ms)	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
D_m (ms)	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
ϵ_d (μ s)	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
RMS_t (%)	11,355	9,224	7,326	5,894	5,317
RMS_m (%)	11,313	9,185	7,294	5,874	5,317
ϵ_{RMS} (%)	0,042	0,038	0,032	0,020	0,000

Tabla E.25: Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a interrupciones de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	19,953	0,047	0,042	0,042	0,042
E2	28,000	19,953	0,047	0,039	0,039	0,038
E3	28,000	19,875	0,047	0,032	0,032	0,032
E4	28,000	19,797	0,047	0,020	0,020	0,020
E5	28,000	19,797	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.29: Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	11,516	0,047	0,000	0,237	0,000
E2	18,000	0,266	0,047	0,000	0,000	0,000
E3	8,000	1,375	0,047	0,000	0,000	0,000
E4	8,000	2,625	0,047	0,001	0,001	0,000
E5	8,000	3,797	0,203	0,000	0,000	0,000
E6	8,000	4,656	0,203	0,000	0,000	0,000
E7	8,000	5,672	0,203	0,000	0,000	0,000
E8	8,000	6,531	0,047	0,000	0,000	0,000
E9	8,000	7,156	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.30: Variaciones de amplitud. Tipo III. Huecos de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8	E9
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	90,077	80,111	70,150	60,198	50,259	40,343	30,472	20,713	11,355
$RMS_m(\%)$	90,030	80,064	70,103	60,151	50,212	40,296	30,426	20,667	11,313
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,047	0,047	0,047	0,047	0,047	0,047	0,046	0,046	0,042

Tabla E.31: Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	11,281	0,047	0,047	1,158	0,047
E2	18,000	0,266	0,047	0,047	0,047	0,047
E3	8,000	1,375	0,047	0,047	0,047	0,047
E4	8,000	2,781	0,047	0,047	0,047	0,047
E5	8,000	3,953	0,047	0,047	0,047	0,047
E6	8,000	4,969	0,047	0,047	0,047	0,047
E7	8,000	5,906	0,047	0,046	0,046	0,046
E8	8,000	6,766	0,047	0,046	0,046	0,046
E9	8,000	7,234	0,047	0,042	0,042	0,042

Tabla E.35: Variaciones de amplitud. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	8,000	10,828	0,109	6,388	11,177	0,000
E2	2,000	11,688	0,109	4,240	9,979	0,000
E3	2,000	12,391	0,109	2,243	8,943	0,000
E4	2,000	12,938	0,109	0,370	8,037	0,000
E5	2,000	13,406	0,109	0,000	7,235	0,000
E6	12,000	15,359	0,125	0,000	4,270	0,000

Tabla E.36: Variaciones de amplitud. Tipo III. Sobretensiones

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,828	143,828	143,828	143,984	143,984	143,906
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	87,891	87,891	87,891	88,047	88,047	87,969
$\epsilon_d(\mu s)$	-109,375	-109,375	-109,375	46,875	46,875	-31,250
$RMS_t(\%)$	110,020	119,995	129,972	139,950	149,929	199,835
$RMS_m(\%)$	109,973	119,948	129,925	139,903	149,882	199,788
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,047	0,047	0,047	0,047	0,047	0,047

Tabla E.37: Variaciones de amplitud. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	8,000	10,516	0,109	5,623	11,519	0,047
E2	2,000	11,688	0,109	3,470	10,263	0,047
E3	2,000	12,469	0,109	1,467	9,143	0,047
E4	2,000	13,094	0,047	0,047	8,154	0,047
E5	2,000	13,562	0,047	0,047	7,328	0,047
E6	12,000	15,281	0,031	0,047	4,249	0,047

Tabla E.41: Variaciones de duración. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a interrupciones de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	NaN	NaN	0,078	22,017	22,017	0,000
E2	30,000	19,922	0,078	0,000	0,000	0,000
E3	25,000	19,609	0,234	0,000	0,000	0,000
E4	20,000	17,891	0,156	0,000	0,000	0,000
E5	30,000	19,922	0,078	0,000	0,000	0,000
E6	20,000	17,891	0,000	0,000	0,000	0,000

Tabla E.42: Variaciones de duración. Tipo III. Interrupciones de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6
$Inicio_t(ms)$	92,500	85,000	77,500	70,000	55,000	40,000
$Inicio_m(ms)$	92,422	84,844	77,422	69,844	54,922	39,906
$Final_t(ms)$	107,500	115,000	122,500	130,000	145,000	160,000
$Final_m(ms)$	107,500	114,922	122,500	129,953	145,000	159,859
$D_t(ms)$	15,000	30,000	45,000	60,000	90,000	120,000
$D_m(ms)$	15,078	30,078	45,078	60,109	90,078	119,953
$\epsilon_d(\mu s)$	78,125	78,125	78,125	109,375	78,125	-46,875
$RMS_t(\%)$	7,312	7,302	7,321	7,290	7,352	7,346
$RMS_m(\%)$	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,018	0,008	0,027	-0,004	0,058	0,052

Tabla E.43: Variaciones de duración. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a interrupciones de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	NaN	NaN	0,078	23,053	23,053	0,018
E2	30,000	19,844	0,078	0,008	0,008	0,008
E3	25,000	19,766	0,078	0,027	0,027	0,027
E4	22,000	19,031	0,109	0,004	0,004	0,004
E5	30,000	19,922	0,078	0,058	0,058	0,058
E6	22,000	19,031	0,047	0,052	0,052	0,052

Tabla E.47: Variaciones de duración. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	5,000	14,141	0,078	0,576	0,571	0,000
E2	10,000	14,688	0,078	0,000	0,000	0,000
E3	5,000	4,219	0,078	0,000	0,000	0,000
E4	0,000	8,984	0,078	0,001	0,001	0,000
E5	10,000	15,078	0,078	0,000	0,000	0,000
E6	0,000	8,984	0,000	0,000	0,004	0,000

Tabla E.48: Variaciones de duración. Tipo III. Huecos de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6
$Inicio_t(ms)$	92,500	85,000	77,500	70,000	55,000	40,000
$Inicio_m(ms)$	92,422	84,844	77,422	69,938	54,922	39,922
$Final_t(ms)$	107,500	115,000	122,500	130,000	145,000	160,000
$Final_m(ms)$	107,500	114,922	122,500	129,984	145,000	160,000
$D_t(ms)$	15,000	30,000	45,000	58,000	90,000	125,000
$D_m(ms)$	15,078	30,078	45,078	58,047	90,078	125,078
$\epsilon_d(\mu s)$	78,125	78,125	78,125	46,875	78,125	78,125
$RMS_t(\%)$	60,177	60,163	60,190	60,238	60,235	60,190
$RMS_m(\%)$	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,026	0,012	0,039	0,088	0,084	0,039

Tabla E.49: Variaciones de duración. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	5,000	14,141	0,078	0,148	0,148	0,026
E2	10,000	15,078	0,078	0,012	0,012	0,012
E3	5,000	4,219	0,078	0,040	0,040	0,039
E4	2,000	11,062	0,047	0,334	0,362	0,088
E5	10,000	15,078	0,078	0,084	0,084	0,084
E6	5,000	4,219	0,078	0,040	0,040	0,039

Tabla E.53: Variaciones de duración. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	5,000	13,516	0,078	15,434	12,027	0,000
E2	10,000	10,781	0,078	0,000	4,106	0,000
E3	5,000	15,312	0,000	0,000	3,560	0,000
E4	0,000	11,797	0,078	0,000	0,213	0,000
E5	10,000	10,859	0,078	0,000	4,096	0,000
E6	0,000	11,562	0,156	0,000	0,007	0,000

Tabla E.54: Variaciones de duración. Tipo III. Sobretensiones

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6
$Inicio_t(ms)$	92,500	85,000	77,500	70,000	55,000	40,000
$Inicio_m(ms)$	92,422	84,844	77,422	70,000	54,922	40,000
$Final_t(ms)$	107,500	115,000	122,500	130,000	145,000	160,000
$Final_m(s)$	107,344	114,922	122,422	130,109	145,000	160,000
$D_t(ms)$	15,000	30,000	45,000	60,000	90,000	120,000
$D_m(ms)$	14,922	30,078	45,000	60,109	90,078	120,000
$\epsilon_d(\mu s)$	-78,125	78,125	0,000	109,375	78,125	0,000
$RMS_t(\%)$	149,908	149,894	149,921	149,876	149,967	149,921
$RMS_m(\%)$	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,026	0,012	0,039	-0,006	0,085	0,039

Tabla E.55: Variaciones de duración. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	5,000	13,203	0,078	15,753	12,323	0,026
E2	10,000	10,781	0,078	0,012	3,985	0,012
E3	5,000	15,312	0,000	0,039	3,675	0,039
E4	2,000	9,797	0,109	0,006	0,951	0,006
E5	10,000	10,781	0,078	0,085	3,876	0,085
E6	5,000	15,312	0,000	0,039	3,675	0,039

Tabla E.59: Variaciones de fase. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a interrupciones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E2	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E3	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E4	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E5	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E6	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E7	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000
E8	28,000	19,953	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.60: Variaciones de fase. Tipo III. Interrupciones de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	7,326	7,378	7,380	7,332	7,262	7,210	7,207	7,256
$RMS_m(\%)$	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294	7,294
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,032	0,083	0,086	0,038	-0,032	-0,084	-0,087	-0,038

Tabla E.61: Variaciones de fase. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a interrupciones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	28,000	19,875	0,047	0,032	0,032	0,032
E2	28,000	19,875	0,047	0,084	0,084	0,083
E3	28,000	19,875	0,047	0,086	0,086	0,086
E4	28,000	19,875	0,047	0,038	0,038	0,038
E5	28,000	19,875	0,047	0,032	0,032	0,032
E6	28,000	19,875	0,047	0,084	0,084	0,084
E7	28,000	19,875	0,047	0,087	0,087	0,087
E8	28,000	19,875	0,047	0,038	0,038	0,038

Tabla E.65: Variaciones de fase. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	8,000	2,625	0,047	0,001	0,001	0,000
E2	8,000	2,781	0,203	0,001	0,001	0,000
E3	8,000	3,562	0,047	0,001	0,001	0,000
E4	8,000	3,406	0,047	0,001	0,001	0,000
E5	8,000	2,625	0,047	0,000	0,000	0,000
E6	8,000	2,781	0,047	0,001	0,001	0,000
E7	8,000	3,797	0,047	0,000	0,000	0,000
E8	8,000	3,562	0,203	0,000	0,000	0,000

Tabla E.66: Variaciones de fase. Tipo III. Huecos de tensión

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938	55,938
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,984	143,984	143,828	143,984	143,984	143,984	143,984	143,984
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	87,891	88,047	88,047	88,047	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	-109,375	46,875	46,875	46,875	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	60,198	60,273	60,276	60,206	60,104	60,028	60,025	60,095
$RMS_m(\%)$	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151	60,151
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,047	0,122	0,125	0,055	-0,047	-0,122	-0,126	-0,056

Tabla E.67: Variaciones de fase. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a huecos de tensión

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	8,000	2,781	0,047	0,047	0,047	0,047
E2	8,000	2,938	0,047	0,123	0,123	0,122
E3	8,000	3,953	0,109	0,125	0,125	0,125
E4	8,000	3,719	0,047	0,055	0,055	0,055
E5	8,000	2,781	0,047	0,047	0,047	0,047
E6	8,000	2,938	0,047	0,122	0,122	0,122
E7	8,000	3,953	0,047	0,126	0,126	0,126
E8	8,000	3,719	0,047	0,056	0,056	0,056

Tabla E.71: Variaciones de fase. Tipo II. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	2,000	13,406	0,109	0,000	7,235	0,000
E2	2,000	13,562	0,047	0,000	6,502	0,000
E3	2,000	12,156	0,047	0,000	0,000	0,000
E4	2,000	12,391	0,047	0,000	0,001	0,000
E5	12,000	13,875	0,047	0,000	7,823	0,000
E6	2,000	13,328	0,031	0,551	5,767	0,000
E7	2,000	11,922	0,047	0,000	0,000	0,000
E8	2,000	12,312	0,047	0,000	0,000	0,000

Tabla E.72: Variaciones de fase. Tipo III. Sobretensiones

Parámetro	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8
$Inicio_t(ms)$	56,000	56,000	56,000	55,000	56,000	56,000	56,000	56,000
$Inicio_m(ms)$	55,938	55,938	55,938	54,922	55,938	55,859	55,859	55,859
$Final_t(ms)$	144,000	144,000	144,000	145,000	144,000	144,000	144,000	144,000
$Final_m(ms)$	143,984	143,984	143,984	145,000	143,984	143,984	143,906	143,906
$D_t(ms)$	88,000	88,000	88,000	90,000	88,000	88,000	88,000	88,000
$D_m(ms)$	88,047	88,047	88,047	90,078	88,047	88,125	88,047	88,047
$\epsilon_d(\mu s)$	46,875	46,875	46,875	78,125	46,875	125,000	46,875	46,875
$RMS_t(\%)$	149,929	150,005	150,008	149,980	149,835	149,834	149,833	149,861
$RMS_m(\%)$	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882	149,882
$\epsilon_{RMS}(\%)$	0,047	0,123	0,126	0,098	-0,047	-0,048	-0,049	-0,021

Tabla E.73: Variaciones de fase. Tipo III. Comparación de los distintos métodos de medida para ondas de entrada correspondientes a sobretensiones

Ensayo	Error duración, $ \epsilon_d $ [ms]			Error valor eficaz, $ \epsilon_{RMS} $ [%]		
	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet	$U_{rms(1/2)}$	$U_{rms(m)}$	Wavelet
E1	2,000	13,562	0,047	0,047	7,328	0,047
E2	2,000	13,406	0,047	0,074	6,038	0,123
E3	2,000	12,000	0,047	0,126	0,126	0,126
E4	0,000	11,016	0,078	1,587	4,628	0,098
E5	2,000	13,562	0,047	0,047	7,472	0,047
E6	2,000	13,406	0,125	0,048	6,210	0,048
E7	2,000	11,922	0,047	0,049	0,049	0,049
E8	2,000	12,312	0,047	0,021	0,021	0,021

E.3. Verificación de la medida de eventos

Tabla E.74: Resultados de los ensayos para la verificación de la influencia de la frecuencia de la red

Ensayo	Valores teóricos			Valores medidos		
	Muestra inicio	Muestra final	Duración (ciclos)	Muestra inicio	Muestra final	Duración (ciclos)
E1	301	903	2,00	302	915	2,03
E2	223	669	2,00	226	671	1,99
E3	301	9331	30,00	302	9334	30,00
E4	223	6913	30,00	226	6915	29,99

Tabla E.75: Resultados de los ensayos de verificación de la precisión amplitud-frecuencia

Ensayo	Duración						Amplitud	
	Valores teóricos			Valores medidos			Valor eficaz (%)	
	Muestra inicio	Muestra final	Duración (ciclos)	Muestra inicio	Muestra final	Duración (ciclos)	Valor teórico	Valor medido
E1	256	512	1,00	258	513	0,99	200,00	200,19
E2	256	640	1,50	258	642	1,50	200,00	200,00
E3	256	896	2,50	258	898	2,50	200,00	200,00
E4	256	2818	10,00	258	2817	9,99	200,00	200,04
E5	256	7936	30,00	258	7937	29,99	200,00	200,01
E6	256	38 656	150,00	258	38 657	149,99	200,00	200,00
E7	256	512	1,00	226	514	1,00	20,00	20,01
E8	256	640	1,50	226	641	1,50	20,00	20,03
E9	256	896	2,50	226	897	2,50	20,00	20,02
E10	256	2818	10,00	226	2818	10,00	20,00	20,00
E11	256	7936	30,00	226	7938	30,00	20,00	20,00
E12	256	38 656	150,00	226	38 658	150,00	20,00	20,00

Anexo F

Publicaciones científicas

El presente anexo muestra, de forma cronológica, la aportación a la comunidad científica referente a la participación en proyectos internacionales, congresos y publicaciones en revistas científicas relevantes a partir del conocimiento adquirido y generado mediante la realización de la presente tesis.

- **Abril 2008 - Marzo 2011.** Participación en el proyecto europeo EMRP iMERA-Plus “Power and Energy” de la red EURAMET (Tarea 3.3, “Development of Accurate Sampling Techniques and Analysis in Support of Power Quality”), en calidad de asesor técnico del CEM, para el desarrollo de nuevos algoritmos de medida armónica basados en la transformada wavelet.
- **Octubre 2011.** Participación mediante ponencia oral en el “15th International Congress of Metrology” (París, Francia) [158].
- **Marzo 2012.** Participación mediante artículo científico en el “International Conference on Renewable Energies and Power Quality” ICREPQ [159].
- **Octubre 2015.** Artículo científico enviado a la revista “Electric Power Systems Research” (Elsevier) (pendiente de revisión) [160]
- **Octubre 2015.** Artículo científico enviado a la revista “Transactions on Instrumentation and Measurement” (IEEE) (pendiente de revisión) [161]

Bibliografía

- [1] H. Ma y A. A. Girgis, "Identification and tracking of harmonic sources in a power system using a Kalman filter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 3, pp. 1659–1665, 1996.
- [2] IEC, "IEC 61000-4-30 ed3.0 - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods," 2015.
- [3] J. Barros, R. I. Diego, y M. de Apraiz, "Applications of wavelet transforms in electric power quality: Harmonic distortion," in *2011 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*. IEEE, sep 2011, pp. 13–18.
- [4] K. V. Bhadane, M. S. Ballal, y R. M. Moharil, "Wavelet transform based power quality analysis of grid connected wind farm - An investigation of Power Quality Disturbances," in *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*. IEEE, jan 2014, pp. 1–6.
- [5] S. Nath y P. Sinha, "Measurement of power quality under nonsinusoidal condition using wavelet and fuzzy logic," *Power Systems, 2009. ICPS '09. International Conference on*, pp. 25–30, 2009.
- [6] W. Ji-dong, "Detection of Power Quality Disturbance Based on Binary Wavelet Transform," *Proceedings of the CSU-EPAS*, vol. 1, pp. 1–3, 2007.
- [7] M. Stéphane, *A Wavelet Tour of Signal Processing*. Elsevier, 2009.
- [8] Z. L. Z. Li, J. S. J. Shen, P. W. P. Wei, y T. L. T. Li, "A Voltage Fluctuation and Flicker Monitoring System Based on Wavelet Transform," *2008 Workshop on Power Electronics and Intelligent Transportation System*, pp. 310–314, 2008.
- [9] S. Meyer, "Power quality event analysis using wavelet feature based fuzzy classification," *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, 2008.
- [10] A. Nassif y T. Tayjasant, "Flicker representation via STFT and wavelets," *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1–7, 2006.
- [11] S. Santoso, W. M. Grady, S. Member, E. J. E. Powers, J. Lamoree, y S. C. S. Bhatt, "Characterization of distribution power quality events with Fourier and wavelet transforms," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 247–254, 2000.

- [12] Zhou Wenhui, Lin Lili, Ye Xiuqing, y GuWeikang, "Wavelet transform based new methods for voltage flicker signal and harmonic detection," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, vol. 1. IEEE, 2003, pp. 805–810.
- [13] J. Driesen y R. Belmans, "Time-frequency analysis in power measurement using complex wavelets," *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353)*, vol. 5, pp. 681–684, 2002.
- [14] S.-p. Lu, X.-j. Yang, y X.-r. Zhao, "The application of modeling and prediction with MRA wavelet network," *Journal of Marine Science and Application*, vol. 3, no. 1, pp. 20–23, 2004.
- [15] J. Eynard, S. Grieu, y M. Polit, "Wavelet-based multi-resolution analysis and artificial neural networks for forecasting temperature and thermal power consumption," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 24, pp. 501–516, 2011.
- [16] K. K. Minu, M. C. Lineesh, y C. J. John, "Wavelet Neural Networks for Non-linear Time Series Analysis," *Applied Mathematical Sciences*, vol. 4, no. 50, pp. 2485–2495, 2010.
- [17] S.-x. Zhu y H. Liu, "Simulation study of Power Harmonic Based on Daubechies Wavelet," in *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment*. IEEE, nov 2010, pp. 1–4.
- [18] C. Yuan, X. Li, X. Zhao, y W. Wang, "Research of the Harmonic Detection Method Based on Wavelet Transform," in *2011 International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (CASE)*. IEEE, jul 2011, pp. 1–4.
- [19] W. G. Morsi y M. E. El-Hawary, "Suitable Mother Wavelet for Harmonics and Interharmonics Measurements Using Wavelet Packet Transform," in *2007 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. IEEE, 2007, pp. 748–752.
- [20] Y. X. Y. Xia y X. W. X. Weicheng, "Research of the Power Harmonic Detection Method Based on Wavelet Packet Transform," *Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2010 International Conference on*, vol. 2, pp. 1–4, 2010.
- [21] S. W. S. Wu, Z. P. Z. Piao, J. J. J. Ji, X. L. X. Li, B. H. B. Hu, y P. Y. P. Yang, "Harmonics Detection in Electric Power Systems Based on Wavelet Packet Transform," *Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 2010 International Conference on*, vol. 2, pp. 425–427, 2010.
- [22] S. Kamble, C. A. Naik, y P. Kundu, "Detection of simultaneous transient and harmonics disturbances employing discrete wavelet transform," in *2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy*. IEEE, jun 2013, pp. 1–5.
- [23] A. S. Yilmaz, A. Subasi, M. Bayrak, V. M. Karsli, y E. Ercelebi, "Application of lifting based wavelet transforms to characterize power quality events," *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 1, pp. 112–123, 2007.

- [24] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*. John Wiley and Sons Ltd, 2008.
- [25] M. H. J. Bollen, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2006, 2006.
- [26] AENOR, “UNE-EN 50160:2011 - Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución,” 2011.
- [27] National Physics Laboratory, “Power Quality Waveform Library.” [Online]. Available: <http://resource.npl.co.uk/waveform/>
- [28] IEC, “IEC 62586-2:2013 - Power quality measurement in power supply systems - Part 2: Functional tests and uncertainty requirements,” 2013.
- [29] IEEE, “IEEE 1100:2005 - IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment,” 2005.
- [30] T. Ise, Y. Hayashi, y K. Tsuji, “Definitions of power quality levels and the simplest approach for unbundled power quality services,” *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)*, vol. 2, 2000.
- [31] H. Siahkali, “Power quality indexes for continue and discrete disturbances in a distribution area,” *PECon 2008 - 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, no. PECon 08, pp. 678–683, 2008.
- [32] A. Broshi, “Monitoring power quality beyond EN 50160 and IEC 61000-4-30,” *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, EPQU*, 2007.
- [33] A. M. A. Haidar, C. Benachaiba, F. A. F. Ibrahim, y K. Hawari, “Parameters evaluation of Unified Power Quality Conditioner,” *2011 Ieee International Conference on Electroinformation Technology*, pp. 1–6, 2010.
- [34] IEC, “IEC 60050-161:1990, International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility,” 1990.
- [35] C. L. C. Li, Y. S. Y. Sun, y X. C. X. Chen, “Analysis of the blackout in Europe on November 4, 2006,” *2007 International Power Engineering Conference (IPEC 2007)*, pp. 939–944, 2007.
- [36] F. J. Azcondo, a. Ortiz, M. Mañana, F. J. Díaz, C. Brañas, C. Renedo, S. Pérez, F. Delgado, y R. Casanueva, “Effects of flicker on different types of 150-W high-pressure sodium lamps and ballasts,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, no. 1, pp. 833–838, 2007.
- [37] B. Lehman, A. Wilkins, S. Berman, M. Poplawski, y N. Johnson Miller, “Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, pp. 2865–2872, 2011.
- [38] E. Simonson y J. Brozek, “Flicker Fusion Frequency: Background and Applications,” *Physiol Rev*, vol. 32, no. 3, pp. 349–378, jul 1952.

- [39] A. Silk, "Flicker and electroclinical syndromes: the effects of migraine variants in control room situations and on drivers," in *People in Control. Human Factors in Control Room Design*. Institution of Engineering and Technology, 2001, pp. 316–320.
- [40] AENOR, "UNE-EN 61000-4-15:2012 - Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-15: Técnicas de ensayo y de medida. Medidor de flicker. Especificaciones funcionales y de diseño." 2012.
- [41] L. Brieger, "Effect of voltage dip duration on cyclic light flicker," *Electrical Engineering*, vol. 70, no. 8, pp. 685–689, 1951.
- [42] AENOR, "UNE-EN 61000-3-3:2009 - Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-3: Límites. Limitación de las variaciones de tensión, fluctuaciones de tensión y flicker en las redes públicas de suministro de baja tensión para equipos con corriente asignada ≤ 16 A," 2009.
- [43] D. Gallo, C. Landi, y M. Luiso, "Accuracy Analysis of Voltage Dip Measurement," *XIX IMEKO World Congress, Portugal*, pp. 743–748, 2009.
- [44] M. Artioli, G. Pasini, L. Peretto, R. Sasdelli, y F. Filippetti, "Low-cost DSP-based equipment for the real-time detection of transients in power systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 4, pp. 933–939, 2004.
- [45] A. Ferrero y S. Salicone, "An easy VI program to detect transient disturbances in the supply voltage," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 4, pp. 1471–1474, 2005.
- [46] A. Ametani y K. Imanishi, "Development of exponential Fourier transform and its application to electrical transients," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 126, no. 1, p. 51, 1979.
- [47] F. B. Costa, "Boundary Wavelet Coefficients for Real-Time Detection of Transients Induced by Faults and Power-Quality Disturbances," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 6, pp. 2674–2687, 2014.
- [48] J. Barros, M. Apraiz, y R. I. Diego, "Review of signal processing techniques for detection of transient disturbances in voltage supply systems," *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013 IEEE International*, pp. 450–455, 2013.
- [49] N. W. A. Lidula y A. D. Rajapakse, "A pattern-recognition approach for detecting power islands using transient signals-part II: Performance evaluation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1071–1080, 2012.
- [50] Z. L. Gaing, "Wavelet-based neural network for power disturbance recognition and classification," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 4, pp. 1560–1568, 2004.
- [51] A. Gaouda y M. Salama, "Power quality detection and classification using wavelet-multiresolution signal decomposition," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 1469–1476, 1999.

- [52] S. K. Meher, "A novel power quality event classification using slantlet transform and fuzzy logic," *2008 Joint International Conference on Power System Technology POWERCON and IEEE Power India Conference, POWERCON 2008*, pp. 0–3, 2008.
- [53] F. Barrero, *Sistemas de energía eléctrica*. Ediciones Paraninfo, 2004.
- [54] R. Burch, G. Chang, C. Hatziadoniu, M. Grady, Y. Liu, M. Marz, T. Ortmeyer, S. Ranade, P. Ribeiro, y W. Xu, "Impact of aggregate linear load modeling on harmonic analysis: A comparison of common practice and analytical models," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 2, pp. 625–630, 2003.
- [55] IEC, "IEC 61000-4-7 ed2.0 - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto," 2003.
- [56] L. Yang, C. Y. Wang, y Z. C. Wu, "Research on the selection of wavelet bases for wavelet-based signal trend elimination," *2012 International Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing, ICWAMTIP 2012*, pp. 20–24, 2012.
- [57] A. Bruce, D. Donoho, y H.-Y. Gao, "Wavelet analysis [for signal processing]," *IEEE Spectrum*, vol. 33, pp. 26–35, 1996.
- [58] H. Mohamadian, "Quantitative effects of discrete wavelet transforms and wavelet packets on aerial digital image denoising," *2009 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pp. 1–5, 2009.
- [59] J. M. Parmar y S. a. Patil, "Performance evaluation and comparison of modified denoising method and the local adaptive wavelet image denoising method," *2013 International Conference on Intelligent Systems and Signal Processing (ISSP)*, pp. 101–105, 2013.
- [60] R. Sciabassi, "A comparative study of two biorthogonal wavelet transforms in time series prediction," *1997 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. Computational Cybernetics and Simulation*, vol. 2, pp. 1791–1796, 1997.
- [61] L. Xingye y T. Tian, "Time series recognition based on wavelet transform and Fourier transform," *Industrial Electronics & Applications (ISIEA), 2010 IEEE Symposium on*, no. Isiea, pp. 722–726, 2010.
- [62] J.-B.-J. Fourier, *Théorie analytique de la chaleur*. Didot, 1822.
- [63] I. Daubechies, "Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets II. Variations on a Theme," *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, vol. 24, no. 0, pp. 499–519, 1993.
- [64] S. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," *Pami*, vol. 11, no. 7, pp. 674–693, 1989.

- [65] R. S. Manzoor, R. Gani, V. Jeoti, N. Kamel, y M. Asif, "Implementation of FFT using discrete wavelet packet transform (DWPT) and its application to SNR estimation in OFDM systems," *2008 International Symposium on Information Technology*, vol. 4, 2008.
- [66] W. Z. W. Zhilu, R. G. R. Guanghai, y Z. Y. Z. Yaqin, "A study on implementing wavelet transform and FFT with FPGA," *ASICON 2001. 2001 4th International Conference on ASIC Proceedings (Cat. No.01TH8549)*, no. 342, pp. 486–489, 2001.
- [67] L.-c. Li, "A New Method of Wavelet Transform Based on FFT for Signal Processing," *2010 Second WRI Global Congress on Intelligent Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 203–206, 2010.
- [68] K. Abdullah y Z. M. Hussain, "Performance of fourier-based and wavelet-based OFDM for DVB-T systems," *2007 Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference, ATNAC 2007*, no. 2, pp. 475–479, 2008.
- [69] J. D'Álembert, "Addition au mémoire sur la courbe que forme une corde tendue, mise en vibration," *Hist. de l'Acad. Roy. de Berlin*, no. 6, pp. 355–360, 1750.
- [70] J. D'Álembert, "Recherches sur la courbe que forme une corde tendue mise en vibration," *Hist. de l'Acad. Roy. de Berlin*, no. 3, pp. 214–219, 1747.
- [71] D. Bernouilli, "Réflexions et éclaircissements sur les nouvelles vibrations des cordes exposées dans les mémoires de l'Académie de 1747 et 1748," *Hist. de l'Acad. Roy. de Berlin*, no. 9, pp. 147–195, 1753.
- [72] S. Santoso, *Fundamentals of Electric Power Quality*. CreateSpace Independent Publishing Platform, 2009.
- [73] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*. McGraw-Hill, 2000.
- [74] F. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, 1978.
- [75] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, y J. R. Buck, *Discrete-time signal processing (2nd ed.)*. Prentice-Hall, Inc., jan 1999.
- [76] R. M. Hidalgo, J. G. Fernandez, R. R. Rivera, y H. A. Larrondo, "A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, no. 1, pp. 31–36, 2002.
- [77] E. O. Brigham, *The fast Fourier transform and its applications*. Prentice-Hall, Inc., jul 1988.
- [78] C. S. Burrus y T. W. Parks, *DFT/FFT and Convolution Algorithms: Theory and Implementation*. John Wiley & Sons, Inc., mar 1991.
- [79] T. Mateer, "Fast Fourier Transform Algorithms with Applications," Ph.D. dissertation, Clemson University, 2008.
- [80] C. Parameswariah y M. Cox, "Frequency characteristics of wavelets," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 3, pp. 800–804, 2002.

- [81] W. G. Morsi y M. E. El-Hawary, "The most suitable mother wavelet for steady-state power system distorted waveforms," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 17–22, 2008.
- [82] M. Adams y R. Ward, "Wavelet transforms in the JPEG-2000 standard," in *2001 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (IEEE Cat. No.01CH37233)*, vol. 1. IEEE, 2001, pp. 160–163.
- [83] B. Babb y F. Moore, "The best fingerprint compression standard yet," *Conference Proceedings - IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, pp. 2911–2916, 2007.
- [84] A. Zabidi, W. Mansor, Y. K. Lee, y C. W. N. F. Che Wan Fadzal, "Short-time Fourier Transform analysis of EEG signal generated during imagined writing," *2012 International Conference on System Engineering and Technology (ICSET)*, no. 2, pp. 1–4, 2012.
- [85] B. B. Hubbard, *The world according to wavelets: the story of a mathematical technique in the making*. A. K. Peters, Ltd., apr 1996.
- [86] K. Gröchenig, *Foundations of Time-Frequency Analysis*. Birkhauser, 2001.
- [87] O. Rioul y M. Vetterli, "Wavelets and signal processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 8, no. 4, pp. 14–38, oct 1991.
- [88] M. Arndt y A. Zeilinger, *Fundamental Physics - Heisenberg and Beyond*, G. W. Buschhorn y J. Wess, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2004.
- [89] K. Selig, "Trigonometric Wavelets and the Uncertainty Principle," *Math. Research*, vol. 86, pp. 293–304, 1995.
- [90] R. R. Coifman, Y. Meyer, S. Quake, y M. V. Wickerhauser, *Wavelets and Their Applications*, J. S. Byrnes, J. L. Byrnes, K. A. Hargreaves, y K. Berry, Eds. Dordrecht: Springer Netherlands, 1994.
- [91] X. Gu, G. Li, M. Zhou, y K. L. Lo, "Wavelet transform based approach to harmonic analysis," *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1–6, 2011.
- [92] A. Srivastava, A. Siddharth, A. K. Singh, y A. K. Singh, "Some observations on selection of most suitable mother wavelet for measurement of power system harmonics using CWT," *IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON*, pp. 1–6, 2009.
- [93] S. G. S. Guangming, L. X. L. Xiaoping, J. L. J. Licheng, y Z. W. Z. Wei, "Adaptive wavelet thresholding for time varying SNR signal denoising," *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353)*, vol. 4, no. 8, pp. 827–829, 2002.
- [94] G. Maofa, L. Xiaocong, C. Longqing, G. Liming, y L. Guoliang, "Harmonic analysis approach based on wavelet transform and neural network," in *2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*. IEEE, jul 2011, pp. 574–576.

- [95] Y. Liu, B. Jiang, C. Wang, y S. Geng, "Power system harmonic analysis based on windowed FFT and wavelet transform," *DRPT 2011 - 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, no. 2010, pp. 225–228, 2011.
- [96] M. Karimi, H. Mokhtari, y M. R. Iravani, "Wavelet based on-line disturbance detection for power quality applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 4, pp. 1212–1220, 2000.
- [97] V. Pham y K. Wong, "Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 146, p. 249, 1999.
- [98] V. Pham y K. Wong, "Antidistortion method for wavelet transform filter banks and nonstationary power system waveform harmonic analysis," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 148, p. 117, 2001.
- [99] A. Cohen, I. Daubechies, y J. C. Feauveau, "Biorthogonal bases of compactly supported wavelets," *Communications on Pure and Applied Mathematics*, vol. 45, no. 1992, pp. 485–560, 1992.
- [100] D. Esteban y C. Galand, "Application of quadrature mirror filters to split band voice coding schemes," *ICASSP '77. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, pp. 191–195, 1977.
- [101] P. P. Vaidyanathan, "Quadrature Mirror Filter Banks, M-Band Extensions and Perfect-Reconstruction Techniques." *IEEE ASSP magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 4–20, 1987.
- [102] S. K. Agrawal y O. P. Sahu, "Two-Channel Quadrature Mirror Filter Bank Design using FIR Polyphase Component," *ACEEE International Journal of Signal & Image Processing*, vol. 4, no. 1, pp. 24–28, 2013.
- [103] T. Q. Nguyen, "Near-perfect-reconstruction pseudo-QMF banks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 1, pp. 65–76, 1994.
- [104] A. N. Akansu, R. a. Haddad, y H. Caglar, "Binomial QMF-wavelet transform for multiresolution signal decomposition," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 41, no. 1, pp. 13–19, 1993.
- [105] J. Stolarek y L. Byczkowska-lipi, "Wavelet Adaptation Based on Signal Processing Outcome," in *XIV International Conference - System modelling and control, Poland*, no. 1, 2011, pp. 26–29.
- [106] M. Bellanger, "Multirate digital signal processing," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 32, no. 4, pp. 20–44, 1984.
- [107] M. F. Quélhas, A. Petraglia, y M. R. Petraglia, "Design of IIR filters using a pole-zero mapping approach," *Digital Signal Processing*, vol. 23, no. 4, pp. 1314–1321, 2013.
- [108] S. Damjanovic, L. Milic, y T. Saramaki, "Frequency Transformations in Two-Band Wavelet IIR Filter Banks," in *EUROCON 2005 - The International Conference on Computer as a Tool*, vol. 1. IEEE, 2005, pp. 88–91.

- [109] A. Z. Averbuch, A. B. Pevnyi, y V. A. Zheludev, "Butterworth wavelet transforms derived from discrete interpolatory splines: Recursive implementation," *Signal Processing*, vol. 81, no. 11, pp. 2363–2382, 2001.
- [110] A. Z. Averbuch y V. A. Zheludev, "Image denoising using regularized Butterworth wavelet frames," *IEEE*, pp. 1–29, 2008.
- [111] W.-K. Y. W.-K. Yoon y M. Devaney, "Reactive power measurement using the wavelet transform," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 5, pp. 1205–1210, 2000.
- [112] E. Hamid, "Wavelet packet transform for RMS and power measurements," *Power Engineering . . .*, vol. 2, no. C, pp. 1243–1245, 2001.
- [113] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 1997.
- [114] B.-C. Wang, *Digital Signal Processing Techniques and Applications in Radar Image Processing*. New York, NY, USA: Wiley - Interscience, 2008.
- [115] S. a. Martucci, "Symmetric convolution and the discrete sine and cosine transforms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 5, pp. 1038–1051, 1994.
- [116] I. Ito y H. Kiya, "A computing method for linear convolution in the DCT domain," *European Signal Processing Conference*, no. Eusipco, pp. 323–327, 2011.
- [117] E. R. Pacola, V. I. Quandt, F. K. Schneider, y M. A. Sovierzoski, "The Wavelet Transform Border Effect in EEG Spike Signals," in *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering May 26-31, 2012, Beijing, China SE - 155*, ser. IFMBE Proceedings, M. Long, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2013, vol. 39, pp. 593–596.
- [118] C. H. Hu, C. J. Wu, S. S. Yen, Y. W. Chen, B. A. Wu, y J. S. Hwang, "Survey of harmonic voltage and current at distribution substation in northern Taiwan," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 3, pp. 1275–1281, 1997.
- [119] IEC, "IEC 62053-22 ed1.0 - Electricity metering equipment (a.c.) - Particular Requirements - Part 22: Static meters for active energy (classes 0,2S and 0,5S)."
- [120] IEEE, "IEEE std 519-1992. IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," p. 98, 1992.
- [121] IEC, "IEC 62052-11:2003 - Electricity metering equipment (a.c.) - General requirements, tests and test conditions - Part 11: Metering equipment."
- [122] A. Ferrero y C. Muscas, "On the selection of the "best" test waveform for calibrating electrical instruments under nonsinusoidal conditions," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 2, pp. 382–387, 2000.
- [123] G. D'Ántona, L. D. Rienzo, y R. Ottoboni, "Metrological characterization of the square waveform as calibration signal for data acquisition systems," *Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference [Cat. No. 00CH37066]*, vol. 2, pp. 1077–1080, 2000.

- [124] I. Dobson, J. Chen, J. Thorp, B. Carreras, y D. Newman, "Examining criticality of blackouts in power system models with cascading events," *Proceedings of the 35th Annual Hawaii International Conference on System Sciences*, vol. 00, no. January, pp. 1–10, 2002.
- [125] M. Masoum, S. Jamali, y N. Ghaffarzadeh, "Detection and classification of power quality disturbances using discrete wavelet transform and wavelet networks," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 4, no. November 2009, p. 193, 2010.
- [126] Ligang Du, Ru Xu, Fang Xu, Deqing Wang, y Huabin Chen, "Research on key parameters of speech denoising algorithm based on wavelet packet transform," in *2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology*, vol. 6. IEEE, jul 2010, pp. 551–556.
- [127] Z. Zhu, J. Zhu, y Z. Ye, "Profile detection for fiber spectrum data with low SNR based on wavelet and filtering," *Proceedings - 2010 3rd International Congress on Image and Signal Processing, CISP 2010*, vol. 9, pp. 4118–4121, 2010.
- [128] L. L. Scharf y C. Demeure, *Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis*. Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- [129] S. Al-Hassani, M. Can, y E. Watson, "A second order approximation to nonlinear circuit equations as applied to high energy electrical discharge processes," *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 15, pp. 175–189, 1986.
- [130] J. Barros y E. Pérez, "Limitations in the use of R.M.S. value in power quality analysis," *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, no. April, pp. 2261–2264, 2006.
- [131] D. Phillips y T. Overbye, "Distribution System Event Detection and Classification using Local Voltage Measurements," *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 2014.
- [132] A. J. Allen, S. W. Sohn, S. Santoso, y W. M. Grady, "Algorithm for screening PMU data for power system events," *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, pp. 1–6, 2012.
- [133] E. Perez y J. Barros, "Voltage Event Detection and Characterization Methods: A Comparative Study," *2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America*, pp. 1–6, 2006.
- [134] G. T. Heydt, P. S. Fjeld, C. C. Liu, D. Pierce, L. Tu, y G. Hensley, "Applications of the windowed FFT to electric power quality assessment," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 4, pp. 1411–1416, 1999.
- [135] I. W. C. Lee y P. K. Dash, "S-transform-based intelligent system for classification of power quality disturbance signals," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 4, pp. 800–805, 2003.
- [136] S. Mishra, C. N. Bhende, y B. K. Panigrahi, "Detection and Classification of Power Quality Disturbances Using S-Transform and Probabilistic Neural Network," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 1, pp. 280–287, 2008.

- [137] C. Bhende, S. Mishra, y B. Panigrahi, "Detection and classification of power quality disturbances using S-transform and modular neural network," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 122–128, 2008.
- [138] S. Suja y J. Jerome, "Pattern recognition of power signal disturbances using S Transform and TT Transform," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 37–53, 2010.
- [139] T. Schlurmann, "The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectra to Analyse Embedded Characteristic Oscillations of Extreme Waves," *Rogue Waves 2000*, pp. 157–165, 2000.
- [140] S. Shukla, S. Mishra, y B. Singh, "Empirical-mode decomposition with hilbert transform for power-quality assessment," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 4, pp. 2159–2165, 2009.
- [141] P. Dash y M. Chilukuri, "Hybrid S-transform and Kalman filtering approach for detection and measurement of short duration disturbances in power networks," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 2, pp. 588–596, 2004.
- [142] L. Ortiz, H. T. S, V. Barrera, C. Duarte, y S. Herraiz, "Analysis of the voltage event segmentation using Kaiman filter and Wavelet Transform," *Andescon, 2010 Ieee*, vol. 2, no. 1, pp. 0–5, 2010.
- [143] T. Rocha, S. Paredes, P. Carvalho, y J. Henriques, "A wavelet-based approach for time series pattern detection and events prediction applied to telemonitoring data," *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS*, pp. 6037–6040, 2011.
- [144] J. Barros, R. I. Diego, y M. De Apráiz, "Applications of wavelets in electric power quality: Voltage events," *Electric Power Systems Research*, vol. 88, pp. 130–136, 2012.
- [145] P. P. Shinde, R. K. Munje, y B. E. Kushare, "Voltage Events Detection using Wavelet Transform for Power Quality Applications," *India Conference (INDICON), Annual IEEE*, pp. 1–6, 2014.
- [146] Z.-r. Feng, Q. Zhou, J. Zhang, P. Jiang, y X.-w. Yang, "A Target Guided Subband Filter for Acoustic Event Detection in Noisy Environments," *Audio, Speech, and Language Processing, IEEE/ACM Transactions on*, vol. 23, no. 2, pp. 361–372, 2015.
- [147] S. A. Skogstad, S. Holm, y M. Hovin, "Digital IIR filters with minimal group delay for real-time applications," *International Conference on Engineering and Technology, ICET 2012 - Conference Booklet*, pp. 1–6, 2012.
- [148] J. Blauert, "Group delay distortions in electroacoustical systems," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 63, no. 5, pp. 1478–1483, 1978.
- [149] M. C. E. Rosas-Orea, M. Hernandez-Diaz, V. Alarcon-Aquino, y L. G. Guerrero-Ojeda, "A comparative simulation study of wavelet based denoising algorithms," *Proceedings - 15th International Conference on Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP 2005*, vol. 2005, no. Conielecomp, pp. 125–130, 2005.

- [150] Keithley, *Low Level Measurements Handbook*. Keithley, 2013.
- [151] IEC, “IEC 60071-1:2006 - Insulation co-ordination - Part 1: Definitions, principles and rules,” 2006.
- [152] ENTSO-E, “Best Protection Practices For HV and EHV Transmission Systems of ENTSO-E CE Area Electrical Grids,” ENTSO-E CE Subgroup System Protection and Dynamics, Tech. Rep., 2012.
- [153] M. Petronijevic, N. Mitrovic, V. Kostic, y B. Bankovic, “Effects of unsymmetrical voltage sags on industrial adjustable speed drives,” *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 3, pp. 495–505, 2009.
- [154] S. Kamble y C. Thorat, “Characteristics Analysis of Voltage Sag in Distribution System using RMS Voltage Method,” *ACEEE Int. J. on Electrical and Power Engineering*, vol. 03, no. 01, 2012.
- [155] IEC, “IEC 62586-1:2013 - Power quality measurement in power supply systems - Part 1: Power quality instruments (PQI),” 2013.
- [156] R. C. Leborgne, D. Karlsson, y G. Olguin, “Analysis of voltage sag phasor dynamic,” *2005 IEEE Russia Power Tech, PowerTech*, pp. 1–6, 2005.
- [157] Y. Wang, M. H. J. Bollen, y X.-y. Xiao, “Calculation of the Phase-Angle-Jump for Voltage Dips in Three-Phase Systems,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 1, pp. 480–487, 2015.
- [158] J. Bruna, J. J. Melero, J. Díaz de Aguilar, y M. L. Romero, “A new method for voltage event characterization,” *15th International Congress of Metrology, Paris*, 2011.
- [159] J. Bruna, J. J. Melero, J. Díaz de Aguilar, y M. L. Romero, “A novel tool for voltage event characterization based on the Wavelet theory,” *Renewable Energy & Power Quality, Bilbao*, no. 10, 2012.
- [160] J. Bruna, J. J. Melero, y M. A. García, “Decomposition scheme for harmonic measurements under fluctuating conditions,” *Electric Power Systems Research*, 2015.
- [161] J. Bruna y J. J. Melero, “Selection of the best suitable decomposition filter for fluctuating harmonic measurements,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2015.

Acrónimos

- A/D** Analógico/Digital. 22
- AM** Amplitud Modulada. 127
- ASYM** Antisymmetric-padding (half-point). 52
- ASYMW** Antisymmetric-padding (whole-point). 52
- CEM** Centro Español de Metrología. 249
- CWT** Continuous Wavelet Transform. 26–28
- DFT** Discrete Fourier Transform. 22, 24–26
- DWT** Discrete Wavelet Transform. 27, 28, 32
- EMRP** European Metrology Research Programme. 249
- EURAMET** European Association of National Metrology Institutes. 249
- FBI** Federal Bureau of Investigation. 25
- FFT** Fast Fourier Transform. 23–25, 33, 54, 57, 58, 61–71, 73–75, 115
- FIR** Finite Impulse Response. 37, 39, 40, 42, 81
- GUI** Graphical User Interface. 124
- ICREPQ** International Conference on Renewable Energies and Power Quality. 249
- IEC** International Electrotechnical Commission. 2
- IEEE** Institute of Electrical and Electronics Engineers. 1, 67
- IIR** Infinite Impulse Response. 37, 39, 40, 42, 79–81, 86, 115
- iMERA** Implementing Metrology in the European Research Area. 249
- JPEG** Joint Photographic Experts Group. 25
- MRA** Multiresolution Analysis. 35
- NPL** National Physical Laboratory. 57
- P.O.** Procedimiento de operación. 17
- P.T.** Parque Tecnológico. 5
- PLL** Phase-Locked Loop. 23
- PMU** Phasor Measurement Unit. 78

- QMF** Quadrature Mirror Filter. 37–39
- REE** Red Eléctrica de España. 17
- RLC** Resistencia-Bobina-Condensador. 71
- RMS** Root Mean Square. 5, 8, 97, 98, 100, 101, 104, 105, 117
- SNR** Signal-to-Noise ratio. 70, 71, 73, 75, 92, 115, 128
- SP0** Smooth-padding of order 0. 52
- STFT** Short Time Fourier Transform. 26
- SYM** Symmetric-padding (half-point). 52
- SYMW** Symmetric-padding (whole-point). 52
- THD** Total Harmonic Distortion. 15
- VCXO** Voltage Controlled Crystal Oscillator. 23
- WAMS** Wide-Area Measurement System. 78
- WPD** Wavelet Packet Decomposition. 28, 31, 33, 35, 36
- ZPD** Zero-padding. 52, 110, 115