



ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
Departamento de Tecnología Electrónica

TESIS DOCTORAL

Medida Continua de la Frecuencia en Redes Eléctricas con Perturbaciones Electromagnéticas Conducidas de Baja Frecuencia

Autor:

Antonio López Ojeda

Director:

Juan Carlos Montaña Asquerino

Tutor:

Alberto Yúfera García

Sevilla, 2019



ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
Departamento de Tecnología Electrónica

TESIS DOCTORAL

Medida Continua de la Frecuencia en Redes Eléctricas con Perturbaciones Electromagnéticas Conducidas de Baja Frecuencia

Autor:

Antonio López Ojeda

Director:

Juan Carlos Montaña Asquerino

Tutor:

Alberto Yúfera García

Sevilla, 2019

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi director de tesis, Dr. Juan Carlos Montaña Asquerino, su constante apoyo e infinita paciencia a lo largo del desarrollo de esta tesis, así como sus recomendaciones en la redacción de la misma.

A continuación, agradezco a mi actual tutor Dr. Alberto Yúfera García y anterior tutor Dr. Joaquín Luque Rodríguez, su incondicional disponibilidad cada vez que los he necesitado.

También me gustaría destacar mi agradecimiento al Dr. Félix Biscarri Triviño por sus sugerencias en los momentos de incertidumbre, al Dr. Diego Francisco Larios Marín por su ayuda con Word y al Dr. Enrique Personal por su ayuda en la organización de la presentación de este trabajo.

No puedo dejar de expresar mi gratitud al resto de compañeros de departamento que con su buen hacer diario y su profesionalidad me han servido de ejemplo y estímulo.

Finalmente, y de manera especial, quisiera dejar constancia de mi agradecimiento a mi mujer, Merchi, que ha realizado la parte más difícil de este trabajo.

Resumen

En esta Tesis se desarrolla un marco de trabajo para la comparación de los diversos métodos que realizan la medida de la frecuencia de la red eléctrica de manera continua, tanto para redes monofásicas como trifásicas. Esta comparación ha sido realizada tanto en ausencia de perturbaciones electromagnéticas, como en presencia de perturbaciones conducidas de baja frecuencia. Las señales de prueba utilizadas son las propuestas por la normativa IEC 61000 para este tipo de perturbaciones electromagnéticas (distorsión armónica, desequilibrio de tensión, fluctuación de tensión, hueco de tensión y variación de frecuencia). También se ha propuesto un nuevo método de medida, con versión monofásica y trifásica, que mejora las prestaciones de los existentes para determinados tipos perturbaciones. Finalmente, se ha evaluado la posibilidad de realización en tiempo real de los distintos métodos de medida.

A partir de la normativa indicada, se ha creado un banco de señales de prueba para evaluar las prestaciones de cada método considerado. Estos han sido simulados en Mathcad, procesando las señales de prueba en distintas condiciones de ruido, cuantificación y frecuencia de muestreo. Para comprobar la ejecución en tiempo real de estos métodos, se han codificado en C y ejecutado con un controlador digital de señal. Para la comparación de los distintos métodos de medida de la frecuencia, se ha calculado el error máximo cometido en la estimación de la frecuencia para cada método y cada señal de prueba.

El nuevo método de medida propuesto, presenta las mismas prestaciones o mejores que los métodos existentes cuando la tensión de red está distorsionada por armónicos impares, existe desequilibrio de tensión (redes trifásicas), hay fluctuación en la tensión de red, huecos de tensión o variaciones de frecuencia.

Abstract

This Thesis develops a framework for the comparison of various methods that measure of the frequency of the electrical network continuously, both for single-phase and three-phase networks. This comparison has been made both in the absence of electromagnetic disturbances, and in the presence of low frequency conducted disturbances. The test signals used are those proposed by the IEC 61000 standard for this type of electromagnetic disturbances (harmonic distortion, voltage imbalance, voltage fluctuation, voltage gap and frequency variation). A new measurement method has also been proposed, with single-phase and three-phase versions, which improves the performance of existing ones types of disturbances. Finally, the possibility of realization of the different measurement methods in real time has been evaluated.

Based on the indicated regulations, a bank of test signals has been created to evaluate the performance of each method considered. These have been simulated in Mathcad, processing the test signals in different conditions of noise, quantification and sampling frequency. To verify the real-time execution of these methods, they were coded in C and executed with a digital signal controller. For the comparison of the different frequency measurement methods, the maximum error committed in the estimation of the frequency for each method and each test signal has been calculated.

The proposed new measurement method has the same or better performance than the existing methods when the network voltage is distorted by odd harmonics, voltage is unbalanced (three-phase networks), there is fluctuation in the network voltage, voltage gaps or variations of frequency.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

Resumen	i
Abstract	iii
Índice de Contenidos	v
Índice de Figuras.....	xi
Índice de Tablas	xiii
Abreviaturas	xv
1. Introducción.....	1
1.1. Objeto de la tesis	3
1.2. Estructura de la tesis	4
1.3. Referencias	5
2. Señales de prueba	13
2.1. Descripción de las señales de prueba trifásicas	13
2.1.1. Señales sintetizadas para fenómenos continuos	13
2.1.1.1. Desviación de frecuencia (DF).....	13
2.1.1.2. Desviación de amplitud (DA).....	14
2.1.1.3. Distorsión armónica	15
2.1.1.4. Desequilibrio de tensión (DT).....	18
2.1.1.5. Fluctuación de la tensión (FT).....	19
2.1.2. Señales sintetizadas para fenómenos transitorios	23
2.1.2.1. Hueco de tensión (HT)	23
2.1.2.2. Variación de la frecuencia (VF).....	25
2.2. Señales de prueba monofásicas.....	26
2.3. Referencias	26
3. Método de mínima varianza (MV)	27
3.1. Versión monofásica con una sola estimación	32
3.2. Versión monofásica con varias estimaciones entrelazadas (MV-mp)	35
3.3. Versión trifásica con una sola estimación en cada fase (MV-t).....	39
3.4. Versión trifásica con varias estimaciones en cada fase (MV-tp)	42
3.5. Postfiltrado.....	44
3.6. Apéndices.....	45
3.6.1. Obtención de $E(\hat{c})$ y de $Var(\hat{c})$. Versión monofásica con una estimación.....	45
3.6.2. Obtención del valor de los términos a_j para la minimización de la varianza de \hat{c}	47
3.6.3. Obtención de $E(\hat{c})$ y de $Var(\hat{c})$. Versión monofásica con varias estimaciones	48
3.6.4. Obtención de $E(\hat{c})$ y de $Var(\hat{c})$. Versión trifásica con una estimación por fase.....	50
3.6.5. Obtención de $E(\hat{c})$ y de $Var(\hat{c})$. Versión trifásica con varias estimaciones por fase	50
3.7. Referencias	51
4. Método de los filtros ortogonales	53
4.1. Versiones monofásicas.....	53

4.1.1.	FO-Moore-m	53
4.1.2.	FO-Sidhu-m	56
4.1.3.	FO-Szafrant-m.....	56
4.1.4.	FO-Wavelet-m	58
4.2.	Versiones trifásicas	59
4.3.	Apéndices.....	60
4.3.1.	Filtros seno y coseno	60
4.3.2.	Obtención de la expresión de f_r en el dominio del tiempo discreto (método de Moore).....	60
4.3.3.	Desarrollo de la ecuación (4-10).....	60
4.3.4.	Obtención de la expresión de f_r en el dominio del tiempo discreto (método de Sidhu).....	61
4.4.	Referencias	62
5.	Método PLL.....	63
5.1.	Versiones monofásicas.....	63
5.1.1.	PLLstd.....	64
5.1.2.	SOGI-PLL	66
5.1.3.	PL-EPLL	67
5.2.	Versiones trifásicas.....	69
5.2.1.	SRF-PLL	69
5.2.2.	3EPLL-I	70
5.2.3.	3EPLL-II	72
5.3.	Apéndices.....	74
5.3.1.	Salida del detector de fase para el SRF-PLL con sistema trifásico equilibrado.....	74
5.3.2.	Salida del detector de fase para el SRF-PLL con sistema trifásico desequilibrado.....	74
5.3.3.	Salida del detector de fase para el 3EPLL-I con sistema trifásico desequilibrado.....	75
5.3.4.	Ecuaciones del 3EPLL-I en el marco de referencia estático $\alpha\beta$	75
5.3.4.1.	Desarrollo del término $S(\phi_o)^T \cdot ve_{abc}$	75
5.3.4.2.	Desarrollo del término $C(\phi_o)^T \cdot ve_{abc}$	76
5.3.5.	Salida del detector de fase para el 3EPLL-II con sistema trifásico desequilibrado.	76
5.4.	Referencias	77
6.	Resultados de simulación	79
6.1.	Resultados de simulación con los métodos trifásicos.....	79
6.1.1.	Desviación de frecuencia (DF)	79
6.1.2.	Desviación de amplitud (DA)	80
6.1.3.	Distorsión armónica-barrido de frecuencias digital (BFD).....	80
6.1.4.	Distorsión armónica-curva plana (CP)	80
6.1.5.	Distorsión armónica-curva de oscilación (CO)	81
6.1.6.	Desequilibrio de tensión (DT)	81
6.1.7.	Fluctuación de tensión (FT)	81
6.1.8.	Hueco de tensión (HT).....	81
6.1.9.	Variación de frecuencia (VF)	82
6.2.	Efecto del ruido, la cuantificación y la frecuencia de muestreo	84
6.3.	Resultados de simulación con los métodos monofásicos	86
6.3.1.	Desviación de frecuencia (DF)	86
6.3.2.	Desviación de amplitud (DA)	86
6.3.3.	Distorsión armónica-barrido de frecuencias digital (BFD).....	86
6.3.4.	Distorsión armónica-curva plana (CP)	86

6.3.5.	Distorsión armónica-curva de oscilación (CO)	87
6.3.6.	Fluctuación de tensión (FT)	87
6.3.7.	Hueco de tensión (HT)	87
6.3.8.	Variación de frecuencia (VF)	87
7.	Resultados experimentales	89
7.1.	Montaje experimental	89
7.1.1.	Generadores de formas de onda arbitraria	90
7.1.2.	Tarjeta de desarrollo	91
7.1.3.	Entorno de desarrollo	93
7.2.	Comprobación de la realización en tiempo real	93
7.3.	Comparación con los resultados simulados	94
7.4.	Aspectos prácticos en la realización de los métodos con el DSC	97
7.5.	Referencias	97
8.	Conclusiones y líneas futuras	99
8.1.	Conclusiones del trabajo de investigación	99
8.2.	Líneas futuras de trabajo	101
8.3.	Aportaciones científicas relacionadas	101
8.3.1.	Artículos	101
8.3.2.	Congresos	101
8.4.	Otros trabajos publicados	102
8.4.1.	Artículos	102
8.4.2.	Congresos	102
8.4.3.	Patentes	102
Anexo A.	Resultados gráficos de simulación	103
A.1.	Señal de prueba: Desviación de frecuencia (DF)	103
A.1.1.	FO-Moore-t	103
A.1.2.	FO-Sidhu-t	104
A.1.3.	FO-Szafrant-t	105
A.1.4.	FO-Wavelet-t	106
A.1.5.	MV-t	107
A.1.6.	MV-tp-3	108
A.1.7.	SRF-PLL	109
A.1.8.	3EPLL-labc	110
A.1.9.	3EPLL-llabc	111
A.2.	Señal de prueba: Desviación de amplitud (DA)	112
A.2.1.	FO-Moore-t	112
A.2.2.	FO-Sidhu-t	113
A.2.3.	FO-Szafrant-t	114
A.2.4.	FO-Wavelet-t	115
A.2.5.	MV-t	116
A.2.6.	MV-tp-3	117
A.2.7.	SRF-PLL	118
A.2.8.	3EPLL-labc	119
A.2.9.	3EPLL-llabc	120
A.3.	Señal de prueba: Curva plana (CP)	121
A.3.1.	FO-Moore-t	121

A.3.2.	FO-Sidhu-t	122
A.3.3.	FO-Szafrant-t	123
A.3.4.	FO-Wavelet-t	124
A.3.5.	MV-t.....	125
A.3.6.	MV-tp-3	126
A.3.7.	SRF-PLL	127
A.3.8.	3EPLL-labc.....	128
A.3.9.	3EPLL-llabc.....	129
A.4.	Señal de prueba: Curva de oscilación (CO).....	130
A.4.1.	FO-Moore-t	130
A.4.2.	FO-Sidhu-t	131
A.4.3.	FO-Szafrant-t.....	132
A.4.4.	FO-Wavelet-t	133
A.4.5.	MV-t.....	134
A.4.6.	MV-tp-3	135
A.4.7.	SRF-PLL	136
A.4.8.	3EPLL-labc.....	137
A.4.9.	3EPLL-llabc.....	138
A.5.	Señal de prueba: Barrido de frecuencia digital (BFD)	139
A.5.1.	FO-Moore-t	139
A.5.2.	FO-Sidhu-t	140
A.5.3.	FO-Szafrant-t.....	141
A.5.4.	FO-Wavelet-t	142
A.5.5.	MV-t.....	143
A.5.6.	MV-tp-3	144
A.5.7.	SRF-PLL	145
A.5.8.	3EPLL-labc.....	146
A.5.9.	3EPLL-llabc.....	147
A.6.	Señal de prueba: Desequilibrio de tensión (DT)	148
A.6.1.	FO-Moore-t	148
A.6.2.	FO-Sidhu-t	149
A.6.3.	FO-Szafrant-t.....	150
A.6.4.	FO-Wavelet-t	151
A.6.5.	MV-t.....	152
A.6.6.	MV-tp-3	153
A.6.7.	SRF-PLL	154
A.6.8.	3EPLL-labc.....	155
A.6.9.	3EPLL-llabc.....	156
A.7.	Señal de prueba: Fluctuación de tensión (FT)	157
A.7.1.	Método Moore	157
A.7.2.	FO-Sidhu-t	158
A.7.3.	FO-Szafrant-t.....	159
A.7.4.	FO-Wavelet-t	160
A.7.5.	MV-t.....	161
A.7.6.	MV-tp-3	162
A.7.7.	SRF-PLL	163
A.7.8.	3EPLL-labc.....	164
A.7.9.	3EPLL-llabc.....	165

A.8. Señal de prueba: Hueco de tensión (HT).....	166
A.8.1. FO-Moore-t.....	166
A.8.2. FO-Sidhu-t.....	167
A.8.3. FO-Szafrant-t.....	168
A.8.4. FO-Wavelet-t.....	169
A.8.5. MV-t.....	170
A.8.6. MV-tp-3.....	171
A.8.7. SRF-PLL.....	172
A.8.8. 3EPLL-labc.....	173
A.8.9. 3EPLL-llabc.....	174
A.9. Señal de prueba: Variación de frecuencia (VF).....	175
A.9.1. FO-Moore-t.....	175
A.9.2. FO-Sidhu-t.....	176
A.9.3. FO-Szafrant-t.....	177
A.9.4. FO-Wavelet-t.....	178
A.9.5. MV-t.....	179
A.9.6. MV-tp-3.....	180
A.9.7. SRF-PLL.....	181
A.9.8. 3EPLL-labc.....	182
A.9.9. 3EPLL-llabc.....	183
Anexo B. Resultados gráficos experimentales	185
B.1. Señal de prueba: Desviación de frecuencia (DF).....	185
B.2. Señal de prueba: Desviación de amplitud (DA).....	193
B.3. Señal de prueba: Curva plana (CP).....	201
B.4. Señal de prueba: Curva de oscilación (CO).....	209
B.5. Señal de prueba: Barrido de frecuencia digital (BFD).....	217
B.6. Señal de prueba: Desequilibrio de tensión (DT).....	225
B.7. Señal de prueba: Fluctuación de tensión (FT).....	233
B.8. Señal de prueba: Hueco de tensión (HT).....	241
B.9. Señal de prueba: Variación de frecuencia (VF).....	249

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Forma de onda de la curva plana.	15
Figura 2-2. Forma de onda de la curva de oscilación.	16
Figura 2-3. Cambio de la frecuencia del pseudoarmónico en función del tiempo.	17
Figura 2-4. Cambio de la amplitud del pseudoarmónico en función de su frecuencia de este.	17
Figura 2-5. Desequilibrio de tensión, caso $dt17\%$. (a) Diagrama fasorial, (b) diagrama temporal.	19
Figura 2-6. Forma de onda de la tensión eficaz para la fluctuación de tensión con escalón negativo (a), positivo (b) y positivo seguido de negativo (c).	20
Figura 2-7. Forma de onda detallada de la tensión eficaz para la fluctuación de tensión con escalón positivo.	21
Figura 2-8. Forma de onda de la tensión instantánea en el entorno de un paso creciente de la tensión eficaz.	21
Figura 2-9. Forma de onda de la tensión instantánea en el entorno de un paso decreciente de la tensión eficaz.	22
Figura 2-10. Diagrama temporal de la fluctuación de tensión $ft12\%1.0VN$ en el entorno del escalón creciente.	22
Figura 2-11. Evolución temporal de la tensión eficaz durante un hueco de tensión.	23
Figura 2-12. Diagrama fasorial y representación temporal de los huecos de tensión (a1 y a2) $htA70\%90^\circ$, (b1 y b2) $htB70\%90^\circ$ y (c1 y c2) $htC70\%90^\circ$	24
Figura 2-13. Evolución temporal de la variación de frecuencia.	25
Figura 3-1. Descripción gráfica general del método MV.	27
Figura 3-2. Estimación de la frecuencia cada nueva muestra.	28
Figura 3-3. Tres estimaciones no entrelazadas.	30
Figura 3-4. Tres estimaciones entrelazadas.	31
Figura 3-5. Comparación entre estimaciones entrelazadas y no entrelazadas ($A = 3$).	31
Figura 3-6. Descripción gráfica de la versión monofásica con una sola estimación.	32
Figura 3-7. Esperanza de \hat{c} . Versión monofásica sin ponderación.	33
Figura 3-8. Desviación típica de \hat{c} . Versión monofásica sin ponderación.	34
Figura 3-9. Error máximo de f_m , a lo largo de un ciclo. Señal senoidal de 50 Hz y SNR de 60 dB.	34
Figura 3-10. Descripción gráfica de la versión monofásica con tres estimaciones entrelazadas.	35
Figura 3-11. Variación del sesgo de \hat{c}_{mp} con el número de estimaciones. Señal senoidal de 50.01 Hz y 60 dB.	37
Figura 3-12. Variación de la desviación típica de \hat{c}_{mp} con el n° de estimaciones.	37
Figura 3-13. Comparación error máximo de f_{mp} . Resultado analítico y experimental. $A = 9$. Señal senoidal de	

50 Hz y 60 dB.....	38
Figura 3-14. Descripción gráfica de la versión trifásica con una estimación por fase.....	39
Figura 3-15. Variación del sesgo de la estimación de c . Casos monofásico con varias estimaciones y trifásico con una sola estimación por fase. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.....	40
Figura 3-16. Desviación típica de la estimación de c . Casos monofásico con varias estimaciones y trifásico con una sola estimación por fase. Sistema trifásico equilibrado de 50 Hz y 60 dB.....	41
Figura 3-17. Error máximo de f_t a lo largo de un ciclo. Señal senoidal de 50 Hz y 60 dB.....	41
Figura 3-18. Versión trifásica con tres estimaciones por fase.....	42
Figura 3-19. Sesgo de la estimación de c . Casos trifásicos sin y con ponderación. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.....	43
Figura 3-20. Desviación típica de la estimación de c . Casos trifásicos sin y con ponderación. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.....	43
Figura 3-21. Error máximo de f_{tp} a lo largo de un ciclo, para $A = 3$. Señal senoidal de 50 Hz y 60 dB de SNR.....	44
Figura 4-1. Módulo de la ganancia de los filtros ortogonales seno-coseno.....	54
Figura 4-2. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Moore.....	55
Figura 4-3. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Sidhu.....	56
Figura 4-4. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Szafran.....	57
Figura 4-5. Módulo de la ganancia de los filtros wavelet tipo polinómica.....	58
Figura 4-6. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método wavelet.....	59
Figura 4-7. Esquema general de las versiones trifásicas.....	59
Figura 5-1. Diagrama de bloques del PLL básico.....	63
Figura 5-2. Estructura PLL estándar.....	65
Figura 5-3. Estructura del QSG-PLL.....	66
Figura 5-4. Diagrama de bloques del integrador generalizado de segundo orden (SOGI).....	66
Figura 5-5. Estructura del SOGI-PLL.....	67
Figura 5-6. Estructura del PL-EPLL.....	68
Figura 5-7. Estructura básica del SRF-PLL.....	69
Figura 5-8. Estructura del 3EPLL-I.....	70
Figura 5-9. Estructura del 3EPLL-II.....	72
Figura 7-1. Diagrama de bloques del montaje experimental.....	89
Figura 7-2. Realización física del montaje experimental.....	90
Figura 7-3. Generador de formas de onda arbitraria DG1062Z.....	91
Figura 7-4. Tarjeta de desarrollo eZdsp F28335.....	92
Figura 7-5. Diagrama de bloques de la eZdsp F28335.....	92

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1. Señales de prueba para la desviación de frecuencia.....	14
Tabla 2-2. Señales de prueba para la desviación de amplitud.....	14
Tabla 2-3. Señales de prueba consideradas para la distorsión armónica - curva plana.....	15
Tabla 2-4. Señales de prueba consideradas para la distorsión armónica - curva de oscilación.	16
Tabla 2-5. Señales de prueba consideradas para el barrido de frecuencias.....	18
Tabla 2-6. Señales de prueba consideradas para el desequilibrio de tensión.	19
Tabla 2-7. Distintas señales de prueba consideradas para la fluctuación de tensión.....	21
Tabla 2-8. Distintas señales de prueba consideradas para el hueco de tensión.	23
Tabla 2-9. Señales de prueba para la desviación de frecuencia.....	25
Tabla 6-1. Error máximo, sistema trifásico. Resultados de simulación.....	83
Tabla 6-2. Error máximo con 60 dB de ruido.....	85
Tabla 6-3. Error máximo con 12 bits.	85
Tabla 6-4. Error máximo a 1600 Hz.	85
Tabla 6-5. Error máximo, sistema monofásico. Resultados de simulación.	88
Tabla 7-1. Tiempo de procesamiento de una muestra en cada método trifásico.....	93
Tabla 7-2. Tiempo de procesamiento de una muestra en cada método monofásico.	94
Tabla 7-3. Error máximo, sistema trifásico. Resultados experimentales.	95
Tabla 7-4. Error máximo, sistema monofásico. Resultados experimentales.	96

Abreviaturas

3EPLL-I	(3-phase Enhanced PLL-I) PLL trifásico mejorado tipo I en marco de referencia estático
3EPLL-II	(3-phase Enhanced PLL-II) PLL trifásico mejorado tipo II en marco de referencia estático
BFD	Barrido de Frecuencia Digital
CO	Curva de Oscilación
CP	Curva Plana
DA	Desviación de Amplitud
DF	Desviación de Frecuencia
DT	Desequilibrio de Tensión
FO	Filtros Ortogonales
FO-Moore-m	Método de los filtros ortogonales, versión Moore monofásica
FO-Moore-t	Método de los filtros ortogonales, versión Moore trifásica
FO-Sidhu-m	Método de los filtros ortogonales, versión Sidhu monofásica
FO-Sidhu-t	Método de los filtros ortogonales, versión Sidhu trifásica
FO-Szafrant-m	Método de los filtros ortogonales, versión Szafrant monofásica
FO-Szafrant-t	Método de los filtros ortogonales, versión Szafrant trifásica
FO-Wavelet-m	Método de los filtros ortogonales, versión Wavelet monofásica
FO-Wavelet-t	Método de los filtros ortogonales, versión Wavelet trifásica
FT	Fluctuación de Tensión
HT	Hueco de Tensión
MV	Mínima Varianza
MV-mp	Método de mínima varianza, versión monofásica con varias estimaciones ponderadas
MV-t	Método de mínima varianza, versión trifásica con una estimación por fase

MV-tp	Método de mínima varianza, versión trifásica con varias estimaciones por fase ponderadas
MV-tp-3	Método de mínima varianza, versión trifásica con 3 estimaciones por fase ponderadas
PL-EPLL	(<i>Pseudo Lineal Enhanced PLL</i>) PLL pseudolineal mejorado
PLL	(<i>Phase Locked Loop</i>) Lazo de sincronismo de fase
PLLstd	PLL standard
SOGI-PLL	(<i>Second Order Generalized Integrator PLL</i>) PLL con integrador generalizado de segundo orden
SRF-PLL	(<i>Synchronous Reference Frame PLL</i>) PLL basado en el marco de referencia síncrono
VF	Variación de Frecuencia

1. Introducción

Actualmente, la distribución de la energía eléctrica se realiza, principalmente, mediante corriente alterna a una frecuencia de oscilación constante (50 Hz para Europa, Asia, África, Australia y parte de Sudamérica, 60 Hz para el resto) [1-1]. En este trabajo nos centraremos en el entorno europeo, por lo que asumiremos que la frecuencia de la red eléctrica es de 50 Hz.

Al no existir en la red eléctrica sistemas que permitan almacenar grandes cantidades de energía ni ser posible su intercambio de una manera rápida y estar sometida la red a constantes cambios en la carga conectada y en la energía generada (debido a las fluctuaciones en la generación eólica y fotovoltaica), no existe un equilibrio perfecto entre la potencia generada y la consumida, de modo que la frecuencia no tiene un valor constante, sino que varía de forma continua. Cuando la potencia consumida es inferior a la potencia generada, se produce un aumento en la frecuencia de la red, mientras que, si la demanda es superior a la producción, hay una disminución de la frecuencia. Esto, se ve agravado por el uso cada vez mayor de sistemas de generación basados en convertidores de potencia (generación distribuida) en lugar de grandes máquinas eléctricas rotativas (generación convencional), lo que hace que la inercia de la red disminuya y que los desequilibrios entre la generación y el consumo tengan un efecto mayor sobre el valor de la frecuencia y su velocidad de cambio.

La mayoría de los equipos que forman la red eléctrica (turbinas, generadores, transformadores, motores, etc) están diseñados para funcionar de manera eficiente y segura en una banda muy estrecha en torno a dicha frecuencia. Para frecuencias fuera de esa banda, tanto por exceso como por defecto, estos equipos presentan diversos problemas de funcionamiento (sobrecalentamiento, envejecimiento prematuro y acumulativo de las partes mecánicas, mal funcionamiento, avería, etc). Por ello, una medida rápida, precisa y continua de la frecuencia de la red es necesaria, de modo, que se puedan llevar a cabo las tareas de protección y control necesarias para el restablecimiento, lo más rápidamente posible, de la frecuencia a su valor nominal.

Estas características en la estimación de la frecuencia también son necesarias para una correcta y eficiente conexión a la red de los convertidores de potencia asociados a las fuentes de energía renovable [1-2]–[1-4], dotarlos de capacidad de mejorar la inercia de la red [1-5]–[1-7] o generar las señales de referencia de los restauradores dinámicos de tensión [1-8]–[1-10] y los filtros activos de potencia [1-11]–[1-13] entre otras aplicaciones. Otros equipos en donde es importante la medida de la frecuencia son los controladores de flujo de potencia unificados (UPFC) o los compensadores síncronos estáticos (STATCOM) [1-14], [1-15].

En el caso de micro-redes, la estimación precisa de la frecuencia y su control es especialmente importante durante las transiciones entre los modos de conexión en red y en efecto isla, donde pueden fácilmente originarse grandes desviaciones de frecuencia [1-16]–[1-18].

La medida de la frecuencia de la red sería una cuestión trivial si ésta trabajase todo el tiempo con los parámetros que la caracterizan constantes e iguales a sus valores nominales (tensión de cada línea, desfase entre líneas y frecuencia) y la forma de onda de las señales fuese perfectamente senoidal. Sin embargo, la mayor parte el tiempo esta situación no se da, ni siquiera en condiciones normales de operación. A la variación continua de la frecuencia (desequilibrio generación/consumo), habría que añadir la distorsión de la forma de onda de la tensión debido a armónicos e interarmónicos (cargas no lineales), el desequilibrio entre líneas (cargas no equilibradas), las variaciones transitorias en la tensión de red (conexión/desconexión de generadores o cargas, energización de transformadores, arranque de motores, conmutación de bancos de condensadores, faltas en líneas, ...) y el ruido (hornos de arco eléctrico, equipos de soldadura, puestas a tierra inadecuadas, señales de comunicación, ...). Todas estas perturbaciones, hacen que la medida de la frecuencia

no sea un proceso sencillo.

En Europa, las perturbaciones electromagnéticas que se pueden producir en la red eléctrica están recogidas en la norma IEC 61000. Según esta, los fenómenos electromagnéticos se clasifican en [1-19]:

Conducidos de baja frecuencia. Son aquellos que se propagan por conductores eléctricos o mediante acoplamiento y cuyo espectro no supera los 9 kHz (armónicos, interarmónicos, desequilibrio de tensión, fluctuación de tensión, hueco de tensión y variación de frecuencia).

Conducidos de alta frecuencia. En este caso el espectro es superior a los 150 kHz (tensiones o corrientes inducidas o acopladas y transitorios).

Radiados de baja frecuencia. Son aquellos que se propagan a través del espacio y tienen un espectro inferior a 9 kHz (campos magnéticos y campos eléctricos).

Radiados de alta frecuencia. El fenómeno se propaga por el espacio y su espectro es superior a 150 kHz (perturbaciones oscilatorias continuas, perturbaciones moduladas y perturbaciones pulsadas).

Descarga electrostática (corrientes electrostáticas).

Durante las últimas décadas se han desarrollado una gran cantidad de métodos para la estimación de la frecuencia de la red eléctrica, tanto para redes monofásicas como trifásicas. Estos métodos se suelen dividir entre los desarrollados en el dominio del tiempo y los desarrollados en el dominio de la frecuencia.

Entre los primeros, el más elemental es el de paso por cero de la tensión [1-20]–[1-27], siendo muy sensible al ruido y a la distorsión de la tensión. Para superar estas limitaciones, se han desarrollado una gran variedad de alternativas. Los métodos basados en mínimos cuadrados (LS) tratan de encontrar la mejor solución de un sistema de ecuaciones lineales mediante la minimización de una función objetivo del tipo sumatorio de cuadrados [1-28]–[1-41] dan buenos resultados sólo cuando la frecuencia se desvía poco de su valor nominal y requiere de grandes cálculos matriciales. En los algoritmos basados en el método de Newton (NTA) [1-42]–[1-47] se trata de buscar la mejor solución de un sistema de ecuaciones no lineales mediante un proceso iterativo basado en mínimos cuadrados. Estos métodos son muy sensibles al conjunto de valores iniciales y suele ser necesario realizar la inversa de una matriz en cada iteración por lo que requiere un volumen alto de cálculos. Los filtros “notch” adaptativos (ANF) [1-48]–[1-50] tienen una respuesta dinámica lenta. El filtro de Kalman (KF) también es utilizado en algunos métodos [1-51]–[1-62], pero requiere de complejos cálculos iterativos. La obtención de dos señales ortogonales entre sí, mediante filtrado FIR (filtros ortogonales, FO) de la señal de red y, a partir de estas, calcular la frecuencia es otra técnica empleada [1-63]–[1-69]. Una mejora al filtrado ortogonal con filtros FIR consiste en el empleo de filtros IIR basados en una wavelet madre de tipo polinómica [1-70]–[1-72]. La minimización de la varianza del error (MV) de varias estimaciones consecutivas de la frecuencia usando tres muestras equidistantes es otra técnica desarrollada por el autor de esta tesis [1-73]–[1-75]. El uso del lazo de enganche de fase (PLL) es ampliamente utilizado en la estimación de la frecuencia y ha dado lugar a distintas variantes [1-76]–[1-82] aunque, en general, hay que establecer un compromiso entre el tiempo de respuesta y la exactitud de la estimación en estado estacionario, presenta oscilaciones en presencia de armónicos y largos tiempos de respuesta cuando hay saltos de fase. Otros métodos emplean las redes neuronales [1-83], [1-84] o los lazos de enganche de frecuencia (FLL) [1-85]–[1-87].

Los métodos en el dominio de la frecuencia utilizan los coeficientes de la transformada discreta de Fourier (DFT) de la señal de red para estimar la frecuencia [1-88]–[1-94]. La aplicación directa de la DFT presenta errores significativos, debidos al difuminado espectral y la resolución espectral, cuando la frecuencia se aparta de su valor nominal (muestreo no coherente). Para mejorar los resultados se han propuesto distintas alternativas. La DFT interpolada (IpDFT) calcula varios coeficientes DFT (líneas espectrales) en el entorno de la frecuencia nominal y a partir de ellos se obtiene la frecuencia. El número de coeficientes utilizados, la función ventana usada y las aproximaciones consideradas para calcular la frecuencia da lugar a distintas

versiones del método [1-95]–[1-109]. La DFT recursiva [1-110]–[1-112] es otra variante utilizada.

A la hora de evaluar las prestaciones de los distintos métodos de medida, se observa que no existe una uniformidad en las señales de prueba propuestas, planteando cada autor un conjunto de señales concreto. En algunos casos, el tipo de señal propuesto es el mismo, pero con valores de los parámetros que lo caracterizan distintos (señal con armónicos, por ejemplo). En otros, incluso se proponen señales poco realistas en cuanto a que no son posibles en la red eléctrica (por ejemplo, un escalón en frecuencia). En muchos casos, no se estudia el efecto de perturbaciones típicas de la red (interarmónicos, desequilibrio, fluctuación de tensión, huecos de tensión). Finalmente, se ha observado que no existe ningún trabajo en el que se lleve a cabo un estudio del efecto de todas las posibles perturbaciones en la red eléctrica (conducidas o radiadas, de baja o alta frecuencia). Tampoco se considera en todos los métodos el efecto del ruido presente en las señales a procesar.

Respecto a la implementación digital de los distintos métodos, tampoco existe una uniformidad en cuanto a la frecuencia de muestreo de las señales o a la resolución de la cuantificación de las muestras, ni un estudio sobre cómo afectan estos aspectos a la medida de la frecuencia.

El presente trabajo de tesis se centra en plantear un marco de trabajo que permita la evaluación de las prestaciones de los distintos métodos de medida de la frecuencia de forma objetiva, completa y realista y la viabilidad de su realización en tiempo real, tanto en redes monofásicas como trifásicas, cuando existen perturbaciones electromagnéticas conducidas de baja frecuencia.

Dado que la implementación de todos los métodos propuestos en la literatura, sería demasiado extenso, el trabajo desarrollado se centra en el método de mínima varianza, propuesto por el autor de esta tesis, el método de los filtros ortogonales (con sus distintas versiones) y algunas de las variantes de los métodos PLL. El estudio se ha llevado a cabo tanto para redes monofásicas como para redes trifásicas.

Los métodos propuestos han sido implementados tanto en MATHCAD (software matemático de alto nivel equivalente a MATLAB) y ejecutados sobre PC, como en C y ejecutados por un controlador digital de señal (DSC).

1.1. Objeto de la tesis

El objetivo general de la presente tesis doctoral se divide en tres partes. En primer lugar, desarrollar un marco de trabajo que permita realizar una comparación objetiva, realista y completa de los distintos métodos de medida de la frecuencia de la red eléctrica. Esto facilitará la tarea de decidir qué método es el más adecuado en función de la aplicación que se vaya a hacer de la información de la frecuencia y de las características de perturbación del entorno donde se realicen las medidas.

En segundo lugar, desarrollar un nuevo método de medida de la frecuencia que mejore el comportamiento de los métodos existentes para determinados tipos de perturbaciones electromagnéticas.

En tercer lugar, comprobar la viabilidad de realización en tiempo real de los distintos métodos de medida de la frecuencia.

Para ello se han perseguido los siguientes objetivos específicos:

- Definir el conjunto de señales de prueba a utilizar con los métodos de medida de la frecuencia, basadas en la norma IEC 61000 y correspondientes a las perturbaciones electromagnéticas conducidas de baja frecuencia.

- Desarrollar un nuevo método de medida de la frecuencia que mejore los resultados obtenidos con los métodos actuales.

- Simular los distintos métodos con una herramienta matemática de alto nivel, con las señales de prueba y para distintas condiciones de ruido, de cuantificación y de frecuencia de muestreo de las

señales utilizadas.

Implementar los métodos anteriores en un sistema experimental basado en un controlador digital de señal (DSC) para comprobar la viabilidad de su realización en tiempo real.

Analizar los resultados, simulados y experimentales, obtenidos con los métodos de medida estudiados y el conjunto de señales de prueba.

1.2. Estructura de la tesis

El presente documento de tesis está organizado en 8 capítulos y dos anexos

Los capítulos son:

- **Capítulo 1: Introducción;** donde se realiza una exposición de la importancia de la medida de la frecuencia, la problemática de su medida cuando existen perturbaciones en la red, el estado del arte de la medida de la frecuencia, los objetivos de la tesis y su estructura.
- **Capítulo 2: Señales de prueba;** en este capítulo se describen en detalle las distintas señales propuestas en la norma IEC 61000 como representativas de las perturbaciones conducidas de baja frecuencia. Estas señales serán utilizadas para evaluar los métodos de medida de la frecuencia.
- **Capítulo 3: Métodos de medida de mínima varianza;** se presenta el método de medida basado en la mínima varianza del error, propuesto por el autor de la tesis, en sus versiones monofásica y trifásica.
- **Capítulo 4: Métodos de medida basados en filtros ortogonales;** este capítulo expone las distintas versiones de medida de la frecuencia que utilizan filtros ortogonales.
- **Capítulo 5: Métodos de medida PLL;** se explican diversas versiones basadas en el principio del lazo de enganche de fase, tanto en el entorno monofásico como en el trifásico.
- **Capítulo 6: Resultados de simulación;** aquí se recogen los resultados obtenidos al procesar las distintas señales de prueba con los métodos estudiados, así como el análisis de los mismos. También se ha estudiado el efecto que tienen el ruido, la cuantificación y la frecuencia de muestreo de las señales de prueba.
- **Capítulo 7: Resultados experimentales;** en este capítulo se describe el sistema experimental desarrollado, los resultados obtenidos con él y la comparación con los resultados simulados.
- **Capítulo 8: Conclusiones;** se exponen las conclusiones del trabajo desarrollado. Se indican las aportaciones científicas del autor relacionadas con el método propuesto por el autor. Finalmente, se indican las líneas futuras de trabajo.

Los anexos son:

- **Anexo A: Resultados de simulación;** Gráficas del error en la estimación de la frecuencia al procesar las distintas señales de prueba con los métodos de medida propuestos, mediante un software matemático de alto nivel (MATHECAD).
- **Anexo B: Resultados experimentales;** Gráficas del error en la estimación de la frecuencia al procesar las señales con un DSC.

1.3. Referencias

- [1-1] International Electrotechnical Commission, "IEC - World Plugs." [Online]. Available: <https://www.iec.ch/worldplugs/map.htm>. [Accessed: 29-Dec-2018].
- [1-2] C. J. Ramos, A. P. Martins, and A. S. Carvalho, "Frequency and phase-angle estimation using ordinary least squares," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 9, pp. 5677–5688, 2015.
- [1-3] P. Roncero-Sanchez, X. Del Toro Garcia, A. P. Torres, and V. Feliu, "Fundamental positive- and negative-sequence estimator for grid synchronization under highly disturbed operating conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3733–3746, 2013.
- [1-4] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. Vasquez, "Modeling and Stability Assessment of Single-Phase Grid Synchronization Techniques: Linear Time-Periodic vs. Linear Time-Invariant Frameworks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 20–27, 2018.
- [1-5] D. Wang, L. Xiong, and J. Lin, "An inertia emulation method based on improved double-loop control for grid-tied inverters," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEEC - ECCE Asia 2017*, 2017, pp. 2213–2217.
- [1-6] J. Fang, H. Li, Y. Tang, and F. Blaabjerg, "On the Inertia of Future More-Electronics Power Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 160–170, 2018.
- [1-7] Z. Afshar, "Virtual Synchronous Generator for Frequency Response Improving and Power Damping in Microgrids using Adaptive Sliding Mode Control," *2018 Int. Conf. Expo. Electr. Power Eng.*, pp. 199–204, 2018.
- [1-8] A. K. Jindal, S. Member, A. Ghosh, S. Member, and A. Joshi, "Voltage regulation using dynamic Voltage restorer for larger frequency variations," *Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, p. 850–856 Vol. 1, 2005.
- [1-9] M. Chawla, A. Rajvanshy, A. Ghosh, and A. Joshi, "Distribution bus voltage control using DVR under the supply frequency variations," *2006 IEEE Power India Conf.*, vol. 2005, pp. 272–277, 2005.
- [1-10] M. Jazaeri and H. Abdollahzadeh, "Control of Dynamic Voltage Restorer (DVR) based on introducing a new approach for the on-line estimation of symmetrical components," *1st Int. Conf. Sustain. Power Gener. Supply, SUPERGEN '09*, pp. 1–7, 2009.
- [1-11] R. Chudamani, K. Vasudevan, and C. S. Ramalingam, "Simulation study of a shunt active power filter using nonlinear least squares harmonic extraction technique," *2006 Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES '06*, no. i, pp. 3–7, 2006.
- [1-12] F. D. Freijedo *et al.*, "Frequency tracking of digital resonant filters for control of power converters connected to public distribution systems," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 4, p. 454, 2011.
- [1-13] Y. Terriche, S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based PLL for Improving the Performance of Shunt Active Power Filter under Adverse Grid Conditions," in *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2018, pp. 2–6.
- [1-14] A. Luna *et al.*, "Grid Voltage Synchronization for Distributed Generation Systems Under Grid Fault Conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3414–3425, 2015.
- [1-15] C. J. Nwobu, A. M. Nakiganda, and L. Zhang, "Grid Voltage Synchronization for Unbalanced Voltages Using the Energy Operator," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 1415–

- 1424, 2017.
- [1-16] P. K. Dash, M. Padhee, and S. K. Barik, "Electrical Power and Energy Systems Estimation of power quality indices in distributed generation systems during power islanding conditions," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 36, no. 1, pp. 18–30, 2012.
- [1-17] S. Bifaretti, A. Lidozzi, L. Solero, and F. Crescimbeni, "Anti-Islanding Detector Based on a Robust PLL," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 398–405, 2015.
- [1-18] H. Samet, "Evaluation of digital metering methods used in protection and reactive power compensation of micro-grids," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 62, pp. 260–279, 2016.
- [1-19] "IEC TR 61000-2-5 2017. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2–5: environment – description and classification of electromagnetic environments. Basic EMC Publication." .
- [1-20] P. Kumar, S. C. Gupta, and B. Gupta, "Frequency deviation transducer for power system applications," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. 94, no. 4, pp. 1270–1275, 1975.
- [1-21] G. P. Hancke, "The Optimal Frequency Estimation of a Noisy Sinusoidal Signal," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, no. 6, pp. 843–846, 1990.
- [1-22] O. P. Malik, G. S. Hope, G. C. Hancock, L. Zhaohui, Y. Luqing, and W. Shouping, "Frequency measurement for use with a microprocessor-based water turbine governor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 6, no. 3, pp. 361–366, 1991.
- [1-23] M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap, and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 480–484, 1993.
- [1-24] V. Friedman, "A Zero Crossing Algorithm for the Estimation of the Frequency of a Single Sinusoid in White Noise," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, no. 6, pp. 2–6, 1994.
- [1-25] J.-H. Lee and M. J. Devaney, "Accurate measurement of line frequency in the presence of noise using time domain data," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 1994, pp. 1016–1019.
- [1-26] O. Vainio and S. J. Ovaska, "Adaptive Filtering Using Multiplicative General Parameters for Zero-Crossing Detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 6, pp. 1340–1342, 2003.
- [1-27] R. Aghazadeh, H. Lesani, M. Senaye-Pasand, and B. Ganji, "New technique for frequency and amplitude estimation of power system signals," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 152, no. 3, pp. 435–440, 2005.
- [1-28] M. S. Sachdev and M. . Giray, "A Least Error Squares Technique for Determining Power System Frequency," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-104, no. 2, pp. 437–444, 1985.
- [1-29] M. M. Giray and M. S. Sachdev, "Off nominal frequency measurement in electric power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 4, no. 3, pp. 1573–1578, 1989.
- [1-30] S. Y. Park, Y. S. Song, H. J. Kim, and J. Park, "Improved Method for Frequency Estimation of Sampled Sinusoidal Signals Without Iteration," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 8, pp. 2828–2834, 2011.
- [1-31] M. D. Kušljević, "On LS-Based Power Frequency Estimation Algorithms," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 7, pp. 2020–2028, 2013.

-
- [1-32] S. Das and T. Sidhu, "A Simple Synchrophasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and Protection Requirements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 10, pp. 2704–2715, 2013.
- [1-33] D. Belega, D. Fontanelli, and D. Petri, "Dynamic Phasor and Frequency Measurements by an Improved Taylor Weighted Least Squares Algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 8, pp. 2165–2178, 2015.
- [1-34] M. . Sachdev and M. Nagpal, "A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 6, no. 3, pp. 361–366, 1991.
- [1-35] V. Terzija, M. Djuric, and B. Kovacevic, "A new self-tuning algorithm for the frequency estimation of distorted signals," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, no. 4, pp. 1779–1785, 1995.
- [1-36] J. Q. Zhang, Z. Xinmin, H. Xiao, and S. Jinwei, "Sinewave Fit Algorithm Based on Total Least-Squares Method with Application to ADC Effective Bits Measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, no. 4, pp. 1026–1030, 1997.
- [1-37] R. Micheletti, "Real Time Measurement of power system frequency," in *XVI IMEKO World Congress*, 2000.
- [1-38] A. G. Phadke and B. Kasztenny, "Synchronized Phasor and Frequency Measurement Under Transient Conditions," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 1, pp. 89–95, 2009.
- [1-39] R. Chudamani, K. Vasudevan, and C. S. Ramalingam, "Real-Time Estimation of Power System Frequency Using Nonlinear Least Squares," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 3, pp. 1021–1028, 2009.
- [1-40] M. A. Platas-garza, J. Antonio, D. O. Serna, and S. Member, "Dynamic Phasor and Frequency Estimates Through Maximally Flat Differentiators," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 7, pp. 1803–1811, 2010.
- [1-41] A. Abdollahi and F. Matinfar, "Frequency Estimation : A Least-Squares New Approach," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 2, pp. 790–798, 2011.
- [1-42] V. Terzija and M. Djuric, "Direct estimation of voltage phasor, frequency and its rate of change using Newton's iterative method," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 16, no. 6, pp. 423–428, 1994.
- [1-43] V. V. Terzija, "Improved recursive Newton-type algorithm for power system relaying and measurement," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 145, no. 1, pp. 15–20, 1998.
- [1-44] V. V. Terzija, "Improved recursive Newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, no. 5, pp. 1654–1659, 2003.
- [1-45] V. V. Terzija and V. Stanojević, "Two-stage improved recursive Newton-type algorithm for power-quality indices estimation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 3, pp. 1351–1359, 2007.
- [1-46] J. Yang, H. Xi, and W. Guo, "Robust modified Newton algorithm for adaptive frequency estimation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 879–882, 2007.
- [1-47] I. Sadinezhad and V. G. Agelidis, "Slow sampling online optimization approach to estimate power system frequency," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 265–277, 2011.

- [1-48] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, and M. Mojiri, "A nonlinear adaptive synchronization technique for single-phase grid-connected converters," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 23, no. 4, pp. 4076–4079, 2008.
- [1-49] M. Mojiri, D. Yazdani, and A. Bakhshai, "Robust adaptive frequency estimation of three-phase power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 7, pp. 1793–1802, 2010.
- [1-50] G. Yin, L. Guo, and X. Li, "An amplitude adaptive notch filter for grid signal processing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2638–2641, 2013.
- [1-51] A. A. Girgis and W. L. Peterson, "Adaptive estimation of power system frequency deviation and its rate of change for calculating sudden power system overloads," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 5, no. 2, pp. 585–594, 1990.
- [1-52] I. Kamwa and R. Grondin, "Fast adaptive schemes for tracking voltage phasor and local frequency in power transmission and distribution systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 7, no. 2, pp. 789–795, 1992.
- [1-53] D. H. Dini and D. P. Mandic, "Widely linear modeling for frequency estimation in unbalanced three-phase power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 2, pp. 353–363, 2013.
- [1-54] J. Zhao, L. Mili, and F. Milano, "Robust Frequency Divider for Power System Online Monitoring and Control," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 33, no. 4, pp. 4414–4423, 2018.
- [1-55] I. Kamwa and K. Srinivasan, "A kalman filter-based technique for combined digital estimation of voltage flicker and phasor in power distribution systems," *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 3, no. 2, pp. 131–142, 1993.
- [1-56] P. K. Dash, A. K. Pradhan, and G. Panda, "Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 14, no. 3, pp. 761–766, 1999.
- [1-57] P. K. Dash, G. Panda, A. K. Pradhan, A. Routray, and B. Duttagupta, "An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals," *2000 IEEE Power Eng. Soc. Conf. Proc.*, vol. 3, no. 4, pp. 1569–1574, 2000.
- [1-58] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao, "A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 469–479, 2002.
- [1-59] C.-H. Huang, C.-H. Lee, K.-J. Shih, and Y.-J. Wang, "Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using a Robust Algorithm," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 1, pp. 41–51, 2008.
- [1-60] C. H. Huang, C. H. Lee, K. J. Shih, and Y. J. Wang, "A robust technique for frequency estimation of distorted signals in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 8, pp. 2026–2036, 2010.
- [1-61] J. A. De La O Serna and J. Rodríguez-Maldonado, "Instantaneous oscillating phasor estimates with TaylorK-Kalman filters," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 26, no. 4, pp. 2336–2344, 2011.
- [1-62] P. Regulski and V. Terzija, "Estimation of frequency and fundamental power components using an unscented Kalman filter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 4, pp. 952–962, 2012.
- [1-63] P. J. Moore, R. D. Carranza, and A. T. Johns, "A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 141, no. 5, pp. 529–536, 1994.

-
- [1-64] P. J. Moore, R. D. Carranza, and A. T. Johns, "Model System Tests on a New Numeric Method of Power System Frequency Measurement," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 11, no. 2, pp. 696–701, 1996.
- [1-65] J. Szafran and W. Rebizant, "Power system frequency estimation," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 145, no. 5, pp. 578–582, 1998.
- [1-66] T. S. Sidhu and M. S. Sachdev, "An iterative technique for fast and accurate measurement of power system frequency," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 13, no. 1, pp. 109–115, 1998.
- [1-67] T. S. Sidhu, "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 1, pp. 75–81, 1999.
- [1-68] D. W. P. Thomas and M. S. Woolfson, "Evaluation of frequency tracking methods," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 16, no. 3, pp. 367–371, 2001.
- [1-69] W. Rebizant, F. Szafran, and A. Wiszniewski, *Digital Signal Processing in Power System Protection and Control*. London: Springer-Verlag, 2011.
- [1-70] T. Lin, M. Tsuji, and E. Yamada, "A wavelet approach to real time estimation of power system frequency," in *SICE 2001. Proceedings of the 40th SICE Annual Conference. International Session Papers (IEEE Cat. No.01TH8603)*, 2001, pp. 58–65.
- [1-71] M. Tsuji and M. Nagasaki, "Online Frequency Estimation using Power Series Type Wavelet Transform," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 126, no. 5, pp. 646–652, 2006.
- [1-72] S. Hamasaki, M. Tsuji, K. Hirota, and J. Yano, "Applications of the power series type wavelet transform for real-time analysis," in *The 12th International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2009, pp. 1–6.
- [1-73] A. López Ojeda, J. C. Montaña Asquerino, M. Castilla Ibáñez, J. Gutiérrez Benítez, M. D. Borrás Talavera, and J. C. B. Rodríguez, "Instrumento Virtual para la Medida de la Frecuencia Instantanea de Red en Condiciones no Estacionarias," in *8º Congreso Luso Español de Ingeniería Eléctrica*, 2003.
- [1-74] A. López, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Instantaneous line-frequency measurement under nonstationary situations," in *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC/04*, 2004, vol. 2, no. May, pp. 941–944.
- [1-75] A. López, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Power system frequency measurement under nonstationary situations," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 2, pp. 562–567, 2008.
- [1-76] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [1-77] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [1-78] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "Wide-range, fast and robust estimation of power system frequency," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 65, no. 2, pp. 109–117, 2003.
- [1-79] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, and M. R. Iravani, "Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 2, pp. 472–480, 2004.

- [1-80] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–6.
- [1-81] S. Eren, M. Karimi-Ghartemani, and A. Bakhshai, "Enhancing the three-phase synchronous reference frame PLL to remove unbalance and harmonic errors," in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 437–441.
- [1-82] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [1-83] P. Dash, D. Swain, a Routray, and a Liew, "An adaptive neural network approach for the estimation of power system frequency," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 41, no. 3, pp. 203–210, 1997.
- [1-84] L. Lai, W. Chan, C. Tse, and A. So, "Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks Estimation - Adaptive," *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 14, no. 1, pp. 52–59, 1999.
- [1-85] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, 2011.
- [1-86] J. Matas, M. Castilla, J. Miret, L. Garcia De Vicuna, and R. Guzman, "An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2139–2151, 2014.
- [1-87] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. A. Al-Turki, "A Study On Three-Phase FLLs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 213–224, 2018.
- [1-88] A. G. Phadke, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1025–1038, 1983.
- [1-89] E. Jacobsen and R. Lyons, "the sliding DFT," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 20, no. 2, pp. 74–80, 2003.
- [1-90] M. Wang and Y. Sun, "A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 4, pp. 1547–1552, 2004.
- [1-91] D. Fan and V. Centeno, "Phasor-based synchronized frequency measurement in power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 4, pp. 2010–2016, 2007.
- [1-92] T. Radil and P. M. Ramos, "Frequency domain based algorithm for estimation of single-tone multichannel signals," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, I2MTC*, 2009, no. May, pp. 978–982.
- [1-93] P. Zhang, H. Xue, and R. Yang, "Shifting window average method for accurate frequency measurement in power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 4, pp. 2887–2889, 2011.
- [1-94] J. K. Hwang and P. N. Markham, "Power system frequency estimation by reduction of noise using three digital filters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 2, pp. 402–409, 2014.
- [1-95] T. Grandke, "Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 32, no. 2, pp. 350–355, 1983.
- [1-96] G. Andria, M. Savino, and A. Trotta, "Windows and Interpolation Algorithms to Improve Electrical

- Measurement Accuracy," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 4, pp. 856–863, 1989.
- [1-97] D. Belega and D. Petri, "Accuracy analysis of the multicycle synchrophasor estimator provided by the interpolated DFT algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 5, pp. 942–953, 2013.
- [1-98] J. Borkowski and D. Kania, "Interpolated-DFT-based fast and accurate amplitude and phase estimation for the control of power," *Metrol. Meas. Syst.*, vol. 23, no. 1, pp. 13–26, 2016.
- [1-99] M. S. Reza, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "A Robust Frequency Estimation Technique Based on Three Consecutive Samples for Single-Phase Systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 1049–1058, Dec. 2014.
- [1-100] H. Wen, Z. Teng, Y. Wang, B. Zeng, and X. Hu, "Simple Interpolated FFT Algorithm Based on Minimize Sidelobe Windows for Power-Harmonic Analysis," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2570–2579, Sep. 2011.
- [1-101] H. Wen, C. Li, and W. Yao, "Power System Frequency Estimation of Sine-Wave Corrupted with Noise by Windowed Three-Point Interpolated DFT," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 5, pp. 5163–5172, 2018.
- [1-102] C. Offelli and D. Petri, "Interpolation Techniques for Real-Time Multifrequency Waveform Analysis," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, no. 1, pp. 106–111, 1990.
- [1-103] C. Offelli and D. Petri, "The Influence of Windowing on the Accuracy of Multifrequency Signal Parameter Estimation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, no. 2, pp. 256–261, 1992.
- [1-104] J. Schoukens, R. Pintelon, and H. Van Hamme, "The Interpolated Fast Fourier Transform: A Comparative Study," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, no. 2, pp. 226–232, 1992.
- [1-105] Jun-Zhe Yang and Chih-Wen Liu, "A precise calculation of power system frequency and phasor," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 15, no. 2, pp. 494–499, 2000.
- [1-106] F. Zhang, Z. Geng, and W. Yuan, "The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 16, no. 2, pp. 160–164, 2001.
- [1-107] D. Agrez, "Frequency estimation of the non-stationary signals using interpolated DFT," in *Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IEEE Cat. No.00CH37276)*, 2002, vol. 2, pp. 925–930.
- [1-108] D. Belega and D. Dallet, "Efficiency of the three-point interpolated DFT method on the normalized frequency estimation of a sine-wave," in *Proceedings of the 5th IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS'2009*, 2009, no. September, pp. 2–7.
- [1-109] D. Belega, D. Dallet, and D. Petri, "Accuracy of sine wave frequency estimation by multipoint interpolated DFT approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 11, pp. 2808–2815, 2010.
- [1-110] H. A. Darwish and M. Fikri, "Practical considerations for recursive DFT implementation in numerical relays," in *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference*, 2006, vol. 22, no. 1, pp. 880–887.
- [1-111] M. S. Reza, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "A recursive DFT based technique for accurate estimation of grid voltage frequency," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2013,

pp. 6420–6425.

[1-112] F. Ykhlef, “Frequency Estimation and Tracking in Electrical Power Systems,” in *2018 6th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, 2018, vol. 0, pp. 1–4.

2. Señales de prueba

En este capítulo se lleva a cabo la presentación del conjunto de señales utilizadas para estudiar y comparar los métodos de medida de la frecuencia.

Con objeto de que el estudio sea objetivo, se ha aplicado a cada uno de los métodos de medida de la frecuencia instantánea al mismo conjunto de señales de prueba. Para hacerlo más realista, se han utilizado señales con fenómenos continuos y con fenómenos discontinuos (eventos de tensión), de acuerdo con las definiciones que aparecen en las distintas secciones de la parte 4 de la norma UNE EN 61000 (Compatibilidad Electromagnética. Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad). El estudio se ha centrado sobre las perturbaciones de tipo conducido de baja frecuencia, ya que son las más importantes de la red eléctrica.

A partir de las descripciones de las distintas perturbaciones dadas en la norma, se han desarrollado las descripciones matemáticas correspondientes, con sus parámetros característicos. Esto nos ha permitido generar los distintos casos que se recogen en la normativa, para una misma señal de prueba (perturbación). Las señales han sido generadas en versión trifásica y monofásica.

2.1. Descripción de las señales de prueba trifásicas

A continuación, se comenta las características de las señales sintetizadas referentes a la tensión de red. Han sido clasificadas en los dos grupos de señales mencionados: los correspondientes a fenómenos continuos y a los fenómenos transitorios (Eventos de tensión, UNE EN 50160:2010) [2-1].

2.1.1. Señales sintetizadas para fenómenos continuos

Se dan cuando alguna de las características de la tensión eléctrica suministrada por las redes presenta desviaciones de manera continua con relación al valor nominal correspondiente [2-1].

Las situaciones con fenómenos continuos incluidas han sido:

- Desviación de frecuencia (DF)
- Desviación de amplitud (DA)
- Distorsión armónica
- Desequilibrio de tensión (DT)
- Fluctuación de tensión /FT)

2.1.1.1. Desviación de frecuencia (DF)

Se considera la desviación de frecuencia, en una red de alimentación de baja tensión, V_{rmsN} (230 V), cuando el valor eficaz de la señal es constante, e igual al valor nominal, y la frecuencia también se mantiene constante pero distinta al valor nominal (50 Hz). Se ha creado una señal de prueba para cada posible valor de frecuencia desde 49 Hz hasta 51 Hz en incrementos de 0.1 Hz. La Tabla 2-1 recoge los distintos casos considerados con su denominación.

Este fenómeno no aparece recogido en la norma UNE EN 61000, ha sido incluido para ampliar el estudio de

los métodos de medida de la frecuencia, permitiendo identificar el error asociado al método (señal sin perturbación). Con esta información es posible, para algunos de los métodos y algunas de las señales de prueba, reconocer el efecto específico de la perturbación correspondiente.

Tabla 2-1. Señales de prueba para la desviación de frecuencia.

Frecuencia f_{df} (Hz)	Señal de prueba	Frecuencia f_{df} (Hz)	Señal de prueba
49.0	$df49.0\text{Hz}$	50.0	$df50.0\text{Hz}$
49.1	$df49.1\text{Hz}$	50.1	$df50.1\text{Hz}$
49.2	$df49.2\text{Hz}$	50.2	$df50.2\text{Hz}$
49.3	$df49.3\text{Hz}$	50.3	$df50.3\text{Hz}$
49.4	$df49.4\text{Hz}$	50.4	$df50.4\text{Hz}$
49.5	$df49.5\text{Hz}$	50.5	$df50.5\text{Hz}$
49.6	$df49.6\text{Hz}$	50.6	$df50.6\text{Hz}$
49.7	$df49.7\text{Hz}$	50.7	$df50.7\text{Hz}$
49.8	$df49.8\text{Hz}$	50.8	$df50.8\text{Hz}$
49.9	$df49.9\text{Hz}$	50.9	$df50.9\text{Hz}$
		51.0	$df51.0\text{Hz}$

La descripción matemática correspondiente es:

$$v_{df}(t,p) = \sqrt{2} \cdot V_{rmsN} \cdot \text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot f_{df} \cdot t - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (2-1)$$

Donde p representa la fase del sistema trifásico ($0 \rightarrow$ fase a, $1 \rightarrow$ fase b y $2 \rightarrow$ fase c).

2.1.1.2. Desviación de amplitud (DA)

Se considera la desviación de amplitud, en una red de alimentación de baja tensión, V_{rmsN} (230 V), cuando la frecuencia de la señal es constante e igual al valor nominal (50 Hz) y el valor eficaz de la tensión es también constante pero distinto al valor nominal, V_{rmsN} (230 V). Se ha creado una señal para cada posible variación del valor eficaz desde 90% V_{rmsN} hasta 110% V_{rmsN} en incrementos de 1% V_{rmsN} . Este fenómeno tampoco aparece en la norma UNE EN 61000, ha sido incluido para ampliar el estudio de los métodos de medida de la frecuencia. Los casos considerados se muestran en la Tabla 2-2.

Tabla 2-2. Señales de prueba para la desviación de amplitud.

Amplitud % V_{rmsda} (% V_{rmsN})	Señal de prueba	Amplitud % V_{rmsda} (% V_{rmsN})	Señal de prueba
90	$da90\%$	100	$da100\%$
91	$da91\%$	101	$da101\%$
92	$da92\%$	102	$da102\%$
93	$da93\%$	103	$da103\%$
94	$da94\%$	104	$da104\%$
95	$da95\%$	105	$da105\%$
96	$da96\%$	106	$da106\%$
97	$da97\%$	107	$da107\%$
98	$da98\%$	108	$da108\%$
99	$da99\%$	109	$da109\%$
		110	$da110\%$

La descripción matemática correspondiente es:

$$v_{da}(t,p) = \sqrt{2} \cdot \left(\frac{\%Vrms_{da}}{100} \cdot Vrms_N \right) \cdot \text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot f_N \cdot t - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (2-2)$$

2.1.1.3. Distorsión armónica

La tensión de red no es una onda sinusoidal perfecta. Siguiendo las recomendaciones de la norma UNE EN 61000-4-13 [2-2], [2-3], se han utilizado tres tipos de señales para caracterizar esta perturbación:

Combinación de armónicos-curva plana (CP)

Combinación de armónicos-curva de oscilación (CO)

Barrido de frecuencias

La curva plana es una señal sinusoidal recortada por arriba y por abajo. La ecuación (2-3) describe matemáticamente esta forma de onda. El parámetro K_x determina la altura a la que se trunca la señal. El parámetro K_y es un factor de corrección para mantener el valor eficaz de la forma de onda resultante al valor nominal de red, $Vrms_N$. La Figura 2-1 es el diagrama temporal de la curva plana. La Tabla 2-3 recoge de los distintos casos generados.

$$v_{cp}(t,p) = \begin{cases} +K_y \cdot \sqrt{2} \cdot Vrms_N \cdot K_x & \text{sen}(\omega_N \cdot t) > K_x \\ +K_y \cdot \sqrt{2} \cdot Vrms_N \cdot \text{sen} \left(\omega_N \cdot t - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) & |\text{sen}(\omega_N \cdot t)| \leq K_x \\ -K_y \cdot \sqrt{2} \cdot Vrms_N \cdot K_x & \text{sen}(\omega_N \cdot t) < -K_x \end{cases} \quad (2-3)$$

Donde $\omega_N = 2 \cdot \pi \cdot f_N$.

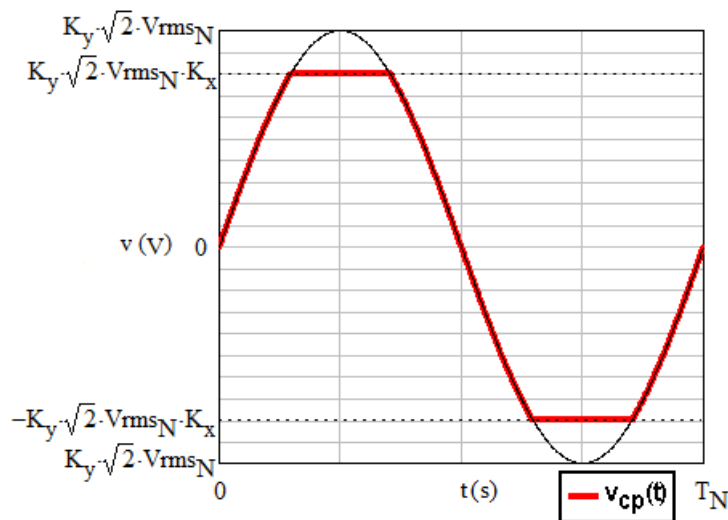


Figura 2-1. Forma de onda de la curva plana.

Tabla 2-3. Señales de prueba consideradas para la distorsión armónica - curva plana.

Factor de truncamiento, K_x	Factor de corrección, K_y	Señal de prueba
0.95	1.0133	<i>cp0.95</i>
0.90	1.0379	<i>cp0.90</i>
0.80	1.1117	<i>cp0.80</i>

La curva de oscilación es la señal resultante de sumar al armónico fundamental el tercer y quinto armónico. La descripción matemática correspondiente se indica en la ecuación (2-4). El valor nominal de la señal completa debe ser igual al valor nominal de la red, (V_{rmsN} , 230 V). En la Tabla 2-4 se indica el valor concreto de amplitud y fase de cada uno de los armónicos, junto con la denominación para los casos considerados. La Figura 2-2 muestra la forma de onda resultante para el caso $co8\%-5\%$.

$$v_{co}(t,p) = \sqrt{2} \cdot V_{rms1} \cdot \left[\text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot f_N \cdot \left(t - \frac{p \cdot T_N}{3} \right) \right) + \sum_{k=3,5} \left[\frac{\%V_{rmsk}}{100} \cdot \text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot k \cdot f_N \cdot \left(t - \frac{p \cdot T_N}{3} \right) + \phi_k \right) \right] \right] \quad (2-4)$$

Tabla 2-4. Señales de prueba consideradas para la distorsión armónica - curva de oscilación.

Armónico fundamental V_{rms1} (V)	Tercer armónico $\%V_{rms3} / \phi_3$ ($\%V_{rms1} / ^\circ$)	Quinto armónico $\%V_{rms5} / \phi_5$ ($\%V_{rms1} / ^\circ$)	Señal de prueba
229.7	4% / 180°	3% / 0°	$co4\%-3\%$
229.4	6% / 180°	4% / 0°	$co6\%-4\%$
229.0	8% / 180°	5% / 0°	$co8\%-5\%$

Nota: El valor del armónico fundamental está expresado como valor eficaz.

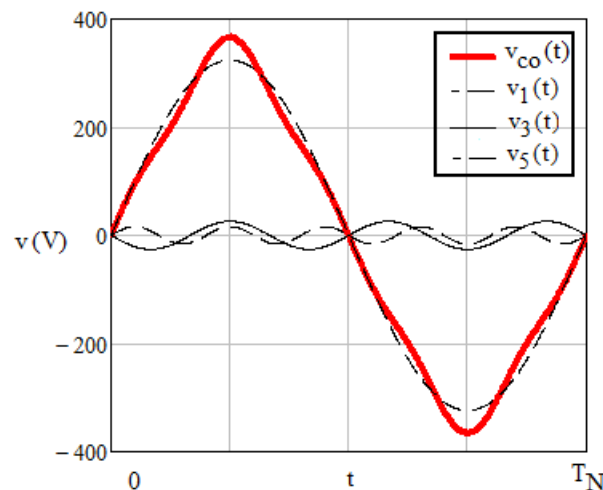


Figura 2-2. Forma de onda de la curva de oscilación.

El barrido de frecuencias permite comprobar el efecto de los armónicos y los interarmónicos. Consiste en una señal compuesta, por una parte, de una onda sinusoidal de amplitud y frecuencia iguales a los valores nominales correspondientes, a la que se suma otra onda sinusoidal (pseudoarmónico) cuya amplitud y frecuencia va cambiando. La variación de frecuencia del pseudoarmónico puede realizarse de forma continua (barrido analógico) o de forma discreta (barrido digital). Para facilitar la comprobación que este fenómeno tiene sobre los distintos métodos de estimación de la frecuencia, se ha optado por el barrido de frecuencias digital (BFD). Según la Norma UNE EN 61000-4-13, la velocidad de cambio de la frecuencia debe ser tal que el tiempo empleado por década no sea inferior a 5 minutos. Esto supone la generación de señales de prueba con un número de muestras muy elevado. No obstante, después de unas pruebas preliminares, se ha comprobado que, para los distintos métodos estudiados, no hay variación en los resultados si la frecuencia del pseudoarmónico se mantiene constante más de 200 ms. Por ello, se ha optado por generar las señales de prueba con 1 s de duración para cada pseudoarmónico. Esto reduce considerablemente el volumen de datos de cada señal. El rango de frecuencias cubierto va desde $0.33 \cdot f_N$ hasta $40 \cdot f_N$. El incremento

de frecuencia no es constante para todo el rango de variación. La Figura 2-3 indica la evolución temporal de la frecuencia.

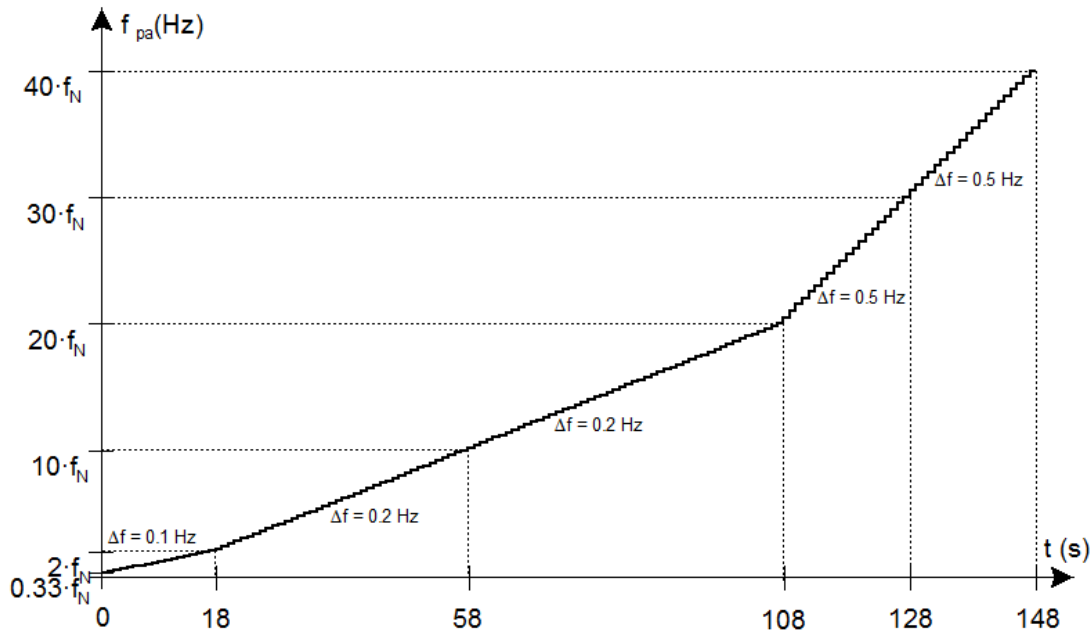


Figura 2-3. Cambio de la frecuencia del pseudoarmónico en función del tiempo.

El cambio en el valor de la frecuencia del pseudoarmónico se produce coincidiendo con un paso por cero ascendente del armónico fundamental.

Este patrón de comportamiento de la frecuencia del pseudoarmónico es común a todos los casos considerados para el barrido de frecuencias. La amplitud del pseudoarmónico va cambiando en función de la frecuencia del pseudoarmónico. La Figura 2-4 describe este comportamiento para las distintas señales consideradas en la Norma.

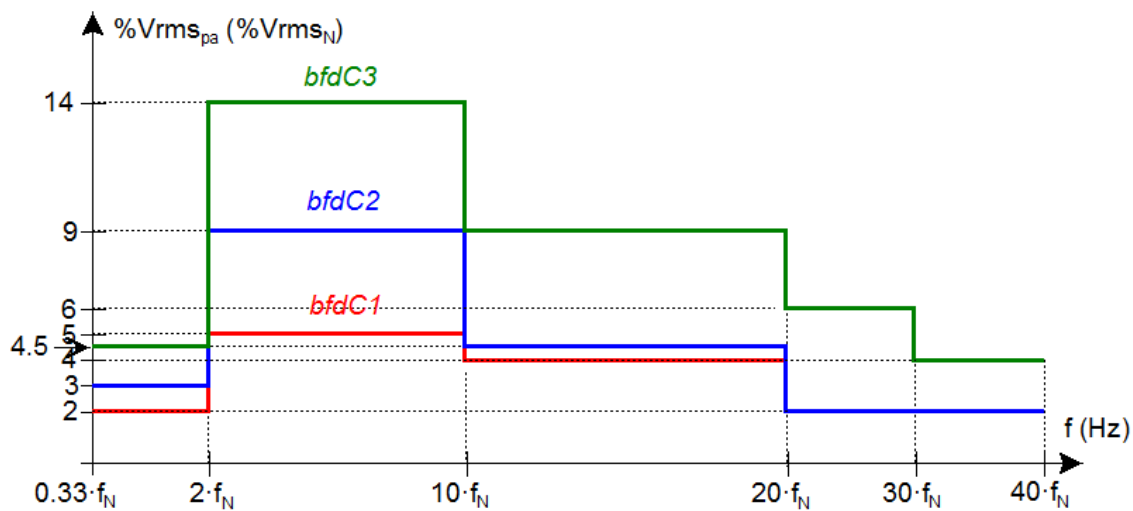


Figura 2-4. Cambio de la amplitud del pseudoarmónico en función de su frecuencia de este.

La descripción matemática de esta señal viene dada en la ecuación (2-5).

$$v_{bfd}(t,p) = \sqrt{2} \cdot V_{rms_N} \cdot \left[\text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot f_N \cdot \left(t - \frac{p \cdot T_N}{3} \right) \right) + \frac{\%V_{rms_{pa}}(t)}{100} \cdot \text{sen} \left(2 \cdot \pi \cdot f_{pa}(t) \cdot \left(t - t_{0_{pa}}(t) - \frac{p \cdot T_N}{3} \right) \right) \right]$$

(2-5)

t_{0pa} representa el instante en el que comienza cada pseudoarmónico.

Básicamente, consiste en sumar al armónico fundamental, con amplitud y frecuencias nominales, una señal senoidal cuya amplitud, frecuencia y fase inicial se van cambiando a lo largo del tiempo.

La Tabla 2-5 describe los distintos casos considerados para el barrido de frecuencias.

Tabla 2-5. Señales de prueba consideradas para el barrido de frecuencias.

Gama de frecuencia (Hz)	Incremento de frecuencia (Hz)	Amplitud del pseudoarmónico %Vrms _{Spa} (%Vrms _i)		
		Señal de prueba		
		<i>bfdC1</i>	<i>bfdC2</i>	<i>bfdC3</i>
0.33·f _N a 2·f _N	0.1·f _N	2	3	4.5
2·f _N a 10·f _N	0.2·f _N	5	9	14
10·f _N a 20·f _N	0.2·f _N	4	4.5	9
20·f _N a 30·f _N	0.5·f _N	2	2	6
30·f _N a 40·f _N	0.5·f _N	2	2	4

2.1.1.4. Desequilibrio de tensión (DT)

En un sistema trifásico, el valor eficaz de la señal de tensión en los conductores presenta, en la práctica, valores diferentes. En lo referente a la fase de las señales, la diferencia de fase entre las mismas no son todas iguales. Para evaluar esta forma de perturbación, se han generado señales con distinto valor del factor de desequilibrio inverso, k_{u2} (ecuación (2-6)). De acuerdo con la norma UNE-EN 61000-4-27 [2-4], los casos propuestos se recogen en la Tabla 2-6. La Figura 2-5 muestra el diagrama fasorial y el diagrama temporal de la tensión de cada fase para el caso $dt17\%$.

$$k_{u2} = 100 \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad (\text{tensión inversa} / \text{tensión directa})$$

$$V_2 = \frac{1}{3} \sqrt{\left(V_a \cdot \cos(\phi_a) + V_b \cdot \cos(\phi_b - 120^\circ) + V_c \cdot \cos(\phi_c + 120^\circ) \right)^2 + \left(V_a \cdot \text{sen}(\phi_a) + V_b \cdot \text{sen}(\phi_b - 120^\circ) + V_c \cdot \text{sen}(\phi_c + 120^\circ) \right)^2}$$

$$V_1 = \frac{1}{3} \sqrt{\left(V_a \cdot \cos(\phi_a) + V_b \cdot \cos(\phi_b + 120^\circ) + V_c \cdot \cos(\phi_c - 120^\circ) \right)^2 + \left(V_a \cdot \text{sen}(\phi_a) + V_b \cdot \text{sen}(\phi_b + 120^\circ) + V_c \cdot \text{sen}(\phi_c - 120^\circ) \right)^2}$$

$V_a, V_b, V_c \rightarrow$ Amplitud de cada línea

$\phi_a, \phi_b, \phi_c \rightarrow$ Ángulo de cada línea

(2-6)

La descripción matemática de esta señal viene dada por la ecuación (2-7).

$$v_{dt}(t,p) = \sqrt{2} \cdot \left(\frac{\%Vrms_p}{100} \cdot Vrms_N \right) \cdot \text{sen} \left(\omega_N \cdot t - \phi_p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{360} \right) \quad (2-7)$$

Tabla 2-6. Señales de prueba consideradas para el desequilibrio de tensión.

Fase	Amplitud %Vrms _F (%Vrms _N)	Ángulo ϕ_F (°)	Factor de desequilibrio ku ₂ (%)	Señal de prueba	Fase	Amplitud %Vrms _F (%Vrms _N)	Ángulo ϕ_F (°)	Factor de desequilibrio ku ₂ (%)	Señal de prueba
a	100	0°	6	dt6%	a	100	0°	8	dt8%
b	95.2	-125°			b	93.5	-127°		
c	90	120°			c	87	120°		
a	100	0°	13	dt13%	a	100	0°	17	dt17%
b	90	-131°			b	87	-134°		
c	80	121°			c	74	122°		
a	110	0°	25	dt25%					
b	66	-139°							
c	71	125°							

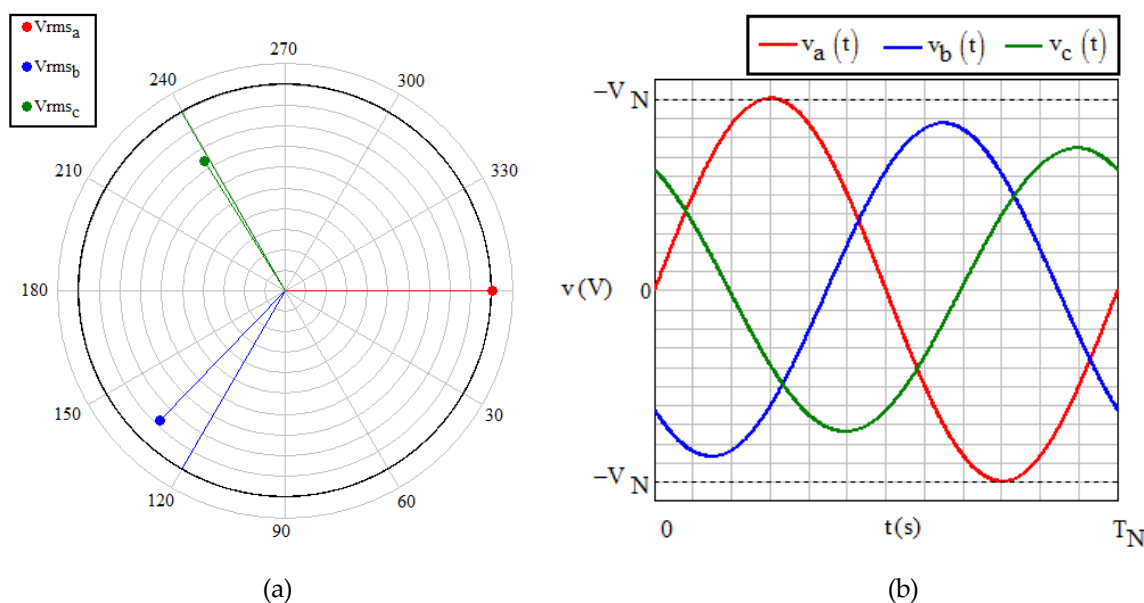


Figura 2-5. Desequilibrio de tensión, caso dt17%. (a) Diagrama fasorial, (b) diagrama temporal.

2.1.1.5. Fluctuación de la tensión (FT)

Consiste en una serie de cambios en la tensión o una variación cíclica en la envolvente de la tensión UNE-EN 61000-4-14 [2-5]. Este fenómeno viene definido por la forma de onda de la tensión eficaz y algunos parámetros relacionados con dicha forma. Siguiendo las indicaciones de la norma citada, se ha considerado variaciones en escalón de la tensión. En este caso, el resto de parámetros a definir son la tensión eficaz inicial, V_{rmsini} , la polaridad del escalón, la altura del escalón, $\% \Delta V_{rms}$, la duración del escalón, Δt y el periodo de repetición, T . Las formas de onda concretas consideradas se muestran en la Figura 2-6.

La norma indicada específica, para Δt y T , un valor de 2 y 5 segundos, respectivamente. De nuevo, dado que los métodos de medida de la frecuencia no varían sus resultados para valores de estos parámetros superiores a 200 y 500 milisegundos, respectivamente, se ha optado por tomar los valores de 1 y 2 segundos, reduciendo con esto el tamaño de las señales de prueba. La altura del escalón utilizada es de 8% y 12%. La Tabla 2-7 recoge las características y la denominación de las distintas señales de prueba evaluadas.

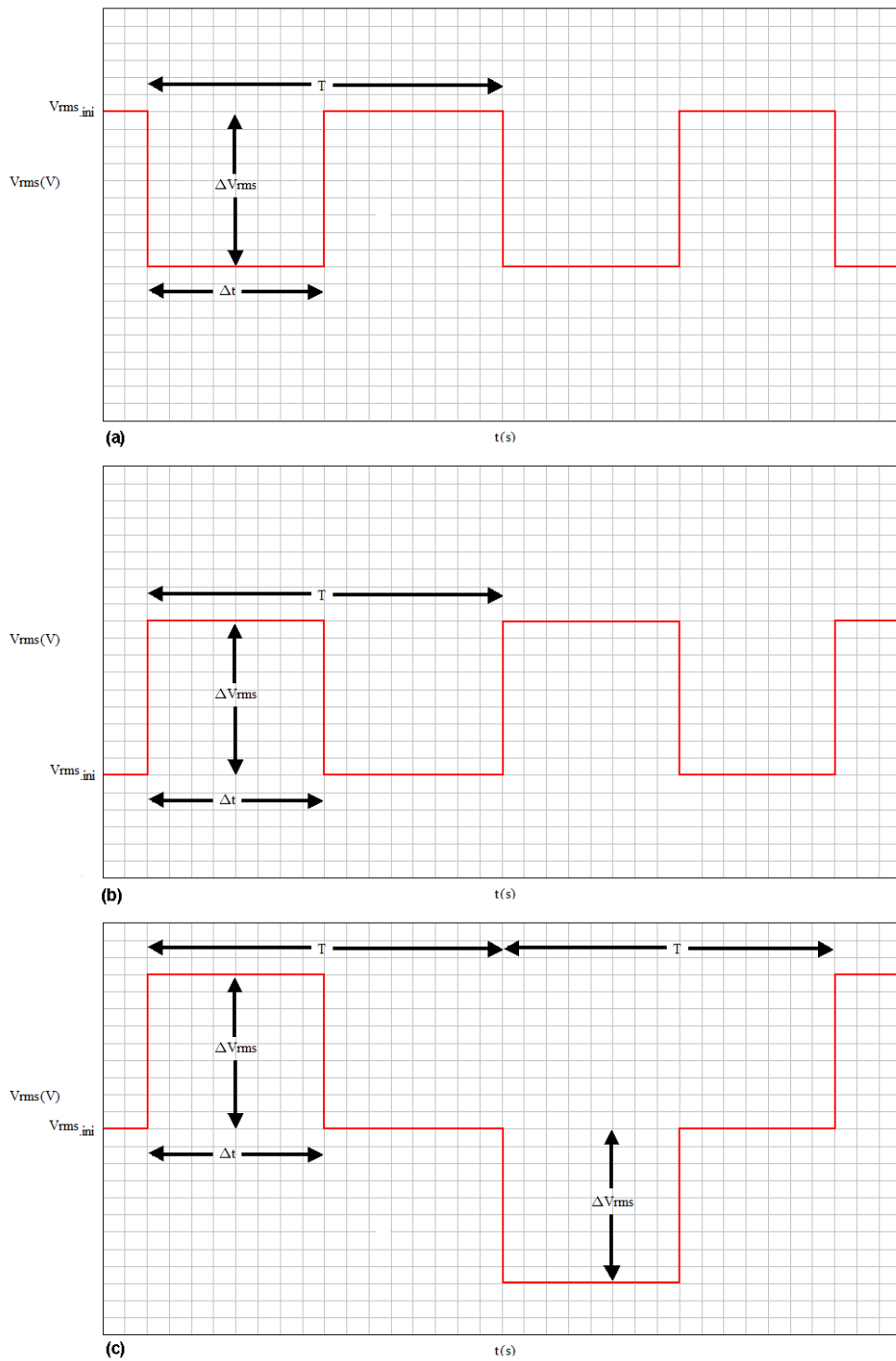


Figura 2-6. Forma de onda de la tensión eficaz para la fluctuación de tensión con escalón negativo (a), positivo (b) y positivo seguido de negativo (c).

Tabla 2-7. Distintas señales de prueba consideradas para la fluctuación de tensión.

		Tensión eficaz inicial V_{rmsini} (V)		
		$0.9 \cdot V_{rmsN}$	V_{rmsN}	$1.1 \cdot V_{rmsN}$
Altura del escalón $\% \Delta V_{rms}$ ($\% V_{rmsN}$)	8	$f \pm 8\% 0.9VN$	$f \pm 8\% 1.0VN$	$f \pm 8\% 1.1VN$
	12	$f \pm 12\% 0.9VN$	$f \pm 12\% 1.0VN$	$f \pm 12\% 1.1VN$

La normativa también puntualiza que las transiciones entre la tensión inicial y la tensión de ensayo (V_{rmsens}), se obtienen mediante cinco pasos de tensión en cinco ciclos consecutivos (forma de pirámide escalonada). Cada paso de tensión es de 1/5 de la altura del escalón. Además, para las variaciones decrecientes de tensión, el paso de tensión comienza en un ángulo de fase $\phi = 270^\circ$ y termina en $\phi = 360^\circ$. Para las variaciones crecientes de tensión, el escalón de tensión comienza en un ángulo de fase $\phi = 180^\circ$ y termina en $\phi = 270^\circ$ [2-6]. La Figura 2-7, Figura 2-8 y Figura 2-9 aclaran todos estos detalles.

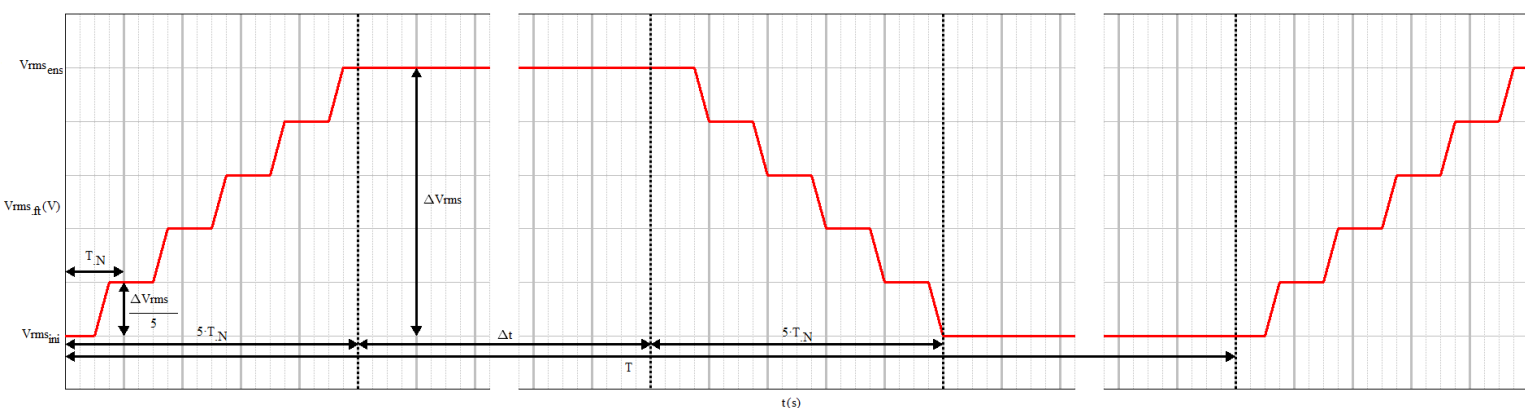


Figura 2-7. Forma de onda detallada de la tensión eficaz para la fluctuación de tensión con escalón positivo.

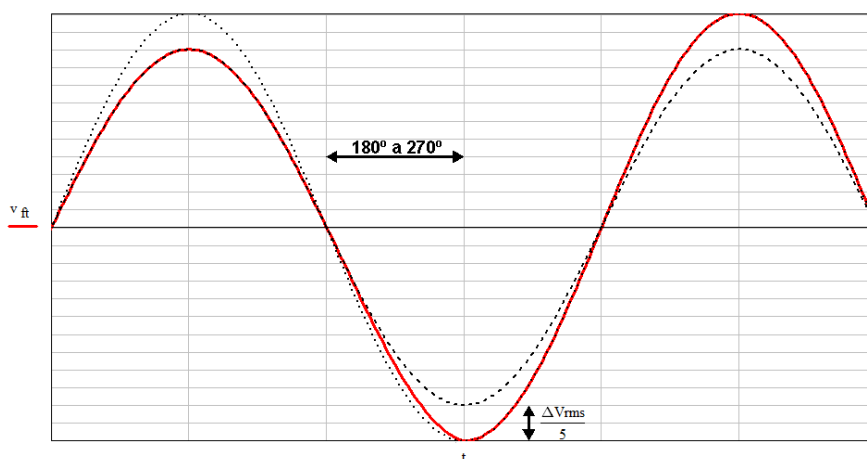


Figura 2-8. Forma de onda de la tensión instantánea en el entorno de un paso creciente de la tensión eficaz.

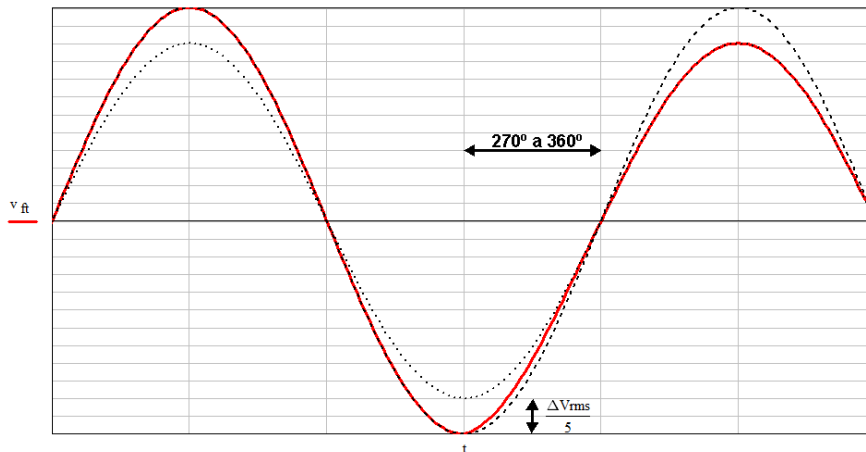


Figura 2-9. Forma de onda de la tensión instantánea en el entorno de un paso decreciente de la tensión eficaz.

Finalmente la Figura 2-10 muestra la evolución temporal de las tensiones de red durante la transición de la tensión inicial a la tensión de ensayo para el caso $f12\%1.0VN$.

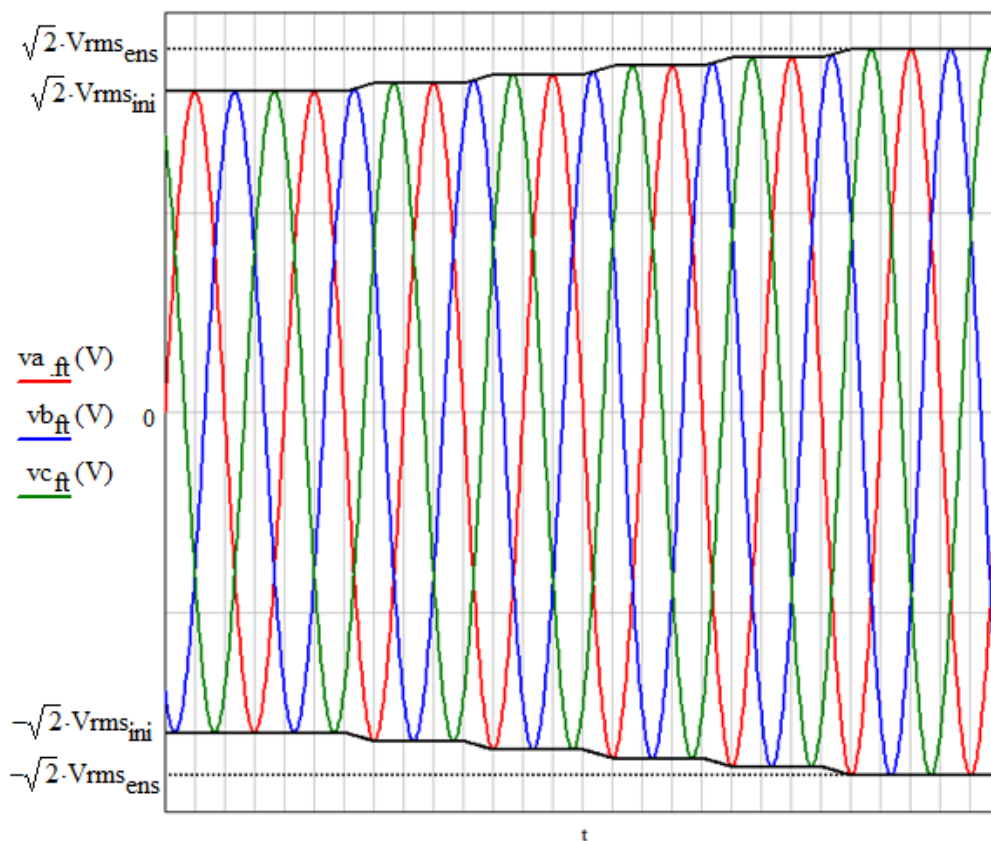


Figura 2-10. Diagrama temporal de la fluctuación de tensión $f12\%1.0VN$ en el entorno del escalón creciente.

Recogiendo todo esto, la descripción matemática para este tipo de señales obedece a la ecuación (2-8).

$$v_{ft}(t,p) = V_{rms_{ft}}(t) \cdot \text{sen} \left(\omega_N \cdot t - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (2-8)$$

2.1.2. Señales sintetizadas para fenómenos transitorios

Se definen como fenómenos transitorios los correspondientes a una variación brusca y significativa en la forma de onda senoidal [2-1]. A estos fenómenos se les denomina eventos de tensión. Los tipos considerados han sido:

Huecos de tensión (HT)

Variación de la frecuencia (VF)

2.1.2.1. Huevo de tensión (HT)

El huevo de tensión consiste en una disminución rápida en el valor eficaz de la tensión por debajo de un umbral especificado que, tras un breve intervalo de tiempo, se reestablece al valor inicial. La Figura 2-11 muestra el perfil típico de la evolución temporal del valor eficaz de la tensión. Se caracteriza por 4 parámetros: tensión residual ($V_{rms_{res}}$), duración (Δt), punto de onda inicial (poi) y tipo de huevo. En base a las normas UNE-EN 61000-4-11 [2-7] y UNE-EN 61000-4-34 [2-8] y a la clasificación definida por Bollen en [2-9], se han generado distintas señales de prueba diferenciadas por el valor de la tensión residual, el punto de onda inicial y el tipo del huevo. El tiempo de transición es de $5 \mu s$ y la duración, Δt , ha sido fijada en 10 ciclos. Los casos considerados se indican en la Tabla 2-8. El diagrama fasorial, y el diagrama temporal del valor instantáneo de la tensión de los casos $htA80\%0^\circ$, $htB80\%0^\circ$ y $htC80\%0^\circ$ aparecen en la Figura 2-12. Obsérvese que en el huevo tipo C, además de un cambio brusco en la tensión eficaz de las líneas afectadas, hay un cambio brusco en el desfase entre líneas.

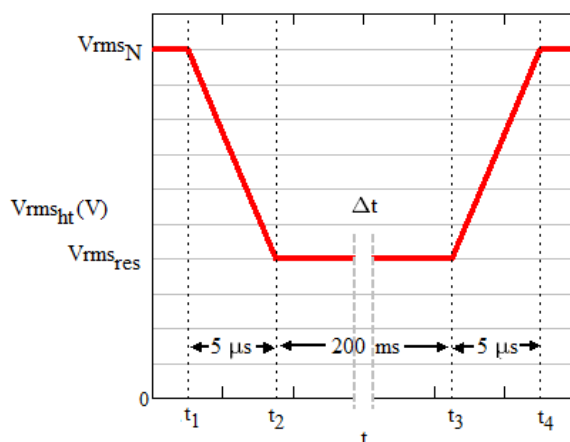


Figura 2-11. Evolución temporal de la tensión eficaz durante un huevo de tensión.

Tabla 2-8. Distintas señales de prueba consideradas para el huevo de tensión.

		Punto de onda inicial, poi (°)			
		0°	45°	90°	135°
Tensión residual %Vrms _{res} (%Vrms _N ó %√3 Vrms _N)	80	<i>htA80%0°</i> <i>htB80%0°</i> <i>htC80%0°</i>	<i>htA80%45°</i> <i>htB80%45°</i> <i>htC80%45°</i>	<i>htA80%90°</i> <i>htB80%90°</i> <i>htC80%90°</i>	<i>htA80%135°</i> <i>htB80%135°</i> <i>htC80%135°</i>
	70	<i>htA70%0°</i> <i>htB70%0°</i> <i>htC70%0°</i>	<i>htA70%45°</i> <i>htB70%45°</i> <i>htC70%45°</i>	<i>htA70%90°</i> <i>htB70%90°</i> <i>htC70%90°</i>	<i>htA70%135°</i> <i>htB70%135°</i> <i>htC70%135°</i>
	40	<i>htA40%0°</i> <i>htB40%0°</i> <i>htC40%0°</i>	<i>htA40%45°</i> <i>htB40%45°</i> <i>htC40%45°</i>	<i>htA40%90°</i> <i>htB40%90°</i> <i>htC40%90°</i>	<i>htA40%135°</i> <i>htB40%135°</i> <i>htC40%135°</i>
Nota 1: A → Huevo fase-neutro (las tres fases a la vez) (huevo simétrico) B → Huevo fase-neutro (una sola fase, a) (huevo asimétrico) C → Huecos fase-fase (b-c) (huevo asimétrico) Nota 2: La tensión residual está expresada en %Vrms _N (huecos tipo A y B) o %√3 Vrms _N (huevo tipo C).					

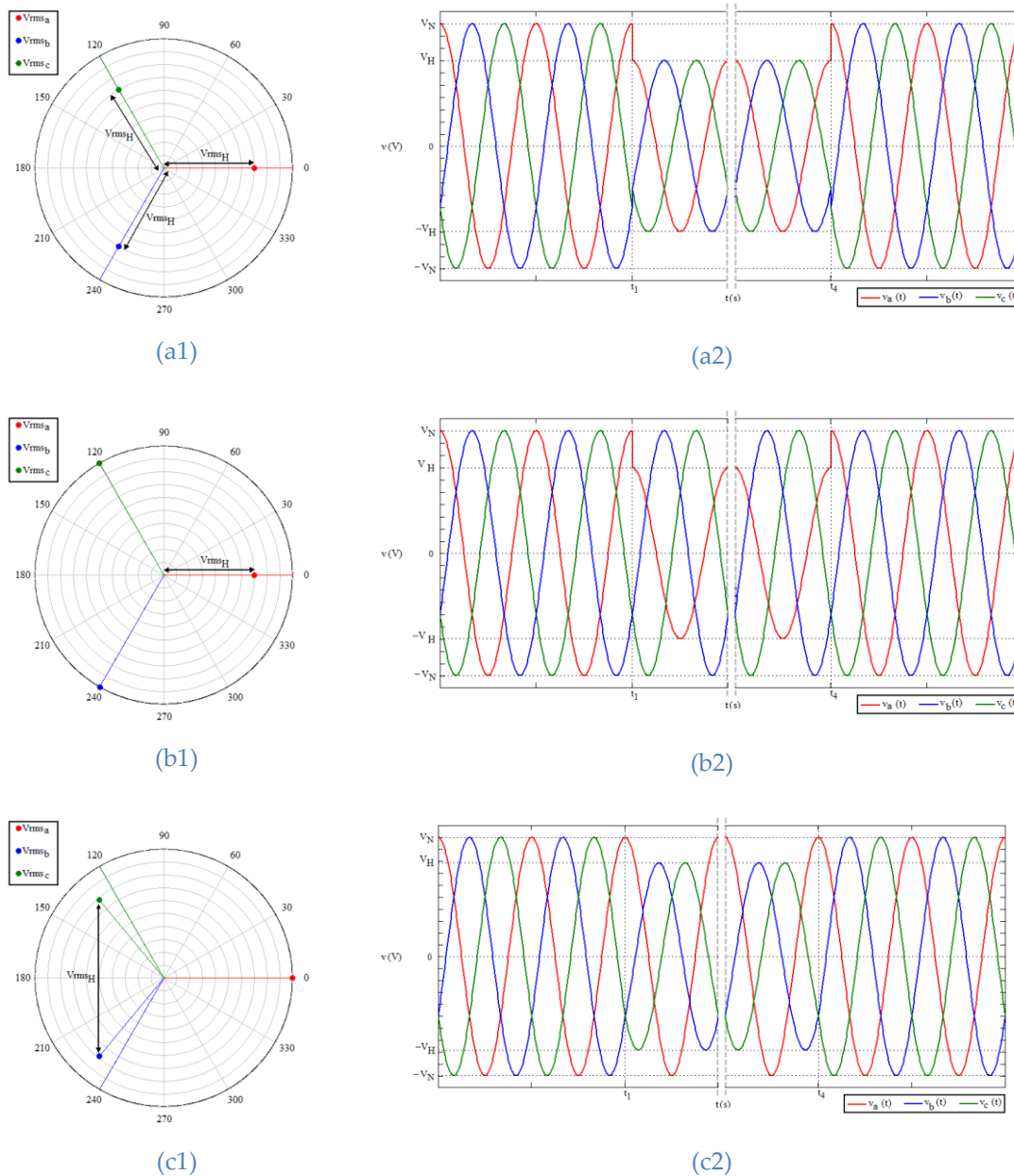


Figura 2-12. Diagrama fasorial y representación temporal de los huecos de tensión (a1 y a2) $htA70\%90^\circ$, (b1 y b2) $htB70\%90^\circ$ y (c1 y c2) $htC70\%90^\circ$.

La ecuación (2-9) describe matemáticamente este tipo de señal

$$v_{ht}(t,p) = \sqrt{2} \cdot V_{rms_{ht}}(t) \cdot \text{sen} \left(\omega_N \cdot t - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} + \phi_{ht}(t) \right) \quad (2-9)$$

2.1.2.2. Variación de la frecuencia (VF)

Consiste en un cambio rápido del valor de la frecuencia de la señal de tensión. De acuerdo con la norma UNE-EN 61000-4-28 [2-10], se han generado señales con distintos niveles de variación de frecuencia, $\% \Delta f$, y de duración transitoria, t_p . En todos los casos se considera una variación lineal de la frecuencia. La duración del cambio ha sido fijada en 1 s. La Figura 2-13 muestra la evolución temporal de la frecuencia para una variación positiva. La Tabla 2-9 recoge las distintas señales de prueba generadas.

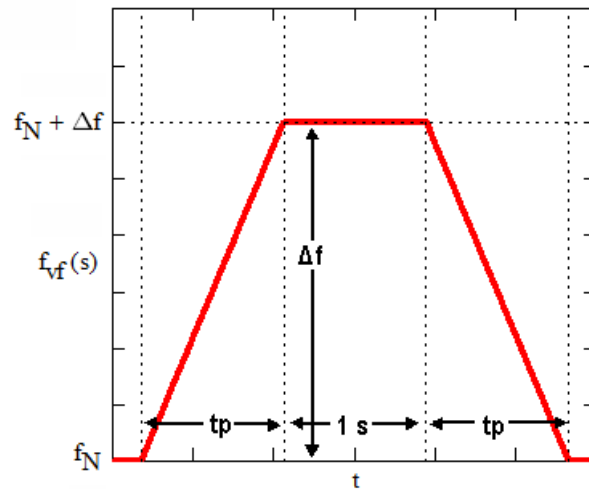


Figura 2-13. Evolución temporal de la variación de frecuencia.

Tabla 2-9. Señales de prueba para la desviación de frecuencia.

Variación de frecuencia $\% \Delta f$ ($\% f_N$)	Duración transitoria t_p (s)	Señal de prueba
+15%	1	<i>vf15%1s</i>
+4%	10	<i>vf4%10s</i>
+3%	10	<i>vf3%10s</i>
-3%	10	<i>vf-3%10s</i>
-6%	10	<i>vf-6%10s</i>
-15%	1	<i>vf-15%1s</i>

Nota: La variación de frecuencia está expresada en % respecto a f_N .

La descripción matemática correspondiente es

$$v_{of}(t,p) = \sqrt{2} \cdot V_{rms_N} \cdot \text{sen} \left(\phi_{vf}(t) - p \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (2-10)$$

$$\phi_{vf}(t) = 2 \cdot \pi \cdot \int_0^t f_{vf}(\tau) \cdot d\tau$$

2.2. Señales de prueba monofásicas

Para los métodos monofásicos se utiliza una de las fases de las señales de prueba trifásica (fase B). Esto significa que las señales de prueba correspondientes al desequilibrio de tensión no tienen sentido. Las señales con hueco de tensión correspondientes a tipo A y B dan lugar al mismo tipo de hueco (cambio brusco sólo en la tensión eficaz) mientras que las asociadas a tipo C dan lugar a un tipo de hueco en el que cambia bruscamente tanto la tensión eficaz como la fase.

2.3. Referencias

- [2-1] UNE-EN 50160:2010, *Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución.*
- [2-2] UNE-EN 61000-4-13:2003, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-13: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a baja frecuencia de armónicos e interarmónicos incluyendo las señales transmitidas en los accesos de alimentación en corriente alterna.*
- [2-3] UNE-EN 61000-4-13:2003/A1:2010, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-13: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a baja frecuencia de armónicos e interarmónicos incluyendo las señales transmitidas en los accesos de alimentación en corriente alterna.*
- [2-4] UNE-EN 61000-4-27:2002, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-27: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los desequilibrios.*
- [2-5] UNE-EN 61000-4-14:2001, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-14: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a las fluctuaciones de tensión.*
- [2-6] UNE EN 61000-4-14:2001/A2:2010, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-14: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a las fluctuaciones de tensión.*
- [2-7] UNE-EN 61000-4-11:2005, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-11: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión.*
- [2-8] UNE-EN 61000-4-34:2008, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-34: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión para equipos con una corriente de entrada superior a 16 A.*
- [2-9] M. Bollen, *Understanding Quality Power Problems*, Wiley, 2006.
- [2-10] UNE-EN 61000-4-28:2000, *Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-28: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a la variación de la frecuencia de alimentación.*

3. Método de mínima varianza (MV)

Este método calcula la frecuencia de la señal de red a partir de un número reducido de muestras equidistantes de dicha señal, permitiendo estimar la frecuencia en una fracción del ciclo de red.

Se fundamenta en la descripción matemática de la frecuencia en función de tres muestras equidistantes de una señal senoidal, de modo que la varianza de la estimación sea mínima. La Figura 3-1 nos da una descripción gráfica general de este método.

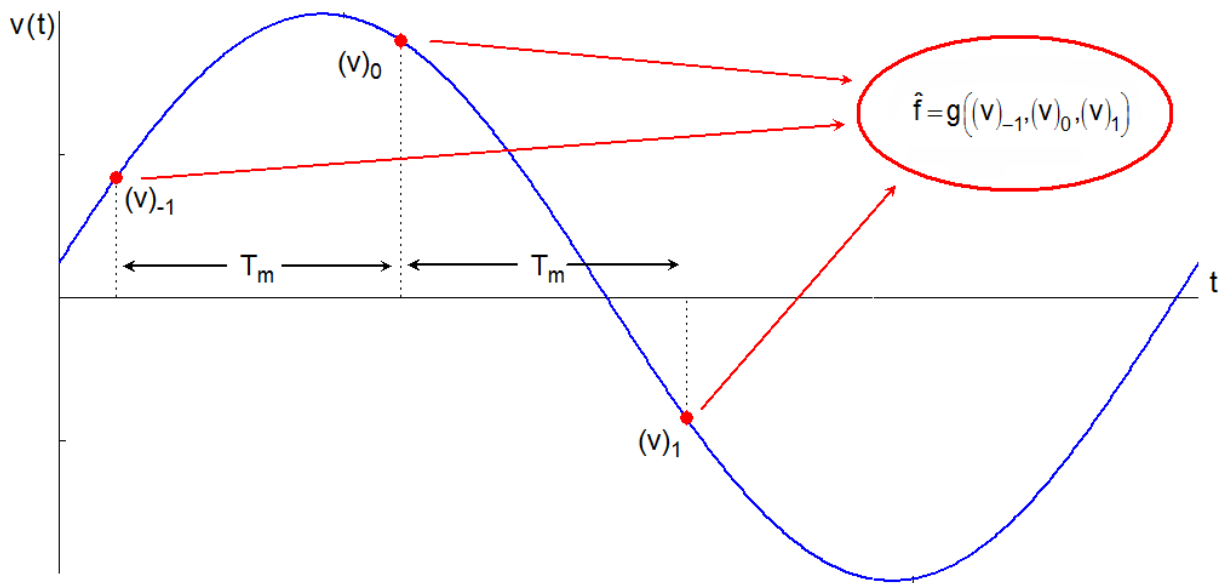


Figura 3-1. Descripción gráfica general del método MV.

En la Figura 3-1, \hat{f} es la estimación de la frecuencia, $(v)_{-1}$, $(v)_0$ y $(v)_1$ son las tres muestras equidistantes de la señal, T_m es la distancia entre muestras y $g(\cdot)$ es la función que minimiza la varianza de \hat{f} .

Esta estimación puede actualizarse cada vez que se toma una nueva muestra de la señal de modo que es posible disponer de información de la frecuencia con la periodicidad deseada dentro de un ciclo de la señal. La Figura 3-2 representa gráficamente este proceso. T_s es el periodo de muestreo de la señal.

Para llegar a la expresión de la estimación, en función de las muestras utilizadas, partimos de la representación de estas muestras en función de la amplitud, frecuencia y fase de la señal senoidal,

$$v(t) = V \cdot \text{sen}(\phi(t)) \Rightarrow \begin{cases} (v)_{-1} = V \cdot \text{sen}(\phi_0 - \omega T_m) \\ (v)_0 = V \cdot \text{sen}(\phi_0) \\ (v)_1 = V \cdot \text{sen}(\phi_0 + \omega T_m) \end{cases} \quad (3.1)$$

Siendo V la amplitud, $\phi(\cdot)$ la fase en un determinado instante, ω la frecuencia angular y ϕ_0 la fase de la señal en el instante correspondiente a la muestra central, $(v)_0$.

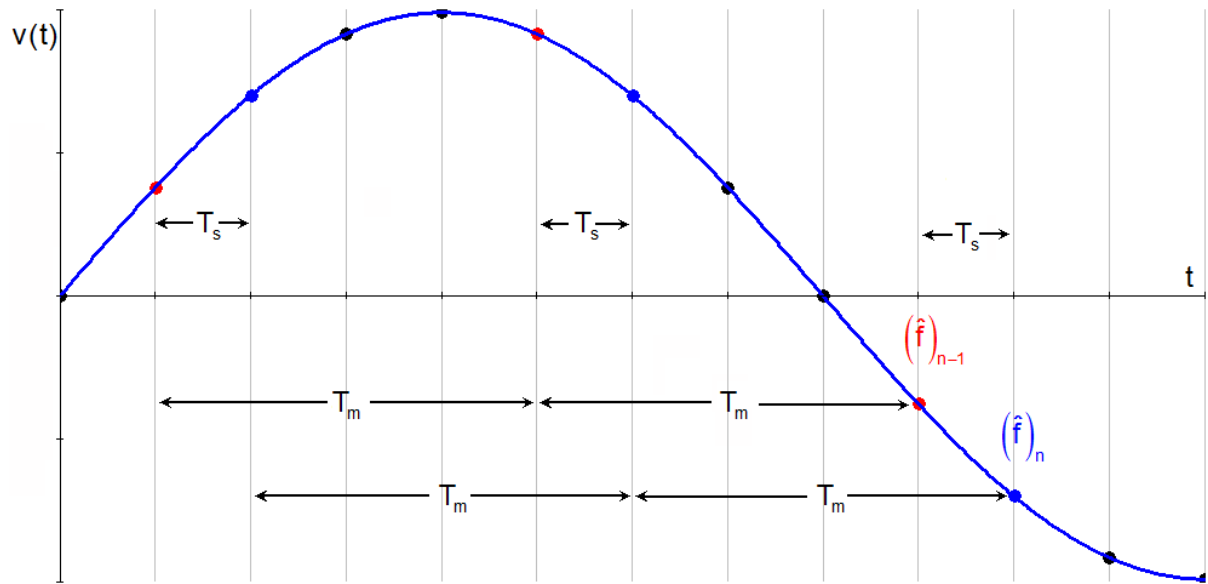


Figura 3-2. Estimación de la frecuencia cada nueva muestra.

A partir de este sistema de ecuaciones, utilizando las identidades trigonométricas adecuadas, se obtiene la siguiente relación [3-1]:

$$c = \frac{(v)_{-1} + (v)_1}{2 \cdot (v)_0}, \quad (3.2)$$

Donde $c = \cos(\omega \cdot T_m)$. A partir de aquí puede obtenerse la frecuencia:

$$f = \frac{a \cos(c)}{2 \cdot \pi \cdot T_m} \quad (3.3)$$

La relación entre f y c , en torno al valor normalizado de 50 Hz, es monótona decreciente. Además, en primera aproximación, es lineal, de modo que:

$$f \simeq \frac{1}{4 T_m} - \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot T_m} \quad (3.4)$$

Esto significa que existe una relación directa entre el error cometido al calcular c y el que se comete al calcular f . Dado que la relación entre las muestras y la estimación de c es más simple que la existente con la estimación de f , usaremos la primera de ellas para estudiar el método MV, de modo que, todos los comentarios que hagamos sobre la estimación de c , serán válidos para la estimación de f .

De la ecuación (3.2) se deduce que el error en el cálculo de c puede ser muy elevado si la muestra central de la estimación, $(v)_0$, está muy próxima a cero. El más mínimo error debido al ruido o la resolución finita con la que se representan los datos, provoca un elevado error en el valor de c y, en consecuencia, en la estimación de la frecuencia.

Esto puede demostrarse matemáticamente si modelamos la señal real de tensión, $v'(t)$, como la suma de una señal teórica, sin ruido, $v(t)$, y una señal de ruido, $e(t)$:

$$v'(t) = v(t) + e(t) \quad (3.5)$$

Esto significa que al utilizar la (3.2) lo que obtenemos es una estimación de c , a la que denominaremos \hat{c} :

$$\hat{c} = \frac{(v')_{-1} + (v')_1}{2 \cdot (v')_0} \quad (3.6)$$

Esta estimación tiene un carácter aleatorio, de modo que, si suponemos que $e(t)$ tiene una distribución normal con media cero ($\mu = 0$) y desviación estándar σ , su valor esperado, $E(\hat{C})$, y su varianza, $\text{var}(\hat{C})$, pueden expresarse de forma aproximada (Apéndice 3.6.1) como:

$$E(\hat{c}) \simeq c \cdot \left(1 + \frac{\sigma^2}{(v)_0^2} \right) \quad (3.7)$$

$$\text{var}(\hat{c}) \simeq \frac{1 + 2c^2}{2} \frac{\sigma^2}{(v)_0^2} \quad (3.8)$$

Donde c y $(v)_0$ son los valores teóricos de las magnitudes correspondientes.

El valor de la esperanza y la varianza de \hat{C} varía en función de la posición dentro del ciclo de la señal senoidal en la que se lleve a cabo la estimación. Concretamente, depende de la posición de la muestra central $(v)_0$.

La expresión de $E(\hat{C})$ muestra que la estimación está sesgada [3-2], siendo más importante la desviación cuanto más cerca de 0 este $(v)_0$.

De la expresión de $\text{var}(\hat{C})$ se deduce que el error aumenta a medida que el valor de $(v)_0$ es más pequeño, tendiendo a infinito cuando $(v)_0$ tiende a 0.

El sesgo se puede reducir eligiendo la distancia entre muestras igual a un cuarto del periodo nominal de la señal de red:

$$T_m = \frac{T_N}{4} \quad (3.9)$$

Esto hace que, para $f = 50$ Hz, sea $c = 0$ y, en consecuencia $E(\hat{C}) = c = 0$. Esto también reduce $\text{var}(\hat{C})$, aunque sigue quedando el efecto de los pasos por cero de $(v)_0$.

Una forma de reducir este efecto es utilizar varias estimaciones de c (estimaciones individuales, $(\hat{C})_j$), realizando una media ponderada de ellas de modo que se haga mínima la varianza de la estimación global (\hat{C}_g) [3-3], [3-4],

$$\hat{C}_g = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} a_j (\hat{C})_j}{\sum_{j=0}^{A-1} a_j} \quad ,, \quad [\text{var}(\hat{C}_g)]_{\min} \quad ,, \quad (\hat{C})_j = \frac{(v'_{-1})_j + (v'_1)_j}{2 \cdot (v'_0)_j} \quad (3.10)$$

Donde A es el número de estimaciones individuales consideradas, a_j el peso de cada una de ellas y $(v'_{-1})_j$, $(v'_0)_j$, $(v'_1)_j$ la muestra primera, central y última de $(\hat{C})_j$, respectivamente.

Para simplificar el cálculo de los términos a_j conviene elegir las estimaciones de modo que no compartan muestras. En este caso, las estimaciones serán estadísticamente independientes y al imponer la condición de

que la varianza sea mínima se llega a la siguiente expresión (Apéndice 3.6.2):

$$a_j = \frac{1}{\text{var}[(\hat{c})_j]} \quad (3.11)$$

Este planteamiento admite distintas variantes dependiendo de la posición relativa de las estimaciones individuales y de las señales de red utilizadas en el procedimiento.

La posición relativa de las estimaciones puede ser no entrelazada o entrelazada.

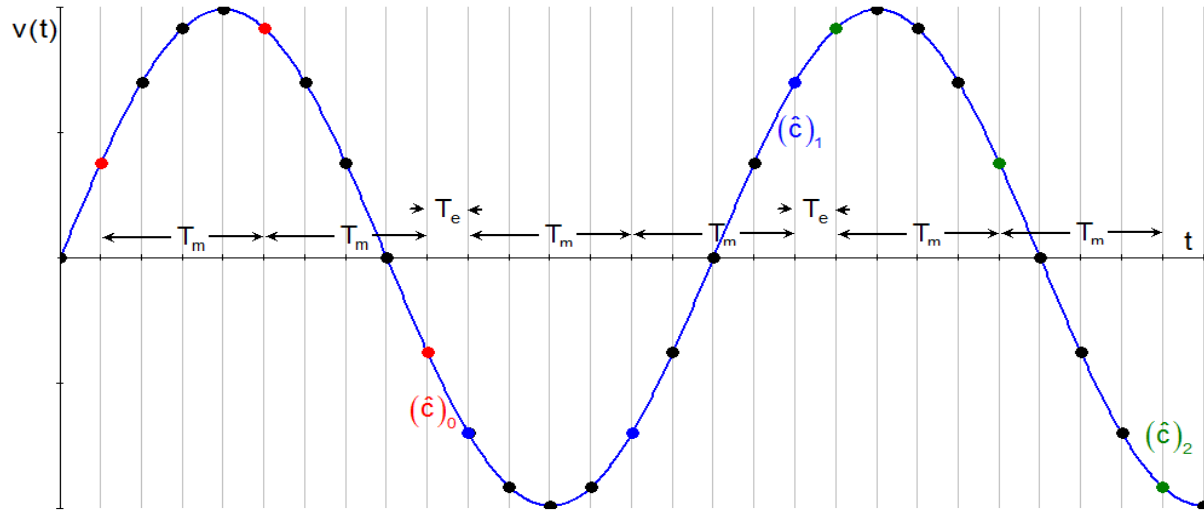


Figura 3-3. Tres estimaciones no entrelazadas.

En el caso de no entrelazada, la porción de la señal de red utilizada por cada estimación individual, no se solapan. La Figura 3-3 representa esta situación.

T_e es la distancia entre el final de una estimación y el comienzo de la siguiente.

Con esta versión, el intervalo de tiempo cubierto por las muestras utilizadas, ΔT , aumenta significativamente con el n^o de estimaciones consideradas.

$$\Delta T = 2 \cdot A \cdot T_m + (A - 1) \cdot T_e = A \cdot \frac{T_N}{2} + (A - 1) \cdot T_e. \quad (3.12)$$

Con objeto de reducir el error cuando varía la amplitud y la frecuencia a lo largo del tiempo, conviene hacer $T_e \ll T_m$. Lo más simple, de cara a la realización final del algoritmo de cálculo, es tomar para T_e un valor divisor de T_m , y múltiplo de T_s . La solución más simple es hacer $T_e = T_s$. Teniendo en cuenta que el valor más adecuado para T_m es $T_N/4$, el periodo de muestreo debe de cumplir que $T_s \ll T_N/4$. En las pruebas realizadas se ha tomado $T_s = T_N/128$.

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{T_N}{4} \\ T_e &= T_s \\ N &= 128 \\ T_s &= \frac{T_N}{N} \end{aligned} \quad (3.13)$$

En el caso de estimaciones individuales entrelazadas, hay solapamiento. El caso para tres estimaciones se

muestra en la Figura 3-4.

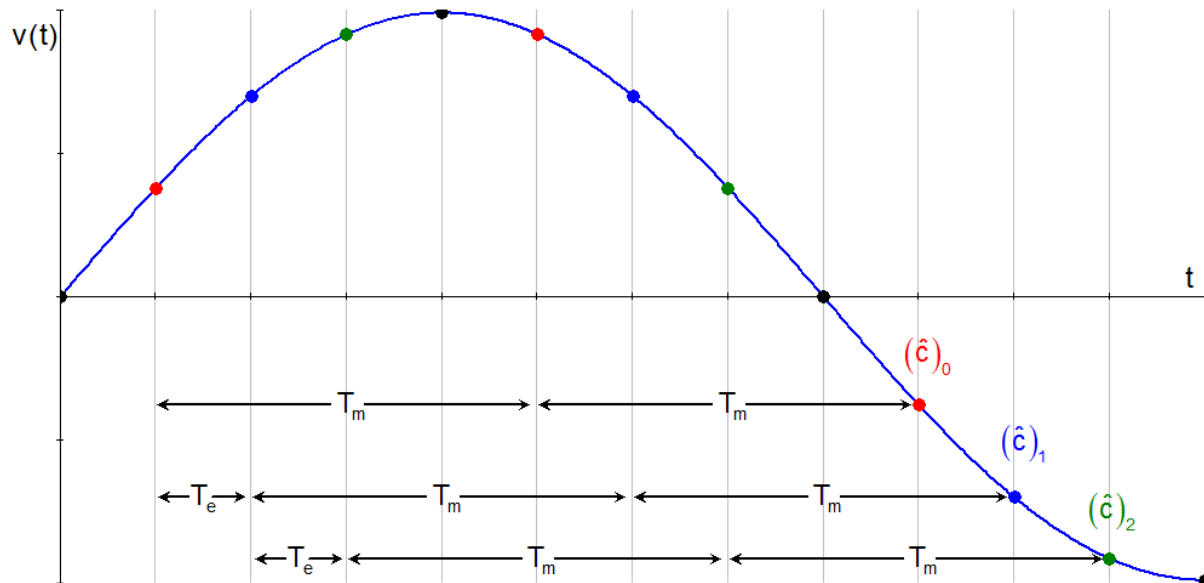


Figura 3-4. Tres estimaciones entrelazadas.

Ahora T_e representa la distancia entre el comienzo de dos estimaciones consecutivas.

En esta situación, el intervalo de tiempo cubierto por las muestras utilizadas es

$$\Delta T = 2 \cdot T_m + (A - 1) \cdot T_e = \frac{T_N}{2} + (A - 1) \cdot T_s. \quad (3.14)$$

De nuevo hemos hecho $T_e = T_s \ll T_m$. El intervalo de tiempo cubierto por las muestras es significativamente menor que para el caso de estimaciones no entrelazadas. La Figura 3-5 compara ambas opciones para $A = 3$.

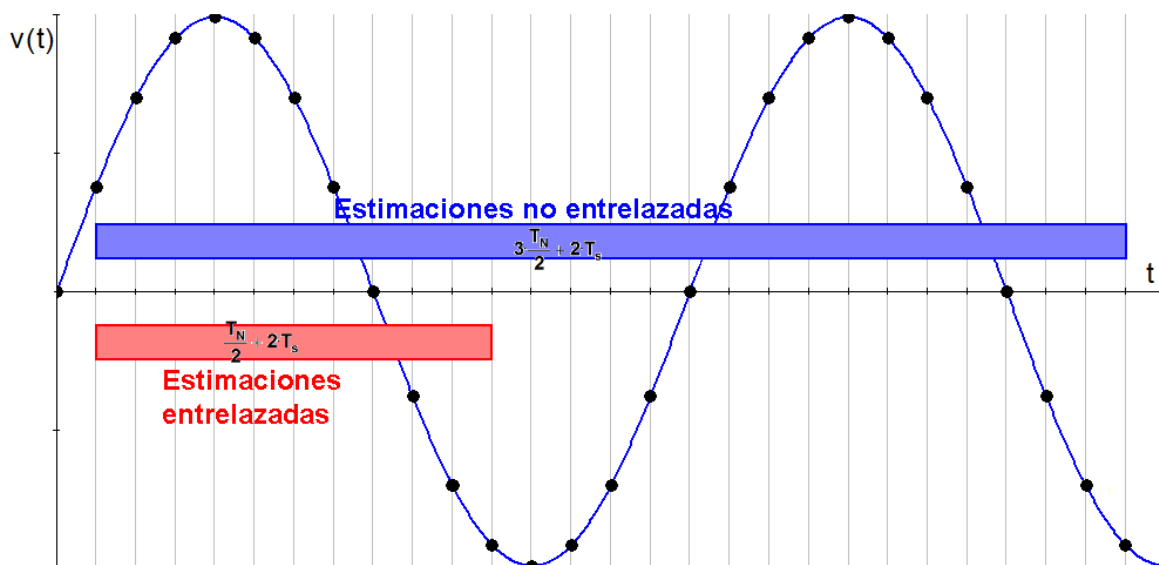


Figura 3-5. Comparación entre estimaciones entrelazadas y no entrelazadas ($A = 3$).

En consecuencia, la opción que se seguirá es la de las estimaciones entrelazadas.

La magnitud eléctrica de la señal de red que se suele considerar para aplicar el método MV es la tensión, al presentar normalmente mucha menos distorsión que la intensidad. Esto es especialmente significativo en entornos con asociaciones de cargas fuertemente no lineales.

Por otro lado, el método MV se puede aplicar a señales monofásicas, trifásicas y, en general, a señales polifásicas.

También es posible aplicarlo a la componente simétrica de secuencia positiva del sistema polifásico considerado. En este caso, el planteamiento es similar al de señales monofásicas.

Teniendo en cuenta estos aspectos, las variantes más interesantes del método MV son:

Versión monofásica con varias estimaciones entrelazadas (MV-mp)

Versión trifásica con una sola estimación en cada fase (MV-t)

Versión trifásica con varias estimaciones en cada fase (MV-tp)

En los siguientes apartados se desarrolla cada una de ellas en detalle

3.1. Versión monofásica con una sola estimación

Esta versión, aunque no se utiliza en el método MV, se desarrolla aquí como introducción a las siguientes versiones. Consiste en la realización de una única estimación de c a partir de tres muestras equidistantes.

$$\hat{c}_m = \frac{(v')_{-1} + (v')_1}{2 \cdot (v')_0} \quad (3.15)$$

El subíndice m indica versión monofásica.

Para una mejor comprensión de esta expresión, se incluye la Figura 3-6:

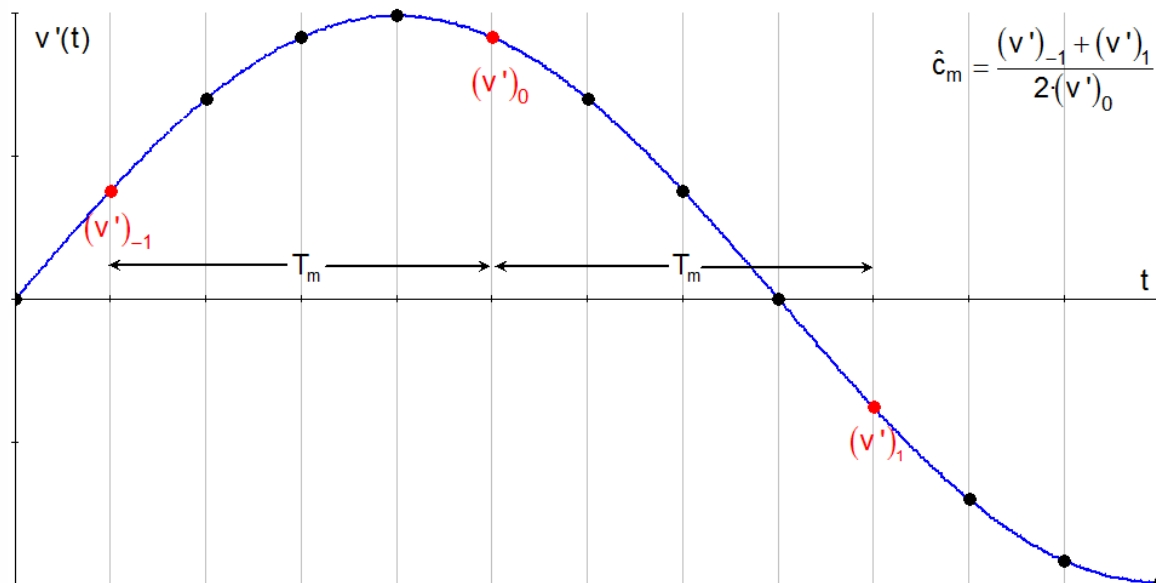


Figura 3-6. Descripción gráfica de la versión monofásica con una sola estimación.

El intervalo de tiempo cubierto por las muestras es exactamente medio ciclo de la señal nominal de red, $T_N/2$.

La expresión para la esperanza y la varianza de \hat{c}_m es (Apéndice 3.6.1):

$$E(\hat{c}_m) \simeq c \cdot \left(1 + \frac{\sigma^2}{(v)_0^2} \right) \quad (3.16)$$

$$\text{var}(\hat{c}_m) \simeq \frac{1 + 2c^2}{2} \frac{\sigma^2}{(v)_0^2} \quad (3.17)$$

Se aprecia que \hat{c}_m es un estimador sesgado, siendo su valor:

$$B(\hat{c}_m) = E(\hat{c}_m) - c = c \cdot \frac{\sigma^2}{(v)_0^2} \quad (3.18)$$

De las expresiones (3.17) y (3.18) se deduce que, cuando se cumpla la condición:

$$(v)_0 \ll \sigma, \quad (3.19)$$

tanto el sesgo como la dispersión de la estimación de c es muy grande, llegando incluso a estar fuera del rango de valores de la función coseno (-1 a 1). Por tanto, esta versión, no es útil en las proximidades de los pasos por cero de la muestra central de la estimación.

Esto se aprecia mejor representando gráficamente la esperanza y la desviación típica de \hat{c}_{mon} , a lo largo de un ciclo, para una señal senoidal de 50 Hz con relación señal-ruido (SNR) de 60 dB (Figura 3-7 y Figura 3-8).

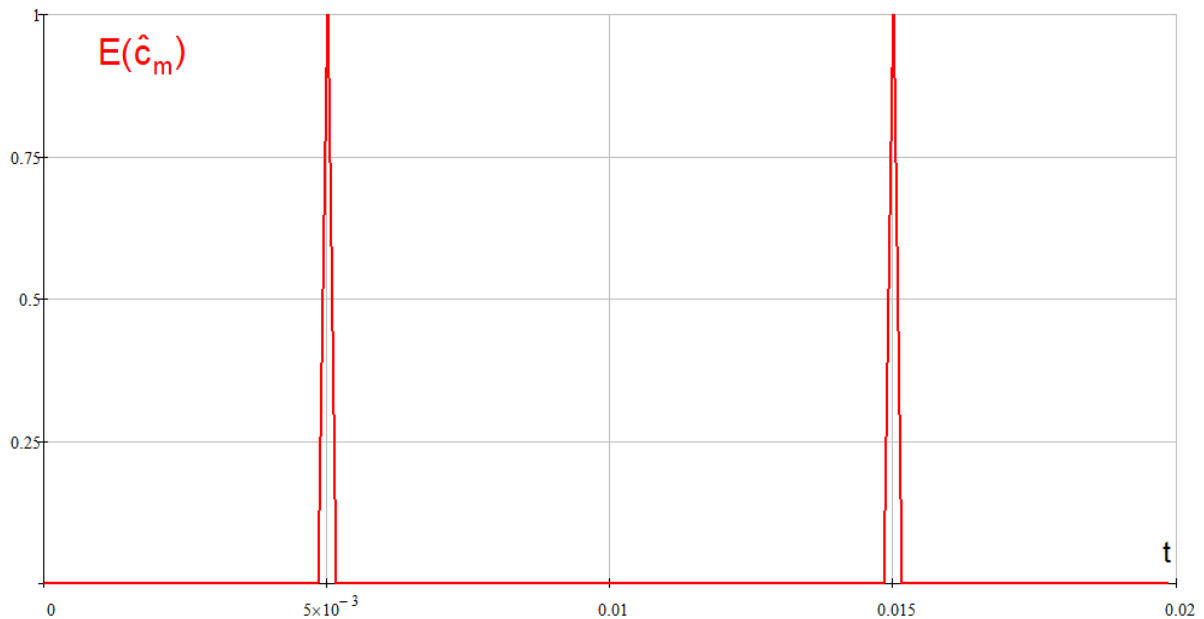


Figura 3-7. Esperanza de \hat{c} . Versión monofásica sin ponderación.

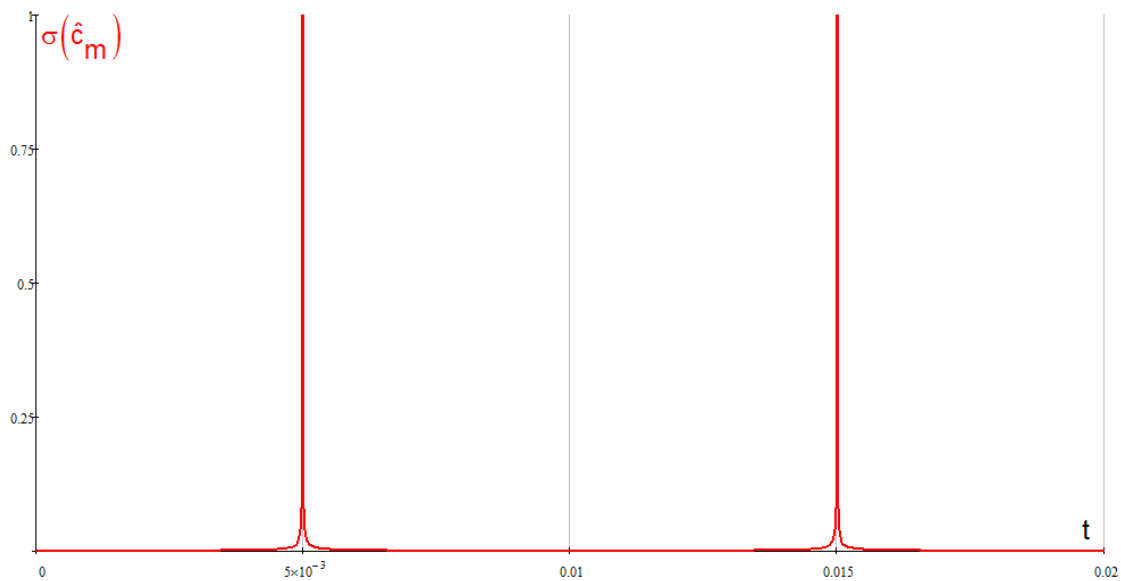


Figura 3-8. Desviación típica de \hat{c}_m . Versión monofásica sin ponderación.

Para la estimación de la frecuencia, \hat{f}_m , se ha comprobado mediante simulación numérica (método de Montecarlo y gráfico cuantil-cuantil) que la distribución de probabilidad es aproximadamente normal, independientemente de la posición en la que se lleve a cabo la estimación. Esto significa que el valor de la estimación de f , con un nivel de confianza del 99.73%, estará comprendido en el intervalo [3-5]:

$$\left[E(\hat{f}_m) - 3\sigma(\hat{f}_m), E(\hat{f}_m) + 3\sigma(\hat{f}_m) \right] \quad (3.20)$$

$$\left[\hat{f}_{m_{\min}}, \hat{f}_{m_{\max}} \right]$$

A partir de esta expresión, definimos el error máximo cometido como:

$$\text{Error}_{\max}(\hat{f}_m) = \max \left[|f - \hat{f}_{m_{\min}}|, |\hat{f}_{m_{\max}} - f| \right] \quad (3.21)$$

La Figura 3-9 muestra el error máximo en la estimación de la frecuencia, a lo largo de un ciclo, para una señal senoidal de 50 Hz con relación señal-ruido de 60 dB.

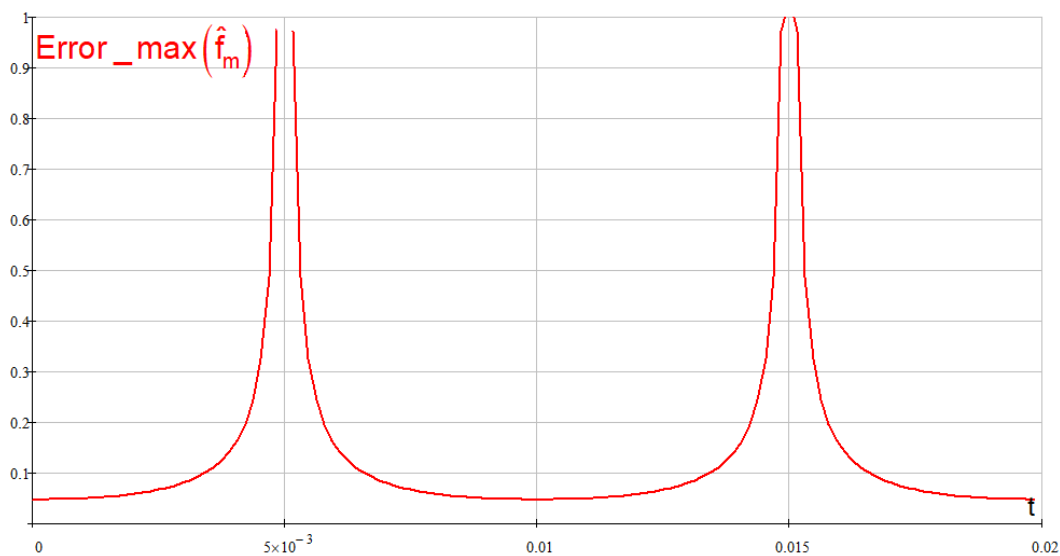


Figura 3-9. Error máximo de f_m , a lo largo de un ciclo. Señal senoidal de 50 Hz y SNR de 60 dB.

3.2. Versión monofásica con varias estimaciones entrelazadas (MV-mp)

En este caso se realizan varias estimaciones individuales entrelazadas sobre la misma fase de la señal de red. La Figura 3-10 muestra el caso con 3 estimaciones individuales.

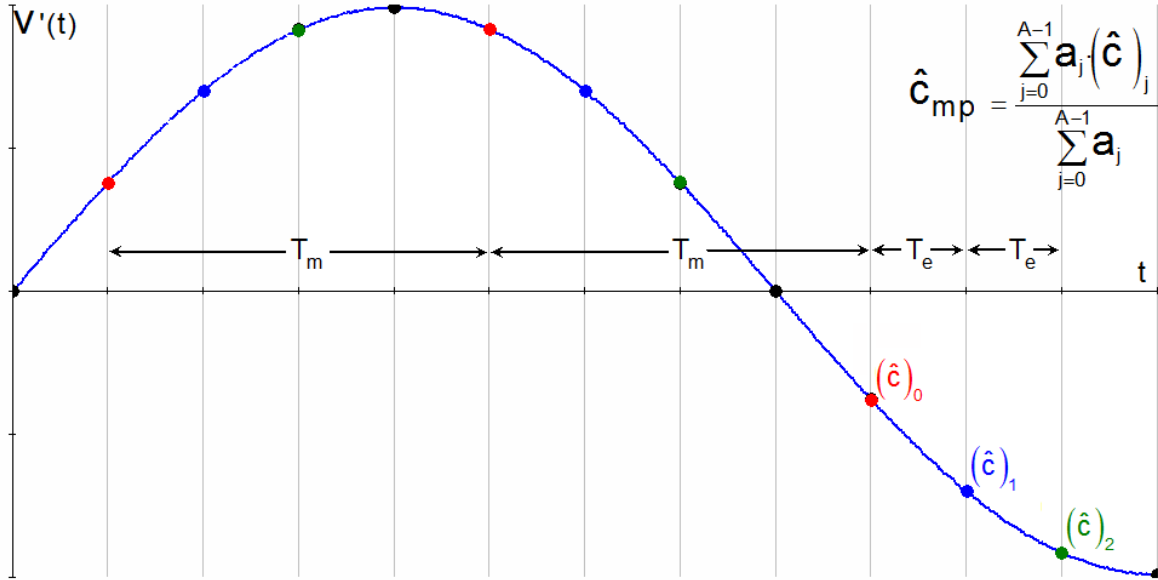


Figura 3-10. Descripción gráfica de la versión monofásica con tres estimaciones entrelazadas.

Se obtiene así la expresión general de \hat{C} :

$$\hat{c}_{mp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} a_j \cdot (\hat{c})_j}{\sum_{j=0}^{A-1} a_j} \quad (3.22)$$

$$(\hat{c})_j = \frac{[(v')_{-1}]_j + [(v')_1]_j}{2 \cdot [(v')_0]_j} \quad (3.23)$$

El subíndice *mp* indica versión monofásica con varias estimaciones sobre las que se realiza una media ponderada.

Combinando las ecuaciones (3.8) y (3.11) obtenemos la expresión aproximada de los términos:

$$a_j \simeq \frac{2 \cdot [(v)_0]_j}{(1 + 2 \cdot (c)_j^2) \cdot \sigma^2} \quad (3.24)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.23) y (3.24) en (3.22) y despreciando la variación de la frecuencia en el intervalo de tiempo cubierto por las estimaciones individuales ($(c)_0 \simeq \dots \simeq (c)_{A-1}$), obtenemos:

$$\hat{c}_{mp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2 \frac{[(v')_{-1}]_j + [(v')_1]_j}{2 \cdot [(v')_j]_0}}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \quad (3.25)$$

Dado que las muestras de la señal teórica, $[(v)_m]_j$, no se conocen, utilizamos las muestras de la señal real, $[(v')_m]_j$, en su lugar, llegando a la expresión:

$$\hat{c}_{mp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} [(v')_0]_j \cdot \left([(v')_{-1}]_j + [(v')_1]_j \right)}{2 \cdot \sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \quad (3.26)$$

Se observa que el problema asociado a las muestras centrales próximas al paso por cero, se ha suavizado, puesto que en el denominador tenemos la suma cuadrática de varias muestras, no siendo posible que todas las muestras sean simultáneamente cero.

$$\sum_{j=0}^{A-1} [(v')_0]_j^2 > 0 \quad A > 1 \quad (3.27)$$

Esto puede confirmarse matemáticamente calculando la esperanza y la varianza de la estimación global (Apéndice 3.6.3):

$$E(\hat{c}_{mp}) \simeq c \cdot \left(1 + \frac{(2-A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \right) \quad (3.28)$$

$$\text{var}(\hat{c}_{mp}) \simeq \frac{1 + 2 \cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \quad (3.29)$$

Ahora el sesgo de la estimación viene dado por

$$B(\hat{c}_{mp}) = E(\hat{c}_{mp}) - c \simeq c \cdot \frac{(2-A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \quad (3.30)$$

Tanto el sesgo como la varianza dependen de la parte de la señal de red en la que se lleve a cabo la estimación, aumentando en las proximidades de los pasos por cero ($(v_0)_j \rightarrow 0$). No obstante, ambos son menores que en el caso de una sola estimación. Esto se puede comprobar al comparar las expresiones de los sesgos (ecuaciones (3.18) y (3.30)) entre si y las expresiones de las varianzas (ecuaciones (3.17) y (3.29)), puesto que la suma cuadrática de varias muestras siempre será mayor que el cuadrado de una sola de ellas.

$$\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2 > [(v)_0]_0^2, [(v)_0]_1^2, \dots, [(v)_0]_{A-1}^2 \Rightarrow \begin{cases} E(\hat{c}_{mp}) < E(\hat{c}_m) \\ \text{Var}(\hat{c}_{mp}) < \text{Var}(\hat{c}_m) \end{cases} \quad (3.31)$$

Por otro lado, la estimación es asintóticamente no sesgada, al disminuir el valor del sesgo al aumentar el número de estimaciones consideradas.

Esto se puede comprobar representando gráficamente el valor máximo del sesgo frente al valor de A para una frecuencia distinta de 50 Hz. Se ha tomado como referencia una señal senoidal de 50.01 Hz y 60 dB de SNR.

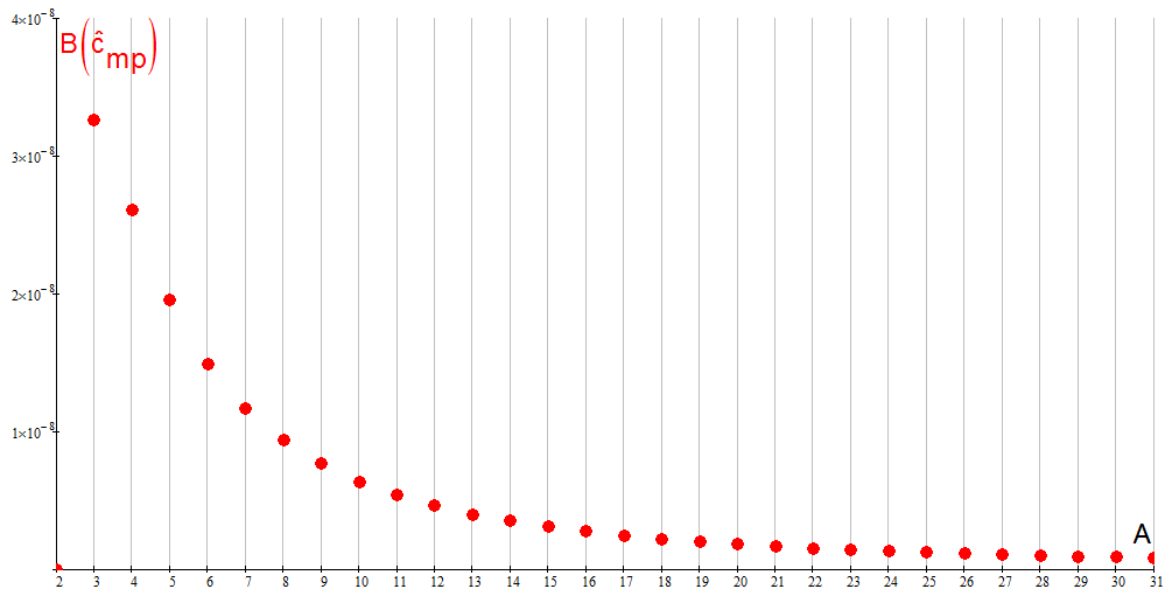


Figura 3-11. Variación del sesgo de \hat{c}_{mp} con el número de estimaciones. Señal senoidal de 50.01 Hz y 60 dB.

La varianza también disminuye al aumentar el número de estimaciones utilizadas, por lo que la dispersión de los resultados disminuirá. Esto puede comprobarse representando el valor máximo de la desviación típica frente al nº de estimaciones consideradas.

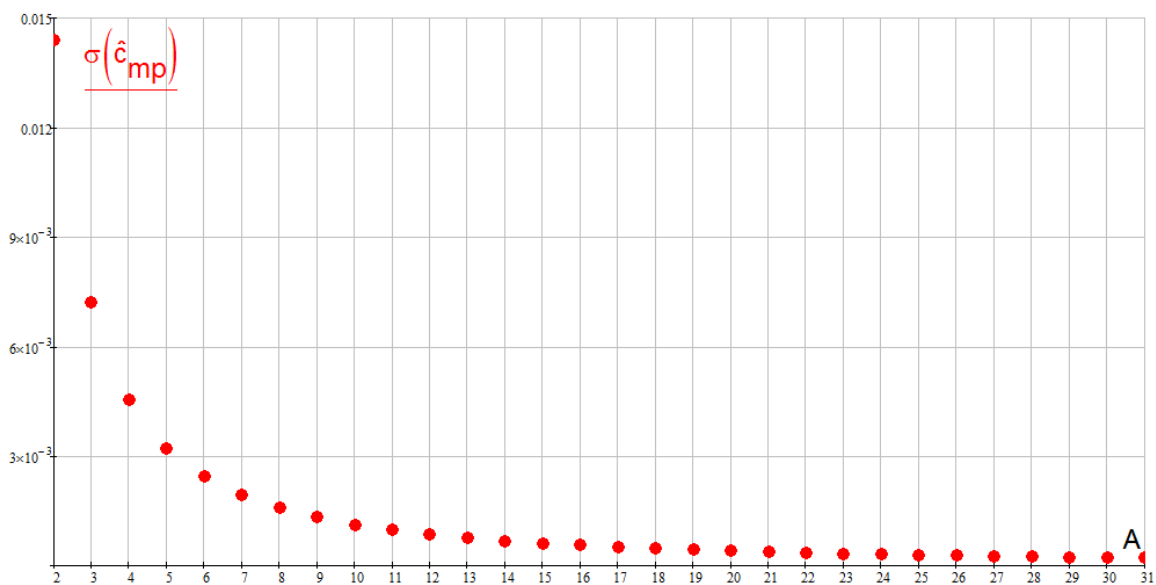


Figura 3-12. Variación de la desviación típica de \hat{c}_{mp} con el nº de estimaciones.

Se observa que a medida que aumenta el nº de estimaciones, disminuye la desviación típica, aunque cada vez lo hace de una manera más amortiguada. Buscando un punto de equilibrio entre minimizar la dispersión de la estimación y reducir el volumen de cálculos necesarios, se elige $A=9$ como la opción óptima.

Con respecto a la estimación de la frecuencia, de nuevo se comprueba mediante simulación numérica que la distribución de probabilidad de \hat{f}_{mp} es aproximadamente normal, independientemente de la posición en la que se lleve a cabo la estimación. Por tanto, realizando el mismo razonamiento que para el caso monofásico sin ponderación, obtenemos las siguientes expresiones para el intervalo de confianza (nivel de confianza del 99.73%) y el error máximo de la estimación de la frecuencia:

$$\begin{aligned} & \left[E(\hat{f}_{mp}) - 3\sigma(\hat{f}_{mp}), E(\hat{f}_{mp}) + 3\sigma(\hat{f}_{mp}) \right] \\ & \left[\hat{f}_{mp_{min}}, \hat{f}_{mp_{max}} \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\text{Error}_{max}(\hat{f}_{mp}) = \max \left[\left| f - \hat{f}_{mp_{min}} \right|, \left| \hat{f}_{mp_{max}} - f \right| \right] \quad (3.33)$$

Para confirmar este comportamiento, se ha calculado experimentalmente el rango de valores en torno a la media, que contiene al 99.73 % de los resultados.

$$\left[\hat{f}_{mp_exp_{min}}, \hat{f}_{mp_exp_{max}} \right] \quad (3.34)$$

A partir de este rango se ha determinado el error máximo cometido, $\text{Error}_{exp_{max}}$.

$$\text{Error}_{exp_{max}}(\hat{f}_{mp}) = \max \left[\left| f - \hat{f}_{mp_exp_{min}} \right|, \left| \hat{f}_{mp_exp_{max}} - f \right| \right] \quad (3.35)$$

Este proceso ha sido repetido en distintas posiciones a lo largo de un ciclo de la señal.

La representación gráfica simultánea del error máximo obtenido de forma analítica y experimental confirma el ajuste a una distribución de probabilidad normal para cualquier posición dentro del ciclo de red (Figura 3-13).

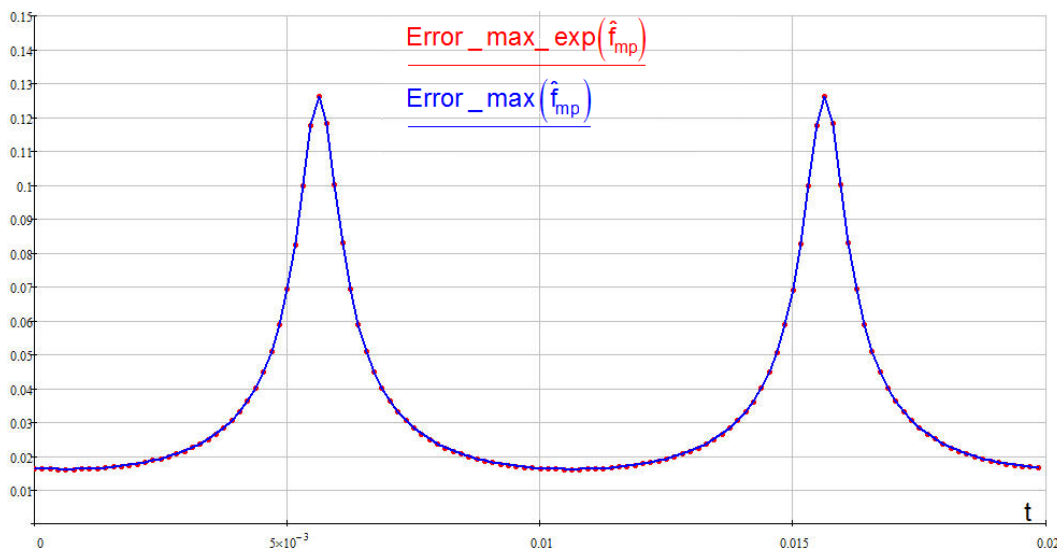


Figura 3-13. Comparación error máximo de f_{mp} . Resultado analítico y experimental. $A=9$. Señal senoidal de 50 Hz y 60 dB.

3.3. Versión trifásica con una sola estimación en cada fase (MV-t)

En este caso se realiza una estimación individual sobre cada una de las fases (Figura 3-14).

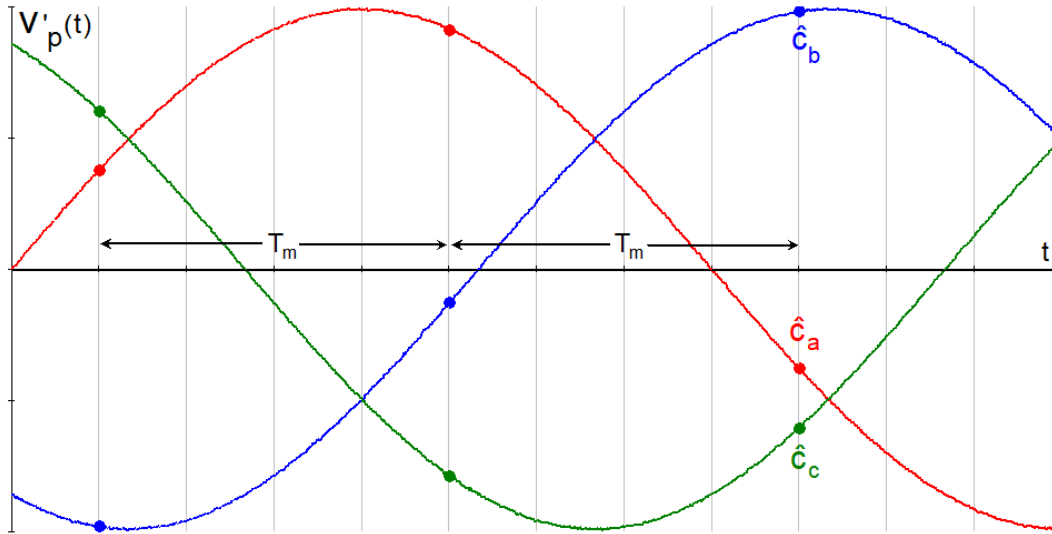


Figura 3-14. Descripción gráfica de la versión trifásica con una estimación por fase.

Se obtiene así, la expresión general para \hat{C} es:

$$\hat{c}_t = \frac{\sum_{p=a,b,c} a_p \cdot \hat{c}_p}{\sum_{p=a,b,c} a_p} \quad (3.36)$$

$$\hat{c}_p = \frac{(v'_p)_{-1} + (v'_p)_1}{2 \cdot (v'_p)_0} \quad (3.37)$$

El subíndice t indica que estamos en una versión trifásica del método. Un análisis similar al realizado para la versión monofásica nos lleva a la siguiente expresión en función de las muestras utilizadas:

$$\hat{c}_t = \frac{\sum_{p=a,b,c} (v'_p)_0 \cdot [(v'_p)_{-1} + (v'_p)_1]}{2 \cdot \sum_{p=a,b,c} (v'_p)_0^2} \quad (3.38)$$

De nuevo el problema asociado a los pasos por cero de la señal se minimiza, al no ser posible que la suma cuadrática de una muestra de cada fase, tomada en el mismo instante, sea nula.

$$\sum_{p=a,b,c} (v'_p)_0^2 > 0 \quad (3.39)$$

La esperanza y la varianza de este estimador son (Apéndice 3.6.4):

$$E(\hat{c}_t) \simeq c \cdot \left(1 - \frac{\sigma^2}{\sum_{p=a,b,c} (v_p)_0^2} \right) \quad (3.40)$$

$$\text{var}(\hat{c}_t) \simeq \frac{1+2c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{p=a,b,c} (v_p)_0^2} \quad (3.41)$$

Este estimador es sesgado, con sesgo:

$$B(\hat{c}_t) = E(\hat{c}_t) - c \simeq -c \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{p=a,b,c} (v_p)_0^2} \quad (3.42)$$

Ahora, el valor del sesgo y la varianza, si el sistema trifásico es equilibrado, no depende de la posición dentro del ciclo de red en la que se lleve a cabo la estimación de la frecuencia. Además, el valor del sesgo es menor que para la versión monofásica ponderada con cualquier número de estimaciones. Esto ha sido comprobado representando gráficamente ambas expresiones (Figura 3-15).

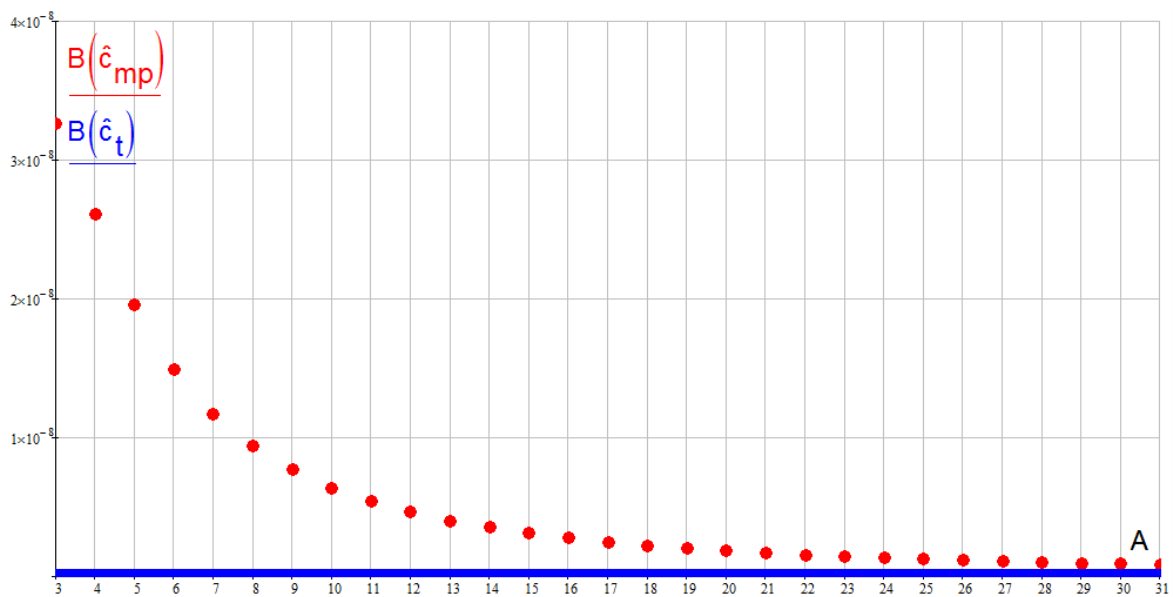


Figura 3-15. Variación del sesgo de la estimación de c. Casos monofásico con varias estimaciones y trifásico con una sola estimación por fase. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.

La dispersión del resultado también se mejora con respecto a la versión monofásica con varias estimaciones (hasta A = 13). Esto se muestra en la Figura 3-16, donde se representa la desviación típica para un sistema trifásico equilibrado con una frecuencia de 50 Hz y relación señal-ruido de 60 dB.

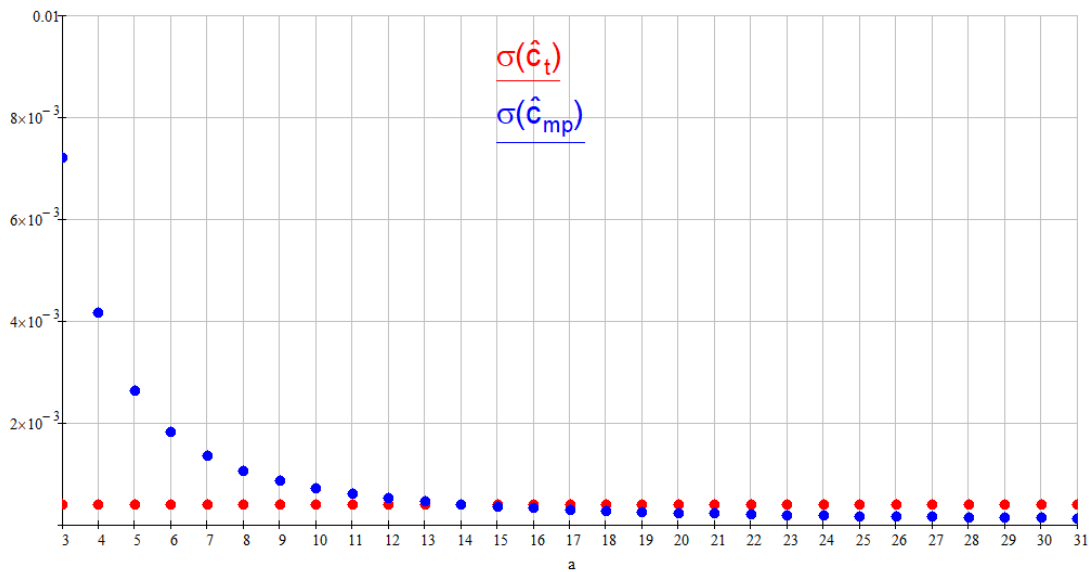


Figura 3-16. Desviación típica de la estimación de c . Casos monofásico con varias estimaciones y trifásico con una sola estimación por fase. Sistema trifásico equilibrado de 50 Hz y 60 dB.

La distribución de probabilidad de la estimación de la frecuencia sigue siendo casi normal por lo que podemos volver a utilizar las ecuaciones (3.32) y (3.33) para evaluar el error cometido.

La Figura 3-17 muestra el error máximo en la estimación de la frecuencia a lo largo de un ciclo, para un sistema trifásico equilibrado de 50 Hz y relación señal-ruido de 60 dB.

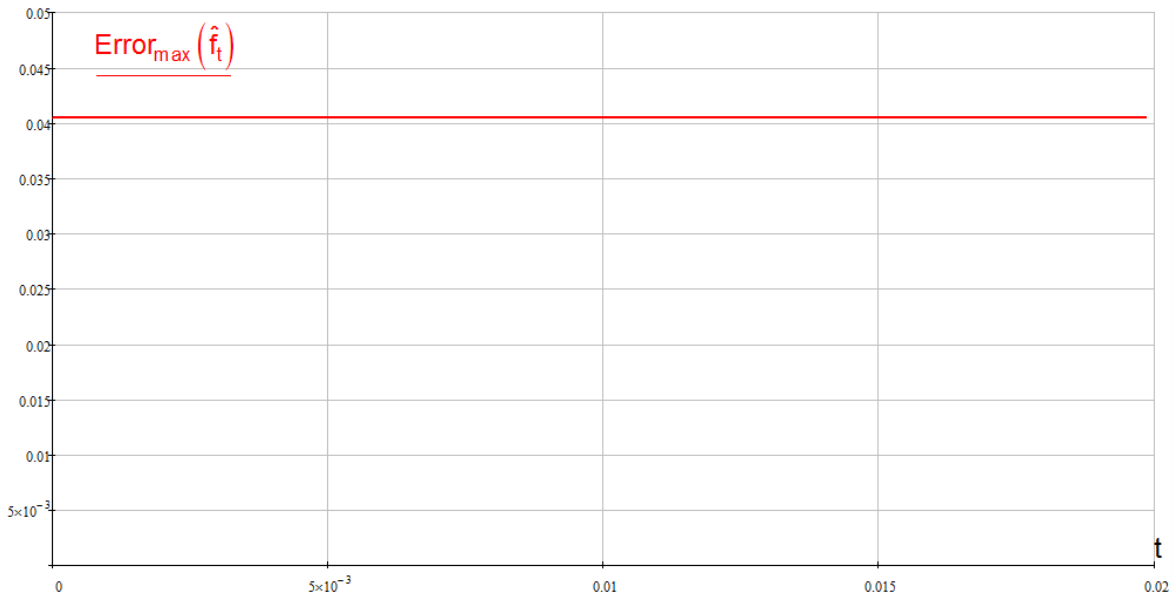


Figura 3-17. Error máximo de f_t a lo largo de un ciclo. Señal senoidal de 50 Hz y 60 dB.

Al igual que se hizo con la versión monofásica ponderada, se ha confirmado experimentalmente este resultado.

Se observa que, en el entorno de los pasos por cero, el error es menor que el de la versión monofásica con varias estimaciones.

3.4. Versión trifásica con varias estimaciones en cada fase (MV-tp)

En este caso se realiza más de una estimación individual sobre cada una de las fases (Figura 3-18).

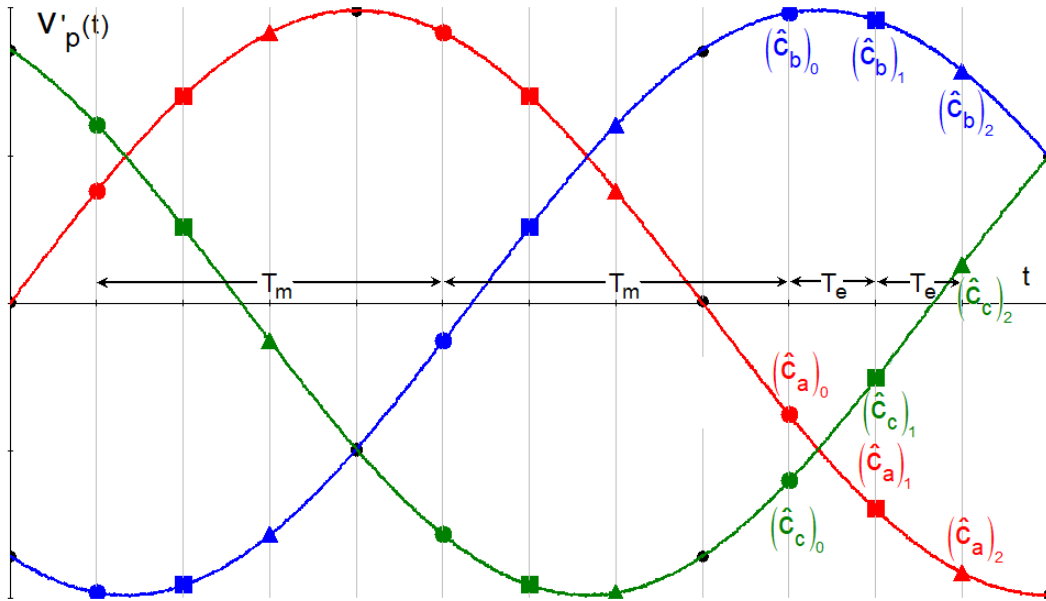


Figura 3-18. Versión trifásica con tres estimaciones por fase.

La expresión general para \hat{C}_{tp} es:

$$\hat{C}_{tp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} (a_p)_j \cdot (\hat{c}_p)_j}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} (a_p)_j} \quad (3.43)$$

$$(\hat{c}_p)_j = \frac{[(v'_p)_{-1}]_j + [(v'_p)_1]_j}{2 \cdot [(v'_p)_0]_j} \quad (3.44)$$

El subíndice tp indica versión trifásica con media ponderada de varias estimaciones por fase.

En función de las muestras utilizadas:

$$\hat{C}_{tp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} [(v'_p)_0]_j \cdot \left([(v'_p)_{-1}]_j + [(v'_p)_1]_j \right)}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} [(v'_p)_0]_j^2} \quad (3.45)$$

La esperanza y la varianza de este estimador son (Apéndice 3.6.5):

$$E(\hat{C}_{tp}) \simeq c \cdot \left(1 + \frac{(2-3A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} [(v_p)_0]_j^2} \right) \quad (3.46)$$

$$\text{var}(\hat{c}_{tp}) \simeq \frac{1+2\cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=R,S,T} [(v_p)_0]_j^2} \quad (3.47)$$

Ambos valores son independientes de la posición donde se realice el cálculo de la frecuencia. Ahora el sesgo es mayor que el correspondiente a la versión trifásica sin ponderación, pero la desviación típica es menor. La Figura 3-19 y Figura 3-20 muestran la comparación del sesgo y de la desviación típica, respectivamente.

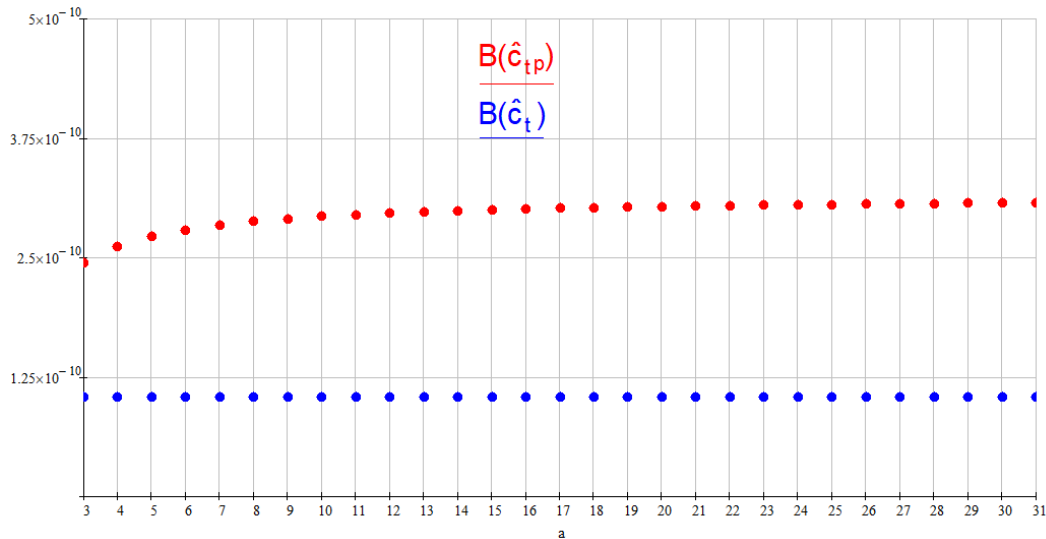


Figura 3-19. Sesgo de la estimación de c. Casos trifásicos sin y con ponderación. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.

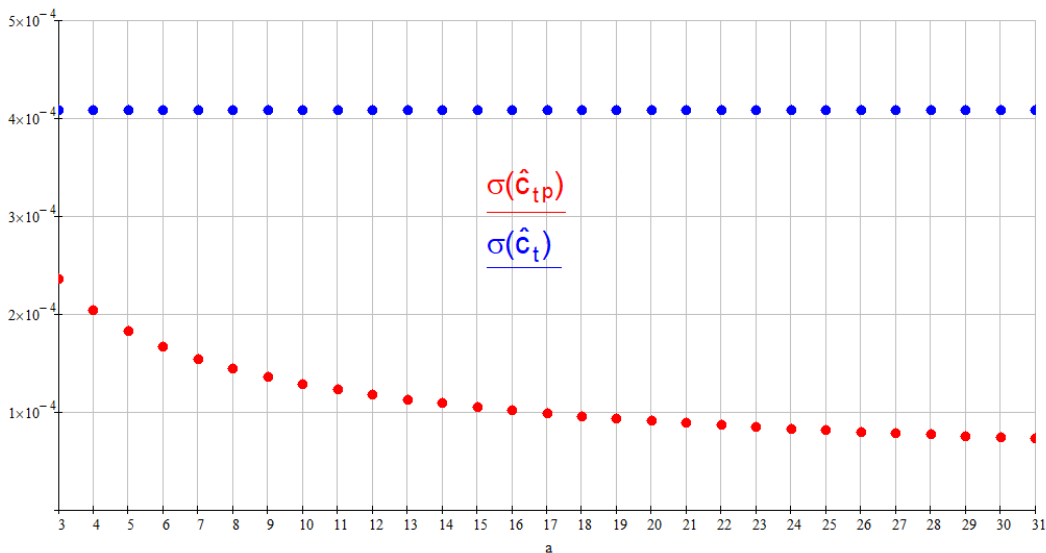


Figura 3-20. Desviación típica de la estimación de c. Casos trifásicos sin y con ponderación. Sistema trifásico equilibrado de 50.01 Hz y 60 dB.

Dado que el valor de la desviación típica es varios órdenes de magnitud superior al sesgo, el error máximo en la estimación de la frecuencia se reduce.

La distribución de probabilidad de la estimación de la frecuencia sigue siendo casi normal. La Figura 3-21 muestra el error máximo en la estimación de la frecuencia con $A = 3$, a lo largo de un ciclo, para un sistema trifásico equilibrado a 50 Hz con relación señal-ruido de 60 dB.

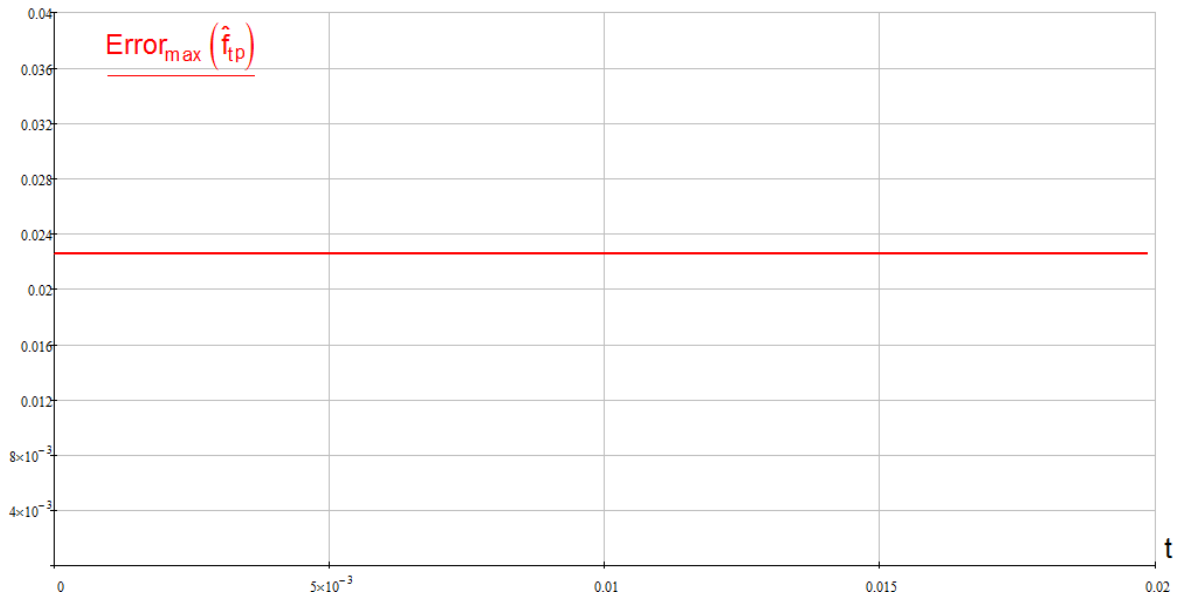


Figura 3-21. Error máximo de f_{tp} a lo largo de un ciclo, para $A = 3$. Señal senoidal de 50 Hz y 60 dB de SNR.

3.5. Postfiltrado

Con objeto de mejorar aún más el comportamiento frente al ruido, en todas las versiones desarrolladas, se realiza un filtrado de la estimación de la frecuencia (postfiltrado). Utilizando, simplemente, un filtro promedio de un ciclo de duración se consigue reducir la desviación típica de la estimación en un factor igual a $N^{1/2}$ [3-5].

3.6. Apéndices

3.6.1. Obtención de $E(\hat{c})$ y de $\text{Var}(\hat{c})$. Versión monofásica con una estimación

La expresión general para la estimación de c es:

$$\hat{c} = \frac{(v')_{-1} + (v')_1}{2 \cdot (v')_0} \quad (3.48)$$

Haciendo un desarrollo en serie de Taylor en torno al valor teórico de cada muestra se obtiene

$$\hat{c} = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\partial^{i+j+k} \hat{c}}{\partial (v')_{-1}^i \partial (v')_0^j \partial (v')_1^k} \bigg|_v \cdot \frac{(e)_{-1}^i \cdot (e)_0^j \cdot (e)_1^k}{i! \cdot j! \cdot k!} \quad (3.49)$$

Aplicando la definición de esperanza de una variable aleatoria [3-2] obtenemos:

$$E(\hat{c}) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\partial^{i+j+k} \hat{c}}{\partial (v')_{-1}^i \partial (v')_0^j \partial (v')_1^k} \bigg|_v \cdot \frac{E[(e)_{-1}^i] \cdot E[(e)_0^j] \cdot E[(e)_1^k]}{i! \cdot j! \cdot k!} \quad (3.50)$$

Dado que estamos suponiendo que (e) es una variable aleatoria de distribución normal con media 0 y desviación típica σ , la esperanza de las potencias impares de (e) es cero y la esperanza de las potencias pares es igual a la desviación típica elevada a la correspondiente potencia:

$$E[(e)^n] = \begin{cases} 0 & ,, \quad n \text{ impar} \\ \sigma^n & ,, \quad n \text{ par} \end{cases} \quad (3.51)$$

La expresión (3.50) quedaría reducida a:

$$E(\hat{c}) = \sum_{\substack{i=0 \\ \text{par}}}^{\infty} \sum_{\substack{j=0 \\ \text{par}}}^{\infty} \sum_{\substack{k=0 \\ \text{par}}}^{\infty} \frac{\partial^{i+j+k} \hat{c}}{\partial (v')_{-1}^i \partial (v')_0^j \partial (v')_1^k} \bigg|_v \cdot \frac{\sigma^{i+j+k}}{i! \cdot j! \cdot k!} \quad (3.52)$$

Este resultado es válido para cualquier función de variables aleatorias con densidades de probabilidad que presenten simetría par respecto a sus respectivas esperanzas. Por tanto, se utilizará también en las otras versiones del método MV.

De la expresión (3.48) se deducen las siguientes relaciones para las derivadas de \hat{c} respecto a v'_{-1} , v'_0 y v'_1 :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^n \hat{c}}{\partial (v')_{-1}^n} \bigg|_v &= \mathbf{C}_{-1}^{(n)} = 0 & n \geq 2 \\ \frac{\partial^n \hat{c}}{\partial (v')_0^n} \bigg|_v &= \mathbf{C}_0^{(n)} = \frac{(-1)^n \cdot n! \cdot c}{(v')_0^n} & n \geq 1 \\ \frac{\partial^n \hat{c}}{\partial (v')_1^n} \bigg|_v &= \mathbf{C}_1^{(n)} = 0 & n \geq 2 \end{aligned} \quad (3.53)$$

Sustituyendo (3.53) en (3.52) llegamos a:

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{c}}) = \mathbf{c} \cdot \left[1 + \sum_{\substack{n=2 \\ \text{par}}}^{\infty} \frac{\sigma^n}{(\mathbf{v})_0^n} \right] \quad (3.54)$$

Para la varianza, no es posible obtener una expresión general, por lo que partimos del desarrollo en serie de Taylor de primer orden de $\hat{\mathbf{c}}$ alrededor del punto $((\mathbf{v})_{-1}, ((\mathbf{v})_0, ((\mathbf{v})_1)$:

$$\hat{\mathbf{c}} \simeq \mathbf{c} + \sum_{m=-1}^1 \frac{\partial \hat{\mathbf{c}}}{\partial (\mathbf{v}')_m} \Big|_{\mathbf{v}} \cdot (\mathbf{e})_m = \mathbf{c} + \sum_{m=-1}^1 \mathbf{c}_m^{(1)} \cdot (\mathbf{e})_m \quad (3.55)$$

La relación entre la varianza de $\hat{\mathbf{c}}$ y la esperanza de $\hat{\mathbf{c}}$ y $\hat{\mathbf{c}}^2$ es [3-2]:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}) = \mathbf{E}(\hat{\mathbf{c}}^2) - \mathbf{E}(\hat{\mathbf{c}})^2 \quad (3.56)$$

El valor al cuadrado de $\hat{\mathbf{c}}$ es:

$$\hat{\mathbf{c}}^2 \simeq \mathbf{c}^2 + \sum_{m=-1}^1 (\mathbf{c}_m^{(1)})^2 \cdot (\mathbf{e})_m^2 + 2 \cdot \sum_{(m=-1)}^0 \sum_{(n=m+1)}^1 \mathbf{c}_m^{(1)} \cdot \mathbf{c}_n^{(1)} \cdot (\mathbf{e})_m \cdot (\mathbf{e})_n \quad (3.57)$$

La esperanza de $\hat{\mathbf{c}}^2$, teniendo en cuenta (3.51) queda:

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{c}}^2) \simeq \mathbf{c}^2 + \sigma^2 \cdot \sum_{m=-1}^1 (\mathbf{c}_m^{(1)})^2 \quad (3.58)$$

La esperanza de $\hat{\mathbf{c}}$, utilizando la expresión (3.55) es:

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{c}}) \simeq \mathbf{c} \quad (3.59)$$

Sustituyendo (3.58) y (3.59) en (3.56) llegamos a:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}) \simeq \sigma^2 \cdot \sum_{m=-1}^1 (\mathbf{c}_m^{(1)})^2 \quad (3.60)$$

De nuevo este resultado lo podemos utilizar en las mismas situaciones que las descritas para la ecuación (3.52).

Finalmente, utilizando (3.53), la varianza de $\hat{\mathbf{c}}$ queda:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}) \simeq \frac{1 + 2 \cdot \mathbf{C}^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{(\mathbf{v})_0^2} \quad (3.61)$$

3.6.2. Obtención del valor de los términos a_j para la minimización de la varianza de \hat{c}

De acuerdo con la ecuación (3.22) la varianza de la estimación de c , viene dada por:

$$\text{var}(\hat{c}) = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} a_j^2 \cdot \text{var}[(\hat{c})_j]}{\left(\sum_{j=0}^{A-1} a_j\right)^2} \quad (3.62)$$

El valor de los términos a_j que minimiza la varianza cumple:

$$\frac{\partial \text{var}(\hat{c}_g)}{\partial a_m} = 0 \quad m=0,1,\dots,A-1 \quad (3.63)$$

Esto nos lleva a:

$$\sum_{j=0}^{A-1} a_j \left[a_m \cdot \text{var}[(\hat{c})_m] - a_j \cdot \text{var}[(\hat{c})_j] \right] = 0 \quad m=0,1,\dots,A-1 \quad (3.64)$$

La solución más sencilla para este sistema de ecuaciones es:

$$a_m = \frac{1}{\text{var}[(\hat{c})_m]} \quad m=0,1,\dots,A-1 \quad (3.65)$$

Esto significa dar un peso a cada estimación individual, inversamente proporcional a su propia varianza.

3.6.3. Obtención de $E(\hat{C})$ y de $Var(\hat{C})$. Versión monofásica con varias estimaciones

La expresión general para la estimación de \hat{C} es:

$$\hat{C}_{mp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} [(v')_0]_j \cdot \left[[(v')_{-1}]_j + [(v')_1]_j \right]}{2 \cdot \sum_{j=0}^{A-1} [(v')_0]_j^2} \quad (3.66)$$

Para simplificar el desarrollo se van a utilizar las siguientes relaciones:

$$\left. \begin{aligned} [(v')_{-1}]_j &= v'_{j-A} \\ [(v')_0]_j &= v'_j \\ [(v')_1]_j &= v'_{j+A} \end{aligned} \right\} j=0,1,\dots,A-1 \quad (3.67)$$

Para la esperanza, partimos de la ecuación (3.52) adaptada a esta versión y despreciando términos en σ^4 y superiores:

$$E(\hat{C}_{mp}) \simeq \mathbf{C} + \sum_{m=-A}^{2A-1} \frac{\partial^2 \hat{C}_{mp}}{\partial v_m'^2} \bigg|_v \cdot \frac{\sigma^2}{2} \quad (3.68)$$

La expresión general para las derivas segundas de \hat{C} es:

$$C_{mp_m}^{(2)} = \begin{cases} 0 & m=-A,-A-1,\dots,-1 \\ \frac{\sum_{j=0}^{A-1} [v_j(v_{j-A} + v_{j+A})] \cdot \left[4v_m^2 - \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2) \right] - 2v_m \cdot (v_{m-A} + v_{m+A}) \cdot \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2)}{\left[4v_m^2 - \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2) \right]^3} & m=0,1,\dots,A-1 \\ 0 & m=A,2A+1,\dots,2A-1 \end{cases} \quad (3.69)$$

Sustituyendo en (3.68) y simplificando, llegamos a:

$$E(\hat{C}_{mp}) \simeq \mathbf{C} \cdot \left[1 + \frac{(2-A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2)} \right] \quad (3.70)$$

Utilizando de nuevo las relaciones indicadas en (3.67), obtenemos:

$$E(\hat{C}_{mp}) \simeq \mathbf{C} \cdot \left[1 + \frac{(2-A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \right] \quad (3.71)$$

Para la varianza, partimos de (3.60) adaptada a esta versión:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}_{\text{mp}}) \simeq \sigma^2 \cdot \sum_{m=-A}^{2A-1} (\mathbf{c}_{\text{mp}_m}^{(1)})^2 \quad (3.72)$$

La expresión general para las derivas primeras de $\hat{\mathbf{C}}$:

$$\mathbf{c}_{\text{mp}_m}^{(1)} = \begin{cases} \frac{v_{m+A}}{2 \cdot \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2)} & m=-A, -A-1, \dots, -1 \\ \frac{(v_{m-A} + v_{m+A}) \cdot \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2) - 2 \cdot v_m \cdot \sum_{j=0}^{A-1} [v_j \cdot (v_{j-A} + v_{j+A})]}{2 \cdot \left[\sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2) \right]^2} & m=0, 1, \dots, A-1 \\ \frac{v_{m-A}}{2 \cdot \sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2)} & m=A, 2A+1, \dots, 2A-1 \end{cases} \quad (3.73)$$

Sustituyendo las derivadas primeras de $\hat{\mathbf{C}}$ y simplificando, nos queda:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}_{\text{mp}}) \simeq \sigma^2 \cdot \left[\frac{\sum_{j=0}^{A-1} \left[(v_{j-A} + v_{j+A})^2 + 2 \cdot (v_j^2) \right]}{4 \cdot \left[\sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2) \right]^2} \right] \quad (3.74)$$

Si la señal de red es senoidal, se cumple que:

$$(v_{j-A} + v_{j+A})^2 = 4 \cdot v_j^2 \cdot c^2 \quad (3.75)$$

Por lo que se llega a:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}_{\text{mp}}) \simeq \frac{1+2 \cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} (v_j^2)} \quad (3.76)$$

Utilizando (3.67) nos queda:

$$\text{var}(\hat{\mathbf{c}}_{\text{mp}}) \simeq \frac{1+2 \cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} [(v)_0]_j^2} \quad (3.77)$$

3.6.4. Obtención de $E(\hat{C}_t)$ y de $Var(\hat{C}_t)$. Versión trifásica con una estimación por fase

La expresión general para la estimación de \hat{C} es:

$$\hat{C}_t = \frac{\sum_{p=a,b,c} (v_p')_0 \cdot [(v_p')_{-1} + (v_p')_1]}{2 \cdot \sum_{p=a,b,c} (v_p')_0^2} \quad (3.78)$$

Comparando esta expresión con la correspondiente a la versión *mp* se observa que son equivalentes si se cambia el índice p por j , con $A = 3$. Por tanto, los resultados que se obtienen son:

$$E(\hat{C}_t) \simeq c \cdot \left(1 - \frac{\sigma^2}{\sum_{p=a,b,c} (v_p')_0^2} \right) \quad (3.79)$$

$$var(\hat{C}_t) \simeq \frac{1 + 2 \cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{p=a,b,c} (v_p')_0^2} \quad (3.80)$$

3.6.5. Obtención de $E(\hat{C}_t)$ y de $Var(\hat{C}_t)$. Versión trifásica con varias estimaciones por fase

La expresión general para la estimación de \hat{C} es

$$\hat{C}_{tp} = \frac{\sum_{j=0}^{A-1} \left[\sum_{p=a,b,c} [(v_p')_0]_j \cdot [(v_p')_{-1}]_j + [(v_p')_1]_j \right]}{2 \cdot \sum_{j=0}^{A-1} \left[\sum_{p=a,b,c} [(v_p')_0]_j^2 \right]} \quad (3.81)$$

Esta expresión es equivalente a la correspondiente para la versión *mp* en donde el número de estimaciones es $3 \cdot A$, por tanto, los resultados que se obtienen son

$$E(\hat{C}_{tp}) \simeq c \cdot \left(1 + \frac{(2 - 3 \cdot A) \cdot \sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} [(v_p')_0]_j^2} \right) \quad (3.82)$$

$$var(\hat{C}_t) \simeq \frac{1 + 2 \cdot c^2}{2} \cdot \frac{\sigma^2}{\sum_{j=0}^{A-1} \sum_{p=a,b,c} [(v_p')_0]_j^2} \quad (3.83)$$

3.7. Referencias

- [3-1] R. M. Adelson, "Frequency Estimation from Few Measurements", *Digital Signal Processing*, vol. 7, nº 1, pp. 47-54, 1997.
- [3-2] M. H. Hayes, *Statistical Digital Signal Processing and Modeling*, Wiley, 1996.
- [3-3] A. López, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás y J. C. Bravo, "Power system frequency measurement under nonstationary situations", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, nº 2, pp. 562-567, 2008.
- [3-4] A. López, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Instantaneous line-frequency measurement under nonstationary situations", *Proc. 21st IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf. IMTC/04*, vol. 2, no. May, pp. 941-944, 2004.
- [3-5] R. Witte y J. Witte, *Statistics*, 9 ed., Wiley, 2010.

4. Método de los filtros ortogonales

Este método obtiene la frecuencia a partir del armónico fundamental de la señal de red y de su versión retrasada 90° (componentes ortogonales en fase).

Consta de dos pasos. En el primero, se obtienen las componentes ortogonales mediante filtrado de la tensión de red y en el segundo, se procesan estas componentes para obtener la frecuencia de red. Existen varias versiones para este método que se diferencian en los filtros ortogonales usados y/o la manera de utilizar las señales en cuadratura para calcular la frecuencia.

En principio, estos métodos están pensados para el caso monofásico, pero se pueden adaptar al caso trifásico.

Las versiones consideradas, tanto para el caso monofásico como para el trifásico, han sido las siguientes:

Método de Moore (FO-Moore)

Método de Sidhu (FO-Sidhu)

Método de Szafrant (FO-Szafrant)

Método Wavelet (FO-Wavelet)

4.1. Versiones monofásicas

Para estos casos, la señal de red viene descrita matemáticamente por la ecuación (4-1),

$$v_r(t) = \sum_{k=1}^{K-1} V_k \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_r \cdot t + \phi_k) \quad (4-1)$$

siendo V_k y ϕ_k la amplitud y fase, respectivamente, del armónico k y ω_r la frecuencia angular de la señal de red.

Las componentes ortogonales en fase, del armónico fundamental estarán representadas por las ecuaciones (4-2) y (4-3).

$$v_d(t) = V_1 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \phi_1) \quad (4-2)$$

$$v_c(t) = -V_1 \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t + \phi_1) \quad (4-3)$$

v_d es la componente en fase con el armónico fundamental (componente directa) y v_c es la componente retrasada 90° (en cuadratura).

4.1.1. FO-Moore-m

Consiste en obtener dos funciones, una proporcional a la frecuencia y al cuadrado de la amplitud y otra, proporcional sólo al cuadrado de la amplitud. Realizando el cociente de ambas funciones, se obtiene la frecuencia [4-1], [4-2].

Para obtener la primera de las funciones se utiliza la derivada de v_d y v_c , dada por las siguientes ecuaciones,

$$\dot{v}_d(t) = \omega_r \cdot V_1 \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t + \phi_1) \quad (4-4)$$

$$\dot{v}_c(t) = \omega_r \cdot V_1 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \phi_1) \quad (4-5)$$

Combinando adecuadamente las componentes y sus derivadas obtenemos,

$$v_d(t) \cdot \dot{v}_c(t) - v_c(t) \cdot \dot{v}_d(t) = \omega_r \cdot V_1^2 \quad (4-6)$$

La segunda de las funciones viene dada por,

$$v_d^2(t) + v_c^2(t) = V_1^2 \quad (4-7)$$

Dividiendo (4-6) entre (4-7) y corrigiendo el factor de $2 \cdot \pi$, obtenemos la expresión para la frecuencia.

$$f_r = \frac{v_d(t) \cdot \dot{v}_c(t) - v_c(t) \cdot \dot{v}_d(t)}{2 \cdot \pi \cdot [v_d^2(t) + v_c^2(t)]} \quad (4-8)$$

Para obtener v_d y v_c , se utiliza dos filtros FIR con ventana seno y coseno respectivamente [4-1] (Apéndice 3.3.1). Esto garantiza que las fases de la ganancia de estos filtros se diferencien en 90° para cualquier frecuencia de la señal de red. No obstante, los módulos de la ganancia (H_s y H_c) sólo coinciden a la frecuencia nominal, siendo distintos para cualquier otra frecuencia (Figura 4-1). Esto hace que la amplitud de las componentes ortogonales no sean iguales y dependan de la frecuencia, de modo que no se cumplen exactamente las ecuaciones (4-6) y (4-7), lo cual introduce una fuente de error en el cálculo de la frecuencia. Para reducir este efecto, se divide la salida de los filtros por el módulo de su ganancia a la frecuencia calculada (ajuste de ganancia).

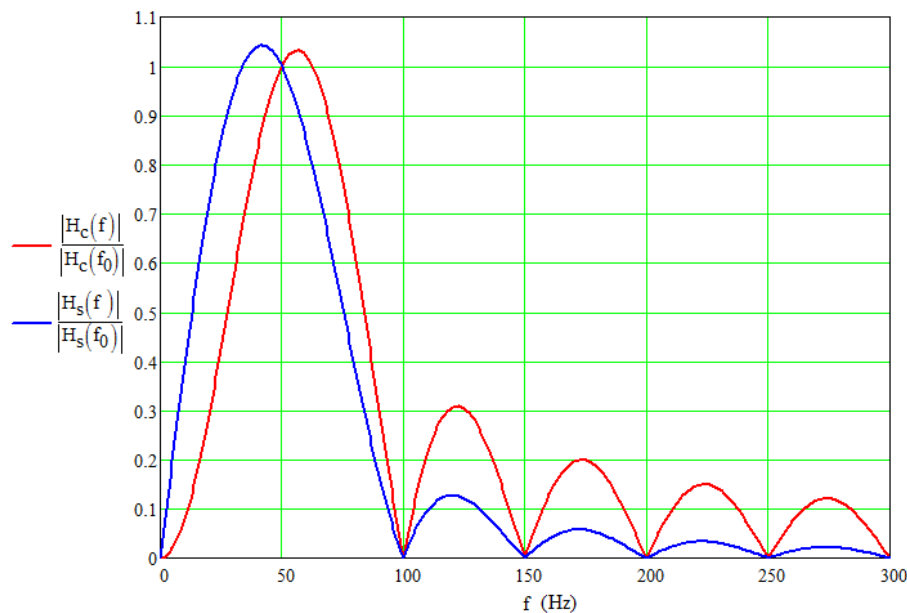


Figura 4-1. Módulo de la ganancia de los filtros ortogonales seno-coseno.

Para la realización en el dominio discreto del tiempo de la derivada, se utiliza la fórmula de la diferencia central [4-3]

$$\dot{x}_n \simeq \frac{x_n - x_{n-1}}{T_s} \quad (4-9)$$

Esta expresión es más representativa del valor de la derivada en el punto intermedio entre las muestras $n-1$ y n , por tanto, para reducir los errores debido a esto, se sustituyen las muestras de cada componente por el valor medio de dicha muestra y la inmediatamente anterior. La expresión final a la que se llega es (Apéndice 4.3.2),

$$\hat{f}_r \simeq \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{V_{c_n} \cdot V_{d_{n-1}} - V_{d_n} \cdot V_{c_{n-1}}}{(V_{d_n} + V_{d_{n-1}})^2 + (V_{c_n} + V_{c_{n-1}})^2} \quad (4-10)$$

\hat{f}_r es la estimación de la frecuencia de red. Sustituyendo las expresiones de v_d y v_c en (4-10), comprobamos que no se obtiene exactamente la frecuencia f_r (Apéndice 4.3.3),

$$\hat{f}_r \simeq \frac{2 \cdot f_r - \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^3 \cdot T_s^2}{3}}{1 + \cos(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot T_s)} \quad (4-11)$$

El cálculo de f_r a partir de esta expresión es complicado, no obstante, se puede obtener una buena aproximación, sustituyendo, en los términos no lineales, f_r por \hat{f}_r . La expresión resultante es

$$f_r \simeq \frac{\left[1 + \cos(2 \cdot \pi \cdot \hat{f}_r \cdot T_s) \right] \cdot \hat{f}_r + \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot \hat{f}_r^3 \cdot T_s^2}{3}}{2} \quad (4-12)$$

El ajuste de ganancia realizado, introduce un lazo de realimentación que podría causar problemas de estabilidad. Para evitarlas, Moore propone realizar una “compensación adaptativa” que consiste en realizar una estimación de la frecuencia separada de la principal mediante un filtrado promedio móvil de $\frac{1}{4}$ de ciclo del numerador y denominador de la ecuación (4-10).

Para minimizar las oscilaciones en la estimación de la frecuencia debidas a los armónicos, se realiza un prefiltrado de la tensión de red y un postfiltrado de dicha estimación. Ambos filtros son de tipo Hamming de periodo igual al periodo nominal de la señal de red [4-2].

Teniendo en cuenta los detalles anteriores, el algoritmo propuesto para la medida de la frecuencia se indica en la Figura 4-2.

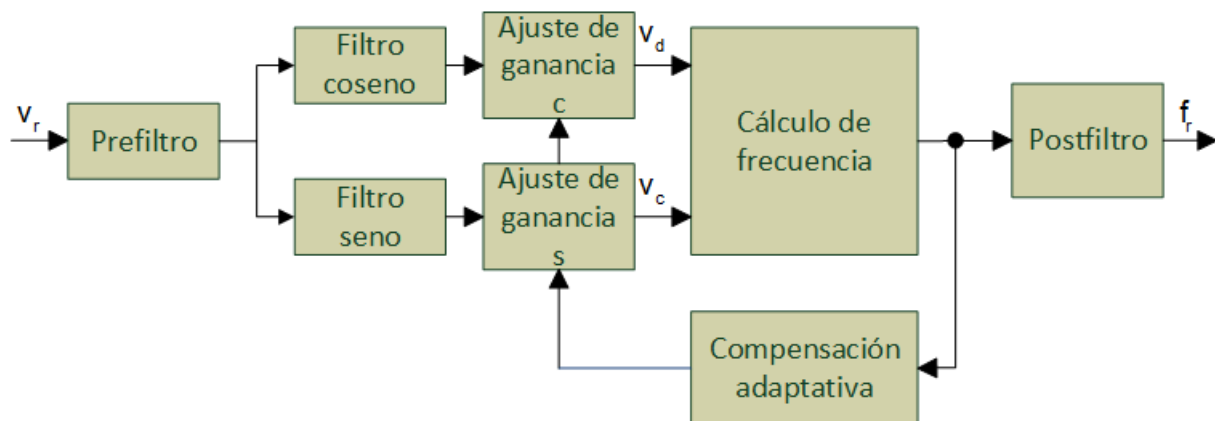


Figura 4-2. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Moore.

4.1.2. FO-Sidhu-m

Ahora, la frecuencia se calcula a partir de la diferencia de fase del armónico fundamental en dos instantes de tiempo, de acuerdo con la ecuación (4-13) [4-4], [4-5], [4-6]

$$f_r = \frac{\theta(t) - \theta(t - T_s)}{2\pi \cdot T_s} \quad (4-13)$$

La diferencia de fase se obtiene de las componentes ortogonales en dichos instantes de tiempo [4-5], Apéndice 4.3.4.

$$\theta(t) - \theta(t - T_s) = \tan^{-1} \left(\frac{v_c(t) \cdot v_d(t - T_s) - v_d(t) \cdot v_c(t - T_s)}{v_d(t) \cdot v_d(t - T_s) + v_c(t) \cdot v_c(t - T_s)} \right) \quad (4-14)$$

Al igual que ocurre en el método de Moore, cuando la frecuencia de la señal de red no coincide con su valor nominal, el valor diferente del módulo de la ganancia de los filtros ortogonales introduce errores en la ecuación (4-14).

Ahora, la manera de corregir este error consiste en rediseñar los filtros de acuerdo con la frecuencia estimada y volver a filtrar. De este modo, los filtros ortogonales cancelan todos los armónicos de la señal de red y la ganancia de ambos filtros es la misma a la frecuencia fundamental de la señal de red. Este proceso se repite hasta que la frecuencia usada para adaptar los filtros y la frecuencia estimada están suficientemente próximas (0.0001 Hz) o se alcanza un número determinado de iteraciones (5).

El algoritmo propuesto para la medida de la frecuencia se indica en la Figura 4-3.

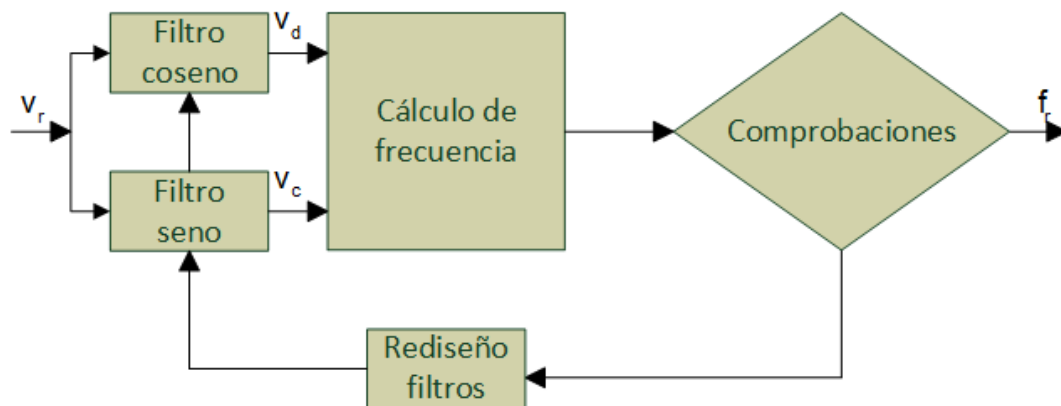


Figura 4-3. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Sidhu.

4.1.3. FO-Szafrant-m

En este caso, no se requiere que los filtros tengan la misma ganancia a la frecuencia de la señal de red, no siendo necesario realizar la compensación de la ganancia o filtrar de forma iterativa [4-7], [4-8].

Para el desarrollo de este método se parte de la expresión de las componentes ortogonales teniendo en cuenta el efecto del filtrado

$$\begin{aligned} v_d(t) &= |H_s(\omega_r)| \cdot V_1 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \phi_1 + |H_s(\omega_r)|) \\ v_c(t) &= -|H_c(\omega_r)| \cdot V_1 \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot t + \phi_1 + |H_s(\omega_r)|) \end{aligned} \quad (4-15)$$

A continuación, se define una función proporcional a la frecuencia y a la amplitud usando dichas componentes en dos instantes distintos

$$g_k(\omega_r) = v_c(t) \cdot v_d(t - k \cdot T_s) - v_d(t) \cdot v_c(t - k \cdot T_s) = V_1^2 \cdot |H_s(\omega_r)| \cdot |H_c(\omega_r)| \cdot \text{sen}(k \cdot \omega_r \cdot T_s) \quad (4-16)$$

Una forma de eliminar el efecto de los filtros ortogonales es definir dos funciones distintas para la ecuación (4-16), cada una con un valor en el retraso entre muestras, k y m. Si, además $m = 2 \cdot k$ se obtiene un resultado muy simple

$$\frac{g_{2k}(\omega_r)}{g_k(\omega_r)} = \frac{\text{sen}(2 \cdot k \cdot \omega_r \cdot T_s)}{\text{sen}(k \cdot \omega_r \cdot T_s)} = 2 \cdot \text{cos}(k \cdot \omega_r \cdot T_s) \quad (4-17)$$

El valor de k tiene un efecto directo en la sensibilidad de la frecuencia frente al valor del coseno, y por tanto, en la exactitud de la estimación de la frecuencia. La menor sensibilidad se obtiene para $k = N/4$.

Combinando las ecuaciones (4-16) y (4-17) llegamos, finalmente, al siguiente resultado

$$f_r = \frac{2 \cdot \text{cos}^{-1} \left[\frac{v_c(n) \cdot v_d\left(n - \frac{N}{2}\right) - v_d(n) \cdot v_c\left(n - \frac{N}{2}\right)}{2 \cdot \left[v_c(n) \cdot v_d\left(n - \frac{N}{4}\right) - v_d(n) \cdot v_c\left(n - \frac{N}{4}\right) \right]} \right]}{N \cdot \pi \cdot T_s} \quad (4-18)$$

Al igual que se comentó para el método de Moore, cuando la frecuencia no coincide con el valor nominal de 50 Hz, los filtros ortogonales no eliminan completamente los armónicos de la señal de red, apareciendo oscilaciones en la frecuencia estimada. Para reducir este efecto de nuevo se propone utilizar un prefiltrado y un postfiltrado. Ahora, para el prefiltrado se utilizan dos filtros promedios de medio ciclo conectados en serie y, para el postfiltrado, se emplea un único filtro promedio de un ciclo [4-7].

El algoritmo de cálculo correspondiente se indica en la Figura 4-4

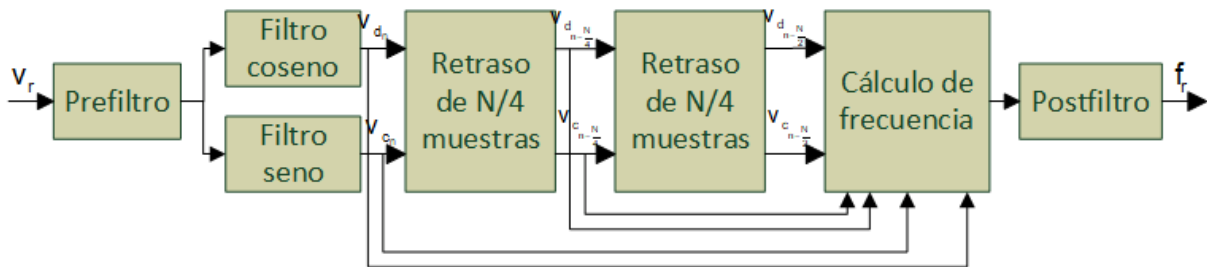


Figura 4-4. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método de Szafran.

4.1.4. FO-Wavelet-m

Este método utiliza, como filtros ortogonales, una wavelet madre de tipo polinómica [4-9], [4-10], [4-11]. Estos filtros tienen la ventaja de tener casi el mismo valor en el módulo de la ganancia en todo el rango de variación de la frecuencia y presentar un lóbulo secundario muy reducido. La descripción matemática de la respuesta impulsiva y la respuesta en frecuencia de estos filtros vienen dadas por la ecuación (4-19) y la Figura 4-5, respectivamente.

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \left(-\left(\frac{\sigma \cdot t}{a}\right)^7 + \frac{\left(\frac{\sigma \cdot t}{a}\right)^8}{960} - \frac{\left(\frac{\sigma \cdot t}{a}\right)^9}{8640} \right) \cdot e^{(-\sigma + j \cdot \omega_0) \cdot \left(\frac{t}{a}\right)} \cdot u(t) \quad (4-19)$$

Con $\sigma = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{3}}$, $\omega_0 = 2 \cdot \pi$ y $a = \frac{\omega_0}{\omega_N}$.

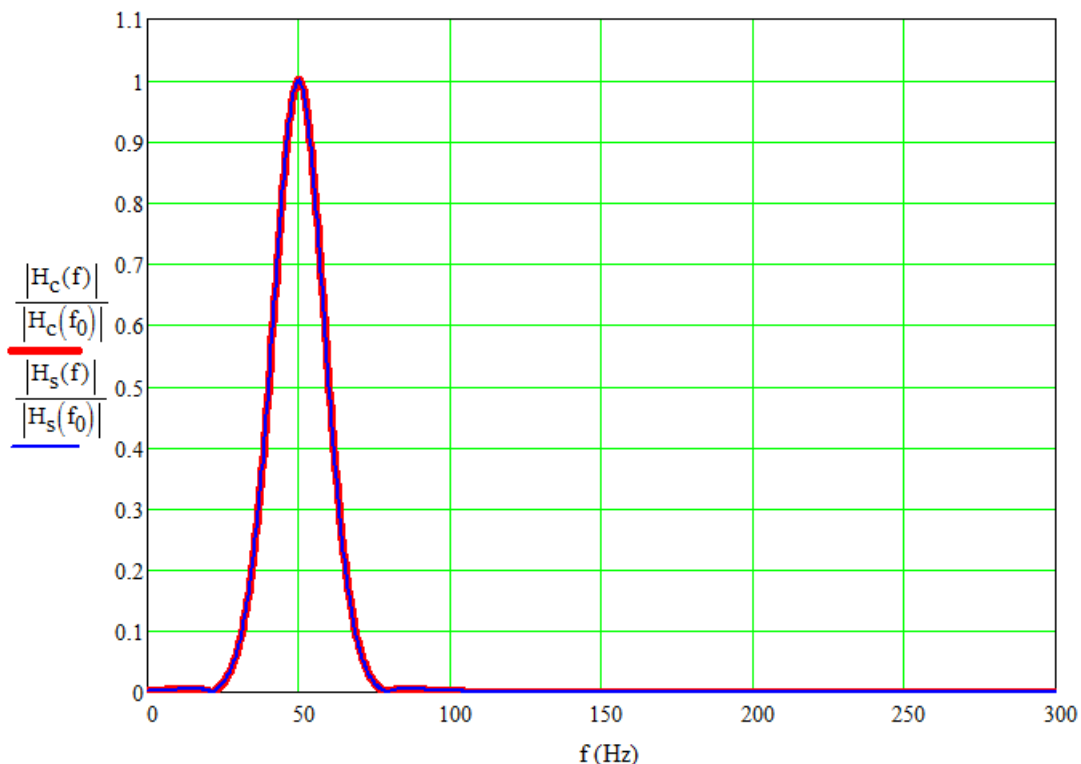


Figura 4-5. Módulo de la ganancia de los filtros wavelet tipo polinómica.

Esto significa que no es necesario corregir la ganancia de los filtros y que el efecto de los armónicos de la señal cuando la frecuencia es distinta a su valor nominal va a ser muy pequeño. Este hecho garantiza que ambas componentes ortogonales tengan la misma amplitud

$$\begin{aligned} v_d(t) &= |H_s(\omega_r)| \cdot V_1 \cdot \text{sen}\left(\omega_r \cdot t + \phi_1 + |H_s(\omega_r)|\right) \\ v_c(t) &= -|H_s(\omega_r)| \cdot V_1 \cdot \text{cos}\left(\omega_r \cdot t + \phi_1 + |H_s(\omega_r)|\right) \end{aligned} \quad (4-20)$$

Por tanto, la división de una entre otra nos permite obtener la fase instantánea del armónico fundamental

$$\theta(t) = a \tan\left(\frac{-v_d(t)}{v_c(t)}\right) \quad (4-21)$$

de modo que la frecuencia puede calcularse considerando la diferencia de fase en dos instantes distintos.

$$f_r = \frac{\theta(t) - \theta(t - T_s)}{2\pi \cdot T_s} \quad (4-22)$$

El algoritmo de cálculo correspondiente se indica en la Figura 4-6

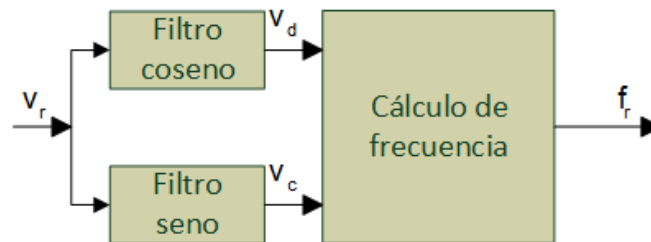


Figura 4-6. Algoritmo de medida de la frecuencia. Método wavelet.

Ahora no sería necesario realizar ni el prefiltrado ni el postfiltrado.

4.2. Versiones trifásicas

Las distintas versiones vistas en el apartado anterior pueden generalizarse para un sistema trifásico. Para ello, se ha cambiado la tensión de red por una tensión de referencia representativa del sistema trifásico. La solución más simple es tomar la componente α del vector de espacio en el marco de referencia estático $\alpha\beta$ [4-12], descrita por la ecuación (4-23). A partir de esta, se calcula la frecuencia igual que en las versiones monofásicas. La Figura 4-7 describe, de forma general, este proceso.

$$v_\alpha(t) = \frac{2}{3} \left[v_a(t) - \frac{1}{2}v_b(t) - \frac{1}{2}v_c(t) \right] \quad (4-23)$$

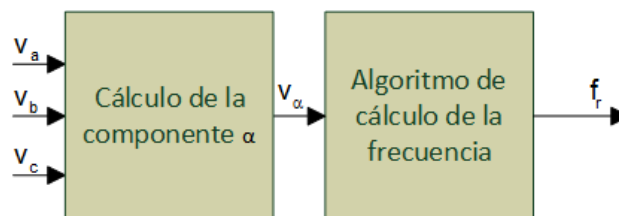


Figura 4-7. Esquema general de las versiones trifásicas.

4.3. Apéndices

4.3.1. Filtros seno y coseno

Expresión matemática de los coeficientes de los filtros

$$\begin{aligned} h_{s_n} &= \text{sen}\left(\frac{2\cdot\pi\cdot n}{N} + \frac{\pi}{N}\right) & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ h_{c_n} &= \text{cos}\left(\frac{2\cdot\pi\cdot n}{N} + \frac{\pi}{N}\right) \end{aligned} \quad (4-24)$$

Expresión matemática de la ganancia

$$\begin{aligned} H_s(f) &= \frac{i \cdot 2 \cdot e^{-i \cdot \frac{\pi \cdot f \cdot (N-1)}{f_s}} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi \cdot f_N}{f_s}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi \cdot N \cdot f}{f_s}\right) \cdot \text{cos}\left(\frac{\pi \cdot f}{f_s}\right)}{\text{cos}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{f_s}\right) - \text{cos}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_N}{f_s}\right)} \\ H_c(f) &= \frac{-2 \cdot e^{-i \cdot \frac{\pi \cdot f \cdot (N-1)}{f_s}} \cdot \text{cos}\left(\frac{\pi \cdot f_N}{f_s}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi \cdot N \cdot f}{f_s}\right) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi \cdot f}{f_s}\right)}{\text{cos}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{f_s}\right) - \text{cos}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_N}{f_s}\right)} \end{aligned} \quad (4-25)$$

4.3.2. Obtención de la expresión de f_r en el dominio del tiempo discreto (método de Moore)

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{V_{d_n} \cdot \dot{V}_{c_n} - V_{c_n} \cdot \dot{V}_{d_n}}{2 \cdot \pi \cdot [V_{d_n}^2 + V_{c_n}^2]} \simeq \frac{\frac{V_{d_n} + V_{d_{n-1}}}{2} \cdot \frac{V_{c_n} - V_{c_{n-1}}}{T_s} - \frac{V_{c_n} + V_{c_{n-1}}}{2} \cdot \frac{V_{d_n} - V_{d_{n-1}}}{T_s}}{2 \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{V_{d_n} + V_{d_{n-1}}}{2} \right)^2 + \left(\frac{V_{c_n} + V_{c_{n-1}}}{2} \right)^2 \right]} = \\ &= \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{V_{c_n} \cdot V_{d_{n-1}} - V_{d_n} \cdot V_{c_{n-1}}}{(V_{d_n} + V_{d_{n-1}})^2 + (V_{c_n} + V_{c_{n-1}})^2} \end{aligned} \quad (4-26)$$

En este resultado hay una doble aproximación, la asociada al cálculo de la derivada y la consideración de que la frecuencia en el instante $n \cdot T_s$ es la misma que en el instante $[(n+(n-1))/2] \cdot T_s$. El error cometido, disminuye al disminuir T_s (aumentar la frecuencia de muestreo).

4.3.3. Desarrollo de la ecuación (4-10)

Sustituyendo v_d y v_c por sus expresiones (ecuaciones (4-2) y (4-3)), obtenemos

$$f_r \simeq \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{-\text{cos}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot (n-1) \cdot T_s + \phi_1) + \text{sen}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) \cdot \text{cos}(\omega_r \cdot (n-1) \cdot T_s + \phi_1)}{(\text{sen}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) + \text{sen}(\omega_r \cdot (n-1) \cdot T_s + \phi_1))^2 + (-\text{cos}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) - \text{cos}(\omega_r \cdot (n-1) \cdot T_s + \phi_1))^2} \quad (4-27)$$

Para simplificar las expresiones, utilizamos las siguientes igualdades

$$\begin{aligned} S_n &= \text{sen}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) & S &= \text{sen}(\omega_r \cdot T_s) \\ C_n &= \text{cos}(\omega_r \cdot n \cdot T_s + \phi_1) & C &= \text{cos}(\omega_r \cdot T_s) \end{aligned} \quad (4-28)$$

Utilizando los teoremas de la diferencia de ángulos, desarrollamos la ecuación (4-27) y simplificamos

$$\begin{aligned} f_r &\simeq \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{-C_n \cdot (S_n \cdot C - C_n \cdot S) + S_n \cdot (C_n \cdot C + S_n \cdot S)}{(S_n + S_n \cdot C - C_n \cdot S)^2 + (C_n + C_n \cdot C + S_n \cdot S)^2} = \\ &= \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{S}{\left[S^2 + S^2 \cdot C_{Ts}^2 + C^2 \cdot S_{Ts}^2 + 2S^2 \cdot C_{Ts} - 2S \cdot C \cdot S_{Ts} - 2S \cdot C \cdot S_{Ts} \cdot C_{Ts} + \right.} \\ &\quad \left. C^2 + C^2 \cdot C_{Ts}^2 + S^2 \cdot S_{Ts}^2 + 2C^2 \cdot C_{Ts} + 2S \cdot C \cdot S_{Ts} + 2S \cdot C \cdot S_{Ts} \cdot C_{Ts} \right]} \\ &= \frac{2}{\pi \cdot T_s} \frac{S}{2 + 2 \cdot C} = \frac{1}{\pi \cdot T_s} \frac{\text{sen}(\omega_r \cdot T_s)}{1 + \text{cos}(\omega_r \cdot T_s)} \end{aligned}$$

Reemplazando $\text{sen}(\omega_r \cdot T_s)$ por los dos primeros términos de su desarrollo en serie de Taylor, obtenemos

$$f_r \simeq \frac{2f_r - \frac{4\pi^2 \cdot f_r^3 \cdot T_s^2}{3}}{1 + \text{cos}(2\pi \cdot f_r \cdot T_s)} \quad (4-29)$$

4.3.4. Obtención de la expresión de f_r en el dominio del tiempo discreto (método de Sidhu)

Partimos de la relación existente entre la diferencia de fase y la frecuencia

$$\theta(t) - \theta(t - T_s) = \omega_r \cdot T_s \quad (4-30)$$

Utilizando algunas identidades trigonométricas, obtenemos

$$\omega_r \cdot T_s = \tan^{-1}(\tan(\omega_r \cdot T_s)) = \tan^{-1}\left(\frac{\text{sen}(\omega_r \cdot T_s)}{\text{cos}(\omega_r \cdot T_s)}\right) \quad (4-31)$$

Combinando adecuadamente v_d y v_c en los instantes t y $t - T_s$, obtenemos $\text{sen}(\omega_r \cdot T_s)$ y $\text{cos}(\omega_r \cdot T_s)$

$$\begin{aligned} \text{sen}(\omega_r \cdot T_s) &= v_c(t) \cdot v_d(t - T_s) - v_d(t) \cdot v_c(t - T_s) \\ \text{cos}(\omega_r \cdot T_s) &= v_d(t) \cdot v_d(t - T_s) + v_c(t) \cdot v_c(t - T_s) \end{aligned} \quad (4-32)$$

Con lo cual, llegamos finalmente a

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot T_s} \tan^{-1}\left(\frac{v_c(t) \cdot v_d(t - T_s) - v_d(t) \cdot v_c(t - T_s)}{v_d(t) \cdot v_d(t - T_s) + v_c(t) \cdot v_c(t - T_s)}\right) \quad (4-33)$$

4.4. Referencias

- [4-1] P. J. Moore, R. D. Carranza and A. T. Johns, "A New Numeric Technique for High-Speed Evaluation of Power System Frequency," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 141, no. 5, pp. 529-536, Septiembre 1994.
- [4-2] P. J. Moore, R. D. Carranza and A. T. Johns, "Model System Test on a New Numeric Method of Power System Frequency Measurement," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 2, pp. 696-701, Abril 1996.
- [4-3] R. S. Esfandiari, *Numerical Methods for Engineers and Scientists Using MATLAB*, CRC Press, 2013.
- [4-4] T. Sidhu and M. Sachdev, "A Iterative Technique for Fast and Accurate Measurement of Power System Frequency," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 1, Enero 1998.
- [4-5] T. S. Sidhu, "Accurate Measurement of Power System Frequency Using a Digital Signal Processing Technique," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 1, Febrero 1999.
- [4-6] S. Das and T. Sidhu, "A Simple Synchrophasor Estimation Algorithm Considering IEEE Standard C37.118.1-2011 and Protection Requirements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 10, Octubre 2013.
- [4-7] J. Szafran and W. Rebizant, "Power System Frequency Estimation," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 145, no. 5, pp. 578-582, Septiembre 1998.
- [4-8] W. Rebizant, J. Szafran and A. Wiszniewski, *Digital Signal Processing in Power System Protection and Control*, Londres: Springer-Verlag, 2011.
- [4-9] T. Lin, M. Tsuji and E. Yamada, "A Wavelet Approach to Real Time Estimation of Power System Frequency," in *Society of Instrument and Control Engineers Annual Conference*, Nagoya, 2001.
- [4-10] M. Tsuji, S. Hamasaki, H. Uemura and E. Yamada, "Online Frequency Estimation using Power Series Type Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, no. 5, pp. 646-652, 2006.
- [4-11] S. Hamasaki, M. Tsuji and K. H. a. J. Yano, "Applications of The Power Series Type Wavelet Transform for Real-time Analysis," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Tokio, 2009.
- [4-12] Y. F. Wang and Y. W. Li, "Analysis and Digital Implementation of Cascaded Delayed-Signal-Cancellation PLL," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1067-1080, Abril 2011.

5. Método PLL

El método general PLL (Phase Locked Loop) emplea un “lazo de sincronismo de fase” para estimar la frecuencia. El PLL es un sistema de control realimentado que permite obtener, a partir de una señal periódica, una señal sinusoidal, de amplitud unitaria, sincronizada con su armónico fundamental, y por tanto, con la misma frecuencia y fase que dicha señal. El cálculo de la frecuencia es parte del proceso de generación de la señal síncrona. Normalmente, como señal de entrada al PLL se utiliza la tensión de la red, al estar menos distorsionada que la corriente.

Del PLL existen diversas versiones, tanto para aplicaciones monofásicas como para aplicaciones trifásicas. A continuación, se comentarán las más significativas de ambos grupos.

5.1. Versiones monofásicas

Utilizan como señal de referencia una sola fase de la tensión de red. En su versión básica, consta de una unidad de detección de error de fase (PD), un filtro de lazo (LF) y un oscilador controlado por tensión (VCO) conectados según se indica en el diagrama de bloques de la Figura 5-1.

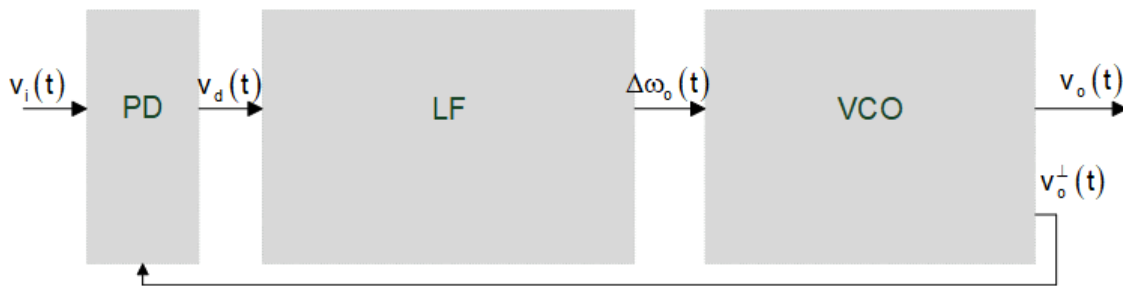


Figura 5-1. Diagrama de bloques del PLL básico.

$v_i(t)$ es la señal de entrada, $v_o(t)$ la señal de salida y $v_o^\perp(t)$ es $v_o(t)$ desfasada (retrasada) 90° . Para las explicaciones que siguen vamos a suponer que la señal de entrada y la de salida vienen descritas por la ecuación (5-1) y (5-2) respectivamente.

$$v_i(t) = V_i \cdot \text{sen}(\phi_i(t)) \quad , \phi_i(t) = \int_0^t \omega_i(\tau) \cdot d\tau + \phi_i(0) \quad (5-1)$$

$$v_o(t) = \text{sen}(\phi_o(t)) \quad , \phi_o(t) = \int_0^t \omega_o(\tau) \cdot d\tau + \phi_o(0) \quad (5-2)$$

$\omega_i(t)$ y $\omega_o(t)$ son la frecuencia angular de $v_i(t)$ y $v_o(t)$, respectivamente. El funcionamiento de cada bloque es el siguiente:

- PD compara la señal de entrada, $v_i(t)$, con la señal de salida, $v_o(t)$, y produce una señal, $v_d(t)$, proporcional al desfase entre ambas ($\phi_e(t) = \phi_i(t) - \phi_o(t)$)

$$v_d(t) = K_d \cdot \phi_e(t) \quad (5-3)$$

K_d es la ganancia del PD.

- LF es un controlador PI, cuyo objetivo es conseguir que la fase de salida siga, con una determinada exactitud, los cambios que se produzcan en la fase de entrada, con un tiempo de respuesta y comportamiento transitorio adecuado y a la vez, que se lleve a cabo una apropiada atenuación de las

distorsiones de la señal de entrada (ruido, armónicos, transitorios, ...) [5-1]. La descripción matemática de la señal a la salida del LF, $\Delta\omega_o(t)$ es

$$\Delta\omega_o(t) = K_p \cdot v_d(t) + K_i \cdot \int_0^t v_d(\tau) \cdot d\tau \quad (5-4)$$

K_p es la ganancia de la rama proporcional y K_i la ganancia de la rama integral.

- VCO genera una señal sinusoidal, $v_o(t)$, cuya frecuencia angular, $\omega_o(t)$, es igual a la suma de la señal de entrada al VCO, $\Delta\omega_o(t)$ y la frecuencia nominal de la red, ω_N , de modo que

$$\omega_o(t) = \omega_N + \Delta\omega_o(t) \quad (5-5)$$

El funcionamiento del sistema completo es el siguiente. Si la frecuencia de la señal de entrada, ω_i , es igual a la frecuencia central del oscilador, ω_N , y este opera a esa frecuencia, el error de fase, ϕ_e , es cero, la salida del detector de fase, v_d , también es cero y la salida del filtro de lazo, $\Delta\omega_o$, será igual a cero, por tanto, el VCO mantendrá su frecuencia de oscilación en ω_N , estando el sistema en equilibrio y la salida sincronizada con la entrada.

En cambio, si la frecuencia de la señal de entrada al PLL, ω_i , es mayor que ω_N , el error de fase, ϕ_e , aumentará con el tiempo, v_d también lo hará y ω_f aumentará con respecto a cero, de modo que, la frecuencia a la salida del oscilador aumentará, reduciendo el error de fase. Después de un tiempo de establecimiento, el VCO oscilará a la misma frecuencia que la señal de entrada y estará sincronizada con esta.

En el caso de que, inicialmente, ω_i fuese menor que ω_N , el oscilador disminuirá su frecuencia e igualmente, acabará oscilando a la misma frecuencia que la señal de entrada.

De igual forma, si la frecuencia de la señal de entrada varía, la frecuencia de la señal de salida del oscilador, seguirá dicha variación, estando ambas señales sincronizadas en frecuencia y fase.

Dependiendo de cómo se implemente cada uno de los bloques que forman la estructura del PLL o de los bloques adicionales que se añadan a la estructura básica, tendremos distintas versiones. En ingeniería eléctrica, las más utilizadas son:

PLL estándar (PLLstd)

PLL con integrador generalizado de segundo orden (SOGI-PLL)

PLL mejorado pseudolineal (PL-EPLL)

A continuación, se comenta cada uno de estos casos.

5.1.1. PLLstd

Es la manera más simple de implementar el PLL, pero también la que da lugar a mayores errores en cálculo de la frecuencia.

El PD consiste en un multiplicador de la señal de referencia y la señal de salida. El LF es un controlador PI y el VCO consta de un integrador seguido de una función trigonométrica [5-1]. La Figura 5-2 describe la estructura de este PLL. Obsérvese que, para mejorar la estimación de la frecuencia, ω_f , cuando la señal de entrada presenta ruido o está distorsionada, se ha tomado un punto en el que no tiene efecto la rama proporcional del controlador PI (interceptación de la frecuencia en la rama integral [5-1]) y se ha pasado el término ω_N al LF. Si sólo estamos interesados en la estimación de la frecuencia, el bloque que realiza la función seno puede ser omitido.

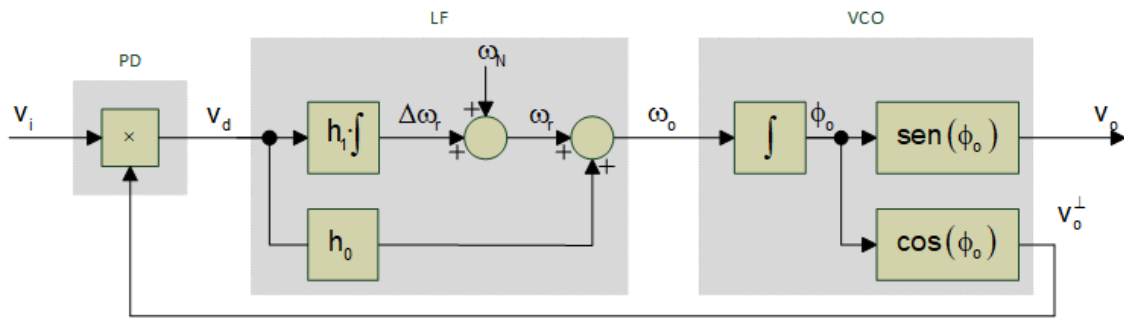


Figura 5-2. Estructura PLL estándar.

En esta versión del PLL, el error de sincronización es debido al comportamiento no ideal del detector de fase, de modo que v_d no es, exactamente, una señal proporcional al desfase entre la señal de entrada y la de salida ni tampoco depende, exclusivamente, de ese desfase. Esto puede comprobarse matemáticamente¹. Si las señales de entrada y salida vienen dadas por las expresiones:

$$\begin{aligned} v_i &= V_i \cdot \text{sen}(\phi_i) \\ v_o^\perp &= \text{cos}(\phi_o) \end{aligned} \quad (5-6)$$

La salida del PD se expresa según:

$$v_d = \frac{V_i}{2} \cdot \text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \frac{V_i}{2} \cdot \text{sen}(\phi_i + \phi_o) \quad (5-7)$$

Esta señal consta de dos términos: uno de baja frecuencia ($\text{sen}(\phi_i - \phi_o)$) y otro de alta frecuencia ($\text{sen}(\phi_i + \phi_o)$). El primero de ellos está relacionado con la diferencia de fase entre la señal de entrada y de salida, ϕ_e , pero también con la amplitud de la señal de entrada. El segundo, es un término no deseado cuya frecuencia es, aproximadamente, el doble de la frecuencia de red (rizado de frecuencia doble) y también depende de la amplitud de la señal de entrada.

Finalmente, la señal v_d , no varía linealmente con ϕ_e sino que están relacionadas a través de una función seno. En el caso de que el PLL se encuentre sincronizado, esto no tendrá un efecto importante puesto ϕ_e estará muy próximo a cero y la función seno se aproximará muy bien a una función lineal.

Obsérvese que en esta versión del PLL, cuando la salida está sincronizada con la entrada, existe un desfase de 90° entre ambas.

Las ecuaciones diferenciales que describen al PLL estándar son

$$\begin{aligned} \dot{\Delta\omega_r} &= h_1 \cdot v_i \cdot \text{cos}(\phi_o) \\ \dot{\phi_o} &= \omega_N + \Delta\omega_r + h_0 \cdot v_i \cdot \text{cos}(\phi_o) \end{aligned} \quad (5-8)$$

Esto se corresponde con un sistema de segundo orden con características de filtro paso bajo [5-1]. Los coeficientes h_0 y h_1 se calculan buscando una solución de compromiso entre la respuesta transitoria y el error en estado estacionario. Considerando el comportamiento dinámico más adecuado, el caso con factor de amortiguamiento igual a $1/\sqrt{2}$ [5-2], con un error en estado estacionario aceptable (frecuencia de corte aproximadamente $2 \cdot \omega_N/5$), se llega a los valores $h_0=400/V_i$ y $h_1=40000/V_i$. Obsérvese que el valor de estos parámetros depende de la amplitud de la señal de entrada.

¹ Para mejorar la legibilidad de las ecuaciones, se omite la referencia a la dependencia del tiempo en las variables.

5.1.2. SOGI-PLL

Una manera de minimizar los errores debidos a la componente de frecuencia doble consiste en modificar el detector de fase, de modo que, a partir de la señal monofásica de entrada, se generen dos señales en cuadratura. Una de ellas, v_α , en fase con la señal de entrada y la otra, v_β , ortogonal a la primera (retrasada 90°). Estas señales se combinan adecuadamente con la señal de salida, v_o , y su versión ortogonal, v_o^\perp , para dar una señal en la que desaparece el término de frecuencia doble. La Figura 5-3 muestra la estructura correspondiente este tipo de PLL (PLL con generación de señal en cuadratura, QSG-PLL) [5-2].

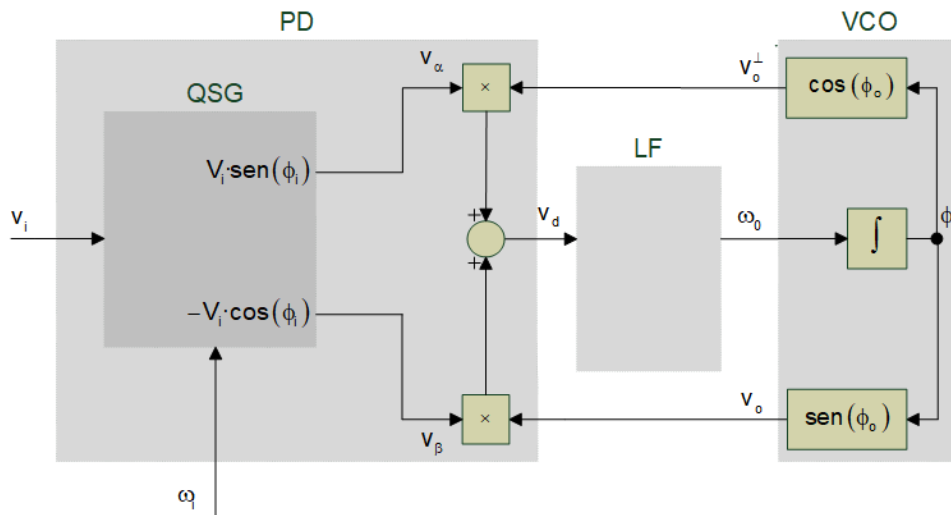


Figura 5-3. Estructura del QSG-PLL

Obsérvese que para la generación de estas señales en cuadratura es necesaria la información de la frecuencia de la señal.

Matemáticamente puede comprobarse la desaparición del término de frecuencia doble

$$v_d = V_i \cdot \text{sen}(\phi_i) \cdot \cos(\phi_o) - V_i \cdot \cos(\phi_o) \cdot \text{sen}[\phi_o] = V_i \cdot \text{sen}(\phi_i - \phi_o) \quad (5-9)$$

No obstante, sigue quedando la dependencia con la amplitud de la señal de entrada.

Para la generación de las señales en cuadratura existen varias posibilidades [5-2] entre las que destaca la basada en el integrador generalizado de 2º orden (SOGI) por su sencillez y robustez frente a las variaciones de frecuencia y distorsión de la señal de entrada [5-1], [5-3] y [5-4].

El SOGI consiste en dos integradores en una configuración realimentada [5-5] [5-6]. La Figura 5-4 muestra el diagrama de bloques correspondiente.

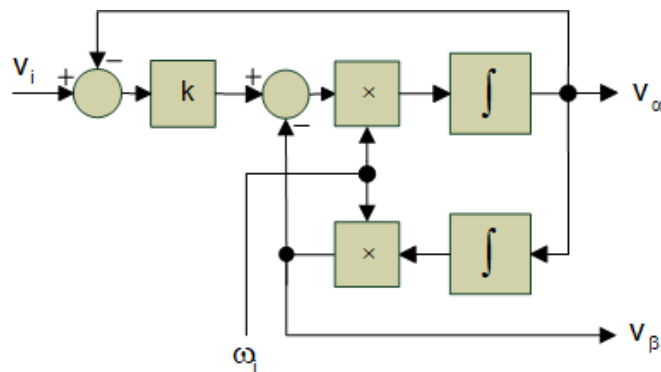


Figura 5-4. Diagrama de bloques del integrador generalizado de segundo orden (SOGI).

Se observa que para la generación de las señales ortogonales es necesario el valor de la frecuencia de la señal de entrada. En su lugar se utiliza la propia frecuencia estimada por el PLL, llegándose, finalmente, a la estructura del SOGI-PLL (Figura 5-5):

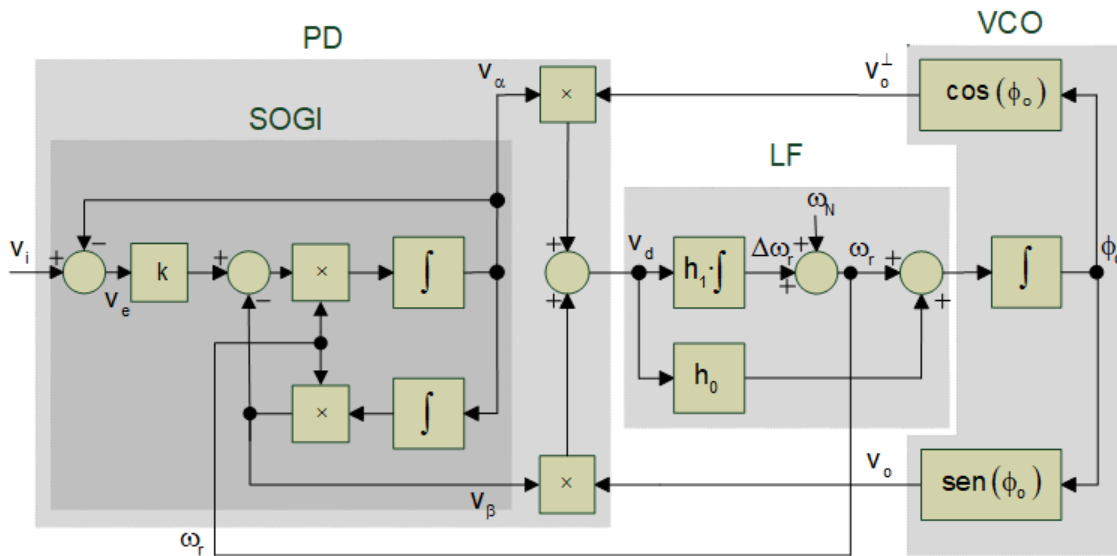


Figura 5-5. Estructura del SOGI-PLL

La variable v_d es la salida del detector de fase, no la componente directa en el marco de referencia síncrono (se corresponde con la componente q en dicho marco).

Las ecuaciones diferenciales que describen a esta versión PLL son

$$\begin{aligned}
 \dot{v}_\alpha &= (\omega_N + \Delta\omega_r) \cdot [k \cdot (v_i - v_\alpha) - v_\beta] \\
 \dot{v}_\beta &= \omega_r \cdot v_\alpha \\
 \Delta\omega_r &= h_1 \cdot [\cos(\phi_o) \cdot v_\alpha + \text{sen}(\phi_o) \cdot v_\beta] \\
 \dot{\phi}_o &= \omega_N + \Delta\omega_r + h_0 \cdot v_d
 \end{aligned} \tag{5-10}$$

El bloque QSG se comporta como un sistema de 2º orden [5-2]. Para obtener una relación óptima entre el tiempo de respuesta y el sobredisparo, se toma $k=\sqrt{2}$. Los valores de h_0 y h_1 se consideran igual que los del PLL estándar.

5.1.3. PL-EPLL

Esta versión nos permite minimizar tanto el efecto de la componente de frecuencia doble como el efecto de la amplitud de entrada. El diagrama de bloques correspondiente se muestra en la Figura 5-6 [5-1]. Ahora, además del lazo para la estimación de la fase de entrada, ϕ_o , hay otro lazo para la estimación de la amplitud de entrada, V_o . A partir de ambas estimaciones se generan dos señales, una en fase con la señal de entrada y con su misma amplitud, v_o , y otra desfasada 90° y con amplitud unidad, v_o^\perp . Restando $v_o(t)$ de $v_i(t)$ se obtiene la entrada a ambos lazos, v_e . Además, el detector de fase se ha modificado añadiéndole la división por V_o . A la salida de este, v_d , sólo depende del desfase entre la entrada y la salida.

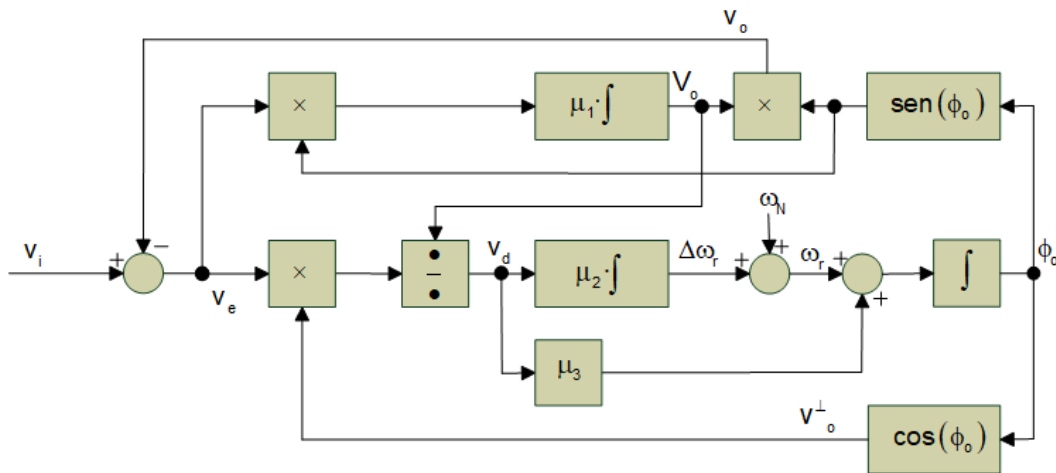


Figura 5-6. Estructura del PL-EPLL.

La justificación de cómo se reduce el efecto del término de frecuencia doble y de la amplitud de entrada puede hacerse a partir de la descripción matemática de las señales a la entrada y a la salida del PD. En este caso, la salida del detector de fase, v_d , viene dada por la expresión:

$$v_d = \frac{V_i \cdot \text{sen}(\phi_i) - V_o \cdot \text{sen}(\phi_o)}{V_o} \cdot \text{cos}(\phi_o) = \frac{V_i}{2V_o} [\text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \text{sen}(\phi_i + \phi_o) - \text{sen}(2\phi_o)] \quad (5-11)$$

Ahora, tenemos tres términos, pero, cuando el PLL se encuentra en estado estacionario, $V_i \approx V_o$ y $\phi_i \approx \phi_o$, por lo que el segundo y tercer término prácticamente se cancelan entre sí, reduciéndose casi a 0 el efecto del término de frecuencia doble. Por otro lado, el efecto de la amplitud de entrada también se cancela al realizarse la división entre V_o .

$$v_d \simeq \frac{\text{sen}(\phi_i - \phi_o)}{2} \quad (5-12)$$

Las ecuaciones diferenciales correspondientes a este PLL son

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= \mu_1 \cdot v_e \cdot \text{sen}(\phi_o) \\ \dot{\Delta\omega_r} &= \frac{\mu_2 \cdot V_e}{V_o} \cdot \text{cos}(\phi_o) \\ \dot{\phi}_o &= \omega_N + \Delta\omega_r + \frac{\mu_3 \cdot V_e}{V_o} \cdot \text{cos}(\phi_o) \end{aligned} \quad (5-13)$$

A partir de un modelo aproximado lineal e invariante en el tiempo de este PLL, se deduce que tanto el lazo de estimación de la amplitud como el de la frecuencia, se comportan como un sistema de 2º orden [5-1]. Los coeficientes μ_1 , μ_2 y μ_3 se ajustan buscando una solución de compromiso entre la velocidad de respuesta y la exactitud en el estado estacionario [5-1]. Los valores recomendados son

$$\mu_1 = \mu_3 = \sqrt{2} \cdot \omega_N \quad \mu_2 = \frac{1}{4} \cdot \mu_1^2 \quad (5-14)$$

5.2. Versiones trifásicas

Utilizan como señal de referencia las tres fases de la red eléctrica, de modo que se generan tres señales sinusoidales, cada una de ellas sincronizada con una de las fases. Las versiones más representativas son:

PLL con marco de referencia síncrono (SRF-PLL)

PLL trifásico mejorado I (3EPLL-I)

PLL trifásico mejorado II (3EPLL-II)

5.2.1. SRF-PLL

Su estructura básica, puede representarse como una adaptación del PLL estándar al entorno trifásico, de modo que, el detector de fase, ahora, realiza el producto escalar entre las señales de entrada y las señales de salida. El LF sigue siendo un controlador PI monofásico y el VCO es un oscilador trifásico. El diagrama de bloques correspondiente se muestra en la Figura 5-7.

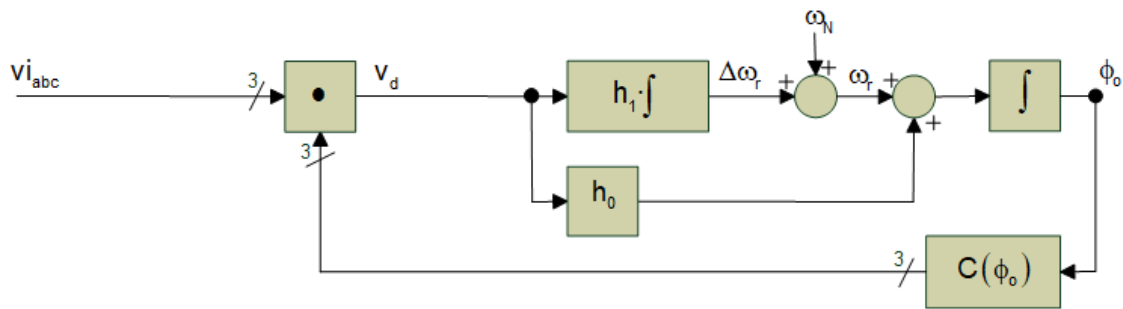


Figura 5-7. Estructura básica del SRF-PLL.

Los vectores $\mathbf{v}_{i_{abc}}$ y $\mathbf{C}(\phi_o)$ están definidos como

$$\mathbf{v}_{i_{abc}} = \begin{pmatrix} V_i \cdot \sin(\phi_i) & V_i \cdot \sin(\phi_i - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & V_i \cdot \sin(\phi_i + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{pmatrix}^T$$

$$\mathbf{C}(\phi_o) = \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) & \cos(\phi_o - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\phi_o + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{pmatrix}^T$$
(5-15)

Si el sistema está equilibrado, la tensión a la salida del PD, v_d , viene dada por la ecuación (5-16) (Apéndice 5.3.1)

$$v_d = \frac{3}{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\phi_i - \phi_o)$$
(5-16)

Se observa que v_d no presenta oscilaciones de frecuencia doble, por tanto, este efecto no aparecerá en el valor estimado de la frecuencia, aunque sigue estando presente el efecto de la amplitud de la señal trifásica.

Sin embargo, si el sistema está desequilibrado, aparece un nuevo término de error. En este caso, v_d responde a la ecuación (5-17) (Apéndice 5.3.2)

$$v_d = \frac{3}{2} \cdot V_1 \cdot \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3}{2} \cdot V_2 \cdot \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o)$$
(5-17)

Los subíndices 1 y 2 se refieren a parámetros de la secuencia positiva y negativa, respectivamente. Cuando el sistema está sincronizado, $\phi_o \approx \phi_{i1}$, con lo cual, la ecuación anterior se aproxima a

$$v_d \approx \frac{3}{2} \cdot V_1 \cdot (\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3}{2} \cdot V_2 \cdot \text{sen}(\phi_{i1} + \phi_{i2}) \quad (5-18)$$

Se observa que la componente de secuencia cero no tiene efecto, pero la componente de secuencia negativa provoca un término de frecuencia doble que, además, depende de la amplitud de dicha componente. En el término correspondiente al desfase entre las señales de entrada y salida, aparece el efecto de la amplitud de la componente de secuencia positiva.

Las ecuaciones diferenciales asociadas a esta estructura son

$$\begin{aligned} \dot{\Delta\omega_r} &= h_1 \cdot \mathbf{C}(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{i_{abc}} \\ \dot{\phi_o} &= \omega_N + \Delta\omega_r + h_0 \cdot \mathbf{C}(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{i_{abc}} \end{aligned}$$

Los valores más apropiados para h_0 y h_1 son, ahora, $400/(3 \cdot V_i)$ y $40000/(3 \cdot V_i)$, respectivamente [5-1].

5.2.2. 3EPLL-I

Es una adaptación del PL-PLL al entorno trifásico. El diagrama de bloques correspondiente se muestra en la Figura 5-8.

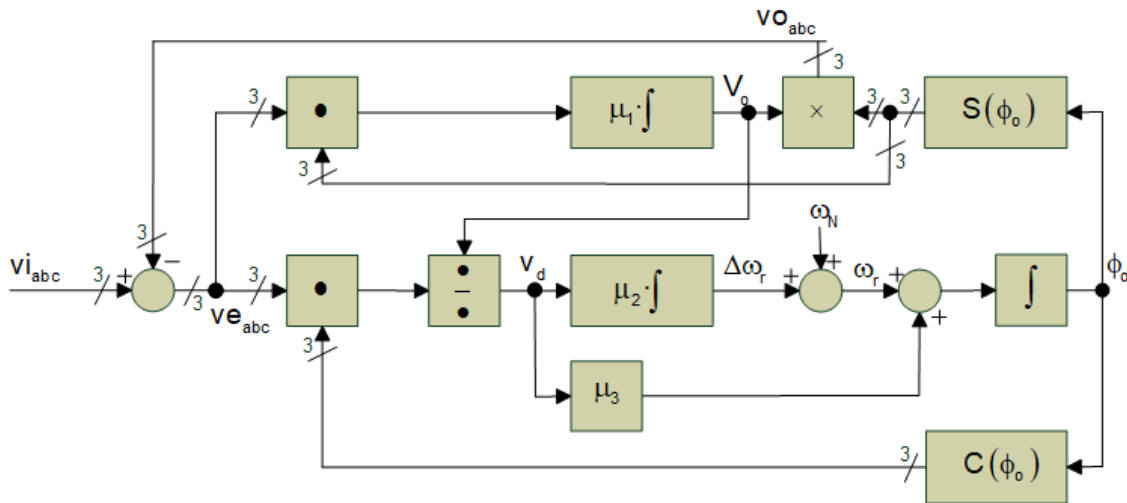


Figura 5-8. Estructura del 3EPLL-I.

Los vectores $\mathbf{v}_{o_{abc}}$, $\mathbf{v}_{e_{abc}}$ y $\mathbf{S}(\phi_o)$ están definidos como

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{o_{abc}} &= \left(V_o \cdot \sin(\phi_o) \quad V_o \cdot \sin\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \quad V_o \cdot \sin\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right)^T \\ \mathbf{v}_{e_{abc}} &= \mathbf{v}_{i_{abc}} - \mathbf{v}_{o_{abc}} \\ \mathbf{S}(\phi_o) &= \left(\text{sen}(\phi_o) \quad \text{sen}\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{sen}\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right)^T \end{aligned} \quad (5-19)$$

Los efectos que aparecen a la salida del detector de fase, teniendo en cuenta el posible desequilibrio del sistema trifásico, son (Apéndice 5.3.3)

$$v_d = \frac{3 \cdot V_1}{2 \cdot V_o} \cdot \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3 \cdot V_2}{2 \cdot V_o} \cdot \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) \quad (5-20)$$

Ahora, cuando el PLL está sincronizado $V_o \approx V_1$ y $\phi_o \approx \phi_{i1}$, de modo que, las ecuaciones se simplifican según:

$$v_d \approx \frac{3}{2} \cdot (\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3 \cdot V_2}{2 \cdot V_1} \cdot \text{sen}(\phi_{i1} + \phi_{i2}) \quad (5-21)$$

En conclusión, ha desaparecido el efecto de la amplitud de entrada, aunque sigue apareciendo el término de frecuencia doble. No obstante, ahora este término es proporcional a la relación de amplitudes de la secuencia negativa y positiva, valor mucho menor que V_2 .

Las ecuaciones diferenciales para el 3EPLL-I son

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= \mu_1 \cdot \mathbf{S}(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{abc}} \\ \dot{\Delta\omega_r} &= \frac{\mu_2}{V_o} \cdot \mathbf{C}(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{abc}} \\ \dot{\phi}_o &= \omega_N + \Delta\omega_r + \frac{\mu_3}{V_o} \cdot \mathbf{C}(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{abc}} \end{aligned} \quad (5-22)$$

Siguiendo los mismos razonamientos que para el PL-EPLL, los valores recomendados para los parámetros son

$$\mu_1 = \mu_3 = 400 / 3 \quad \mu_2 = 40000 / 3 \quad (5-23)$$

No obstante, con objeto de reducir el volumen de cálculos a realizar, estas ecuaciones pueden describirse en el marco de referencia estático $\alpha\beta$ (Apéndice 5.3.4)

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= \mu'_1 \cdot \mathbf{S}_2(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{\alpha\beta}} \\ \dot{\Delta\omega_r} &= \frac{\mu'_2}{V_o} \cdot \mathbf{C}_2(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{\alpha\beta}} \\ \dot{\phi}_o &= \omega_N + \Delta\omega_r + \frac{\mu'_3}{V_o} \cdot \mathbf{C}_2(\phi_o)^T \cdot \mathbf{v}_{e_{\alpha\beta}} \end{aligned} \quad (5-24)$$

donde se utilizan las siguientes definiciones

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_2(\phi_o) &= \begin{pmatrix} \text{sen}(\phi_o) & -\cos(\phi_o) \end{pmatrix}^T & \mathbf{C}_2(\phi_o) &= \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) & \text{sen}(\phi_o) \end{pmatrix}^T \\ \mathbf{v}_{e_{\alpha\beta}} &= \mathbf{v}_{i_{\alpha\beta}} - \mathbf{v}_{o_{\alpha\beta}} \\ \mathbf{v}_{i_{\alpha\beta}} &= \begin{pmatrix} V_i \cdot \text{sen}(\phi_i) & -V_i \cdot \cos(\phi_i) \end{pmatrix}^T & \mathbf{v}_{o_{\alpha\beta}} &= \begin{pmatrix} V_o \cdot \text{sen}(\phi_o) & -V_o \cdot \cos(\phi_o) \end{pmatrix}^T \\ \mathbf{v}_{i_{\alpha\beta}} &= \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 2 & 2 & 2 \end{pmatrix} \cdot \mathbf{v}_{i_{abc}} & \mu'_1 &= \frac{3}{2} \mu_1 & \mu'_2 &= \frac{3}{2} \mu_2 & \mu'_3 &= \frac{3}{2} \mu_3 \end{aligned} \quad (5-25)$$

5.2.3. 3EPLL-II

Es una extensión del EPLL-I que minimiza el efecto del desequilibrio en el sistema trifásico. La Figura 5-9 muestra su estructura. Consiste en dos 3EPLL-I, uno ajustado para sincronizarse con la componente de secuencia positiva (parte superior de la figura) y otro para hacerlo con la componente de secuencia negativa (parte inferior de la figura). La señal de entrada a ambos 3EPLL-I es, ahora, la diferencia entre las tensiones del sistema desequilibrado, \mathbf{v}_{iabc} , y las tensiones estimadas de la componente de secuencia positiva y negativa, \mathbf{v}_{oabc1} y \mathbf{v}_{oabc2} , respectivamente.

Los efectos que aparecen a la salida del detector de fase de cada 3EPLL-I son (Apéndice 5.3.5)

$$\begin{aligned} v_{d1} &= \frac{3 \cdot V_1}{2 \cdot V_{o1}} \cdot \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_{o1}) + \frac{3 \cdot V_2}{2 \cdot V_{o1}} \cdot \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_{o1}) - \frac{3 \cdot V_{o2}}{2 \cdot V_{o1}} \cdot \text{sen}(\phi_{o2} + \phi_{o1}) \\ v_{d2} &= \frac{3 \cdot V_1}{2 \cdot V_{o2}} \cdot \text{sen}(\phi_{i1} + \phi_{o2}) + \frac{3 \cdot V_2}{2 \cdot V_{o2}} \cdot \text{sen}(\phi_{i2} - \phi_{o2}) - \frac{3 \cdot V_{o1}}{2 \cdot V_{o2}} \cdot \text{sen}(\phi_{o1} + \phi_{o2}) \end{aligned} \quad (5-26)$$

Cuando el PLL está sincronizado se cumple: $V_{o1} \approx V_1$, $V_{o2} \approx V_2$, $\phi_{o1} \approx \phi_{i1}$ y $\phi_{o2} \approx \phi_{i2}$, luego

$$v_{d1} \approx \frac{3}{2} \cdot (\phi_{i1} - \phi_{o1}) \quad v_{d2} \approx \frac{3}{2} \cdot (\phi_{i2} - \phi_{o2}) \quad (5-27)$$

Este resultado demuestra que el 3EPLL-II mejora el comportamiento del 3EPLL-I, eliminando el efecto del desequilibrio del sistema trifásico.

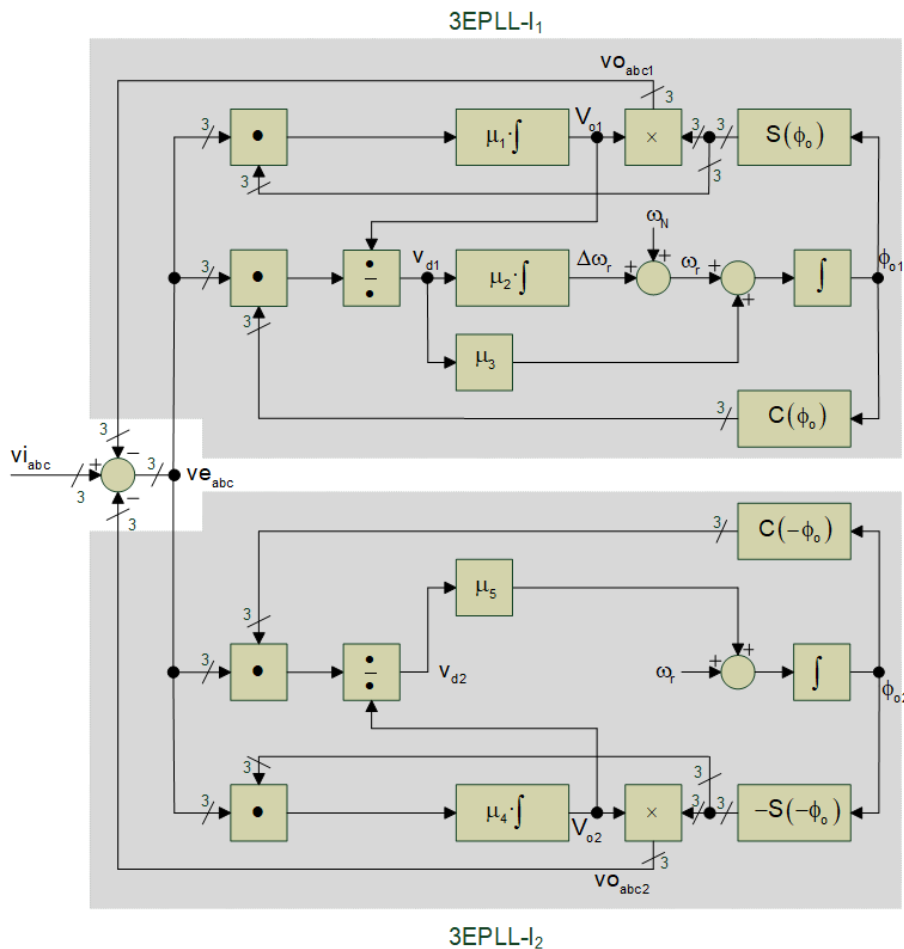


Figura 5-9. Estructura del 3EPLL-II

Las ecuaciones diferenciales para el 3EPLL-II son

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{o1} &= \mu_1 \cdot \mathbf{S}(\phi_{o1})^T \cdot \mathbf{ve}_{abc} \\
 \dot{\Delta\omega_r} &= \frac{\mu_2}{V_{o1}} \cdot \mathbf{C}(\phi_{o1})^T \cdot \mathbf{ve}_{abc} \\
 \dot{\phi}_{o1} &= \omega_N + \Delta\omega_r + \frac{\mu_1}{V_{o1}} \cdot \mathbf{C}(\phi_{o1})^T \cdot \mathbf{ve}_{abc} \\
 \dot{V}_{o2} &= -\mu_1 \cdot \mathbf{S}(-\phi_{o2})^T \cdot \mathbf{ve}_{abc} \\
 \dot{\phi}_{o2} &= \omega_N + \Delta\omega_r + \frac{\mu_1}{V_{o2}} \cdot \mathbf{C}(-\phi_{o2})^T \cdot \mathbf{ve}_{abc}
 \end{aligned} \tag{5-28}$$

Según se indica en [5-1], dado que la dinámica de este PLL no depende de la amplitud de la señal del sistema, se hace: $\mu_1 = \mu_4$ y $\mu_3 = \mu_5$. Por otro lado, utilizando razonamientos similares a los realizados para el 3EPLL-I, se considera: $\mu_1 = \mu_3$. De esta forma, sólo hay que ajustar dos parámetros, siendo los valores más recomendables los mismos que para el 3EPLL-I.

5.3. Apéndices

5.3.1. Salida del detector de fase para el SRF-PLL con sistema trifásico equilibrado.

$$\begin{aligned}
 v_d &= v_{abc}^T \cdot C(\phi_o) = V_i \cdot \text{sen}(\phi_i) \cdot \cos(\phi_o) + V_i \cdot \text{sen}\left(\phi_i - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + V_i \cdot \text{sen}\left(\phi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) = \\
 &= \frac{V_i}{2} \left[\text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \text{sen}(\phi_i + \phi_o) + \text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_i + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_i + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \\
 &= \frac{V_i}{2} \left[3 \cdot \text{sen}(\phi_i - \phi_o) + \text{sen}(\phi_i + \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_i + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_i + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \frac{3 \cdot V_i}{2} \cdot \text{sen}(\phi_i - \phi_o)
 \end{aligned}$$

5.3.2. Salida del detector de fase para el SRF-PLL con sistema trifásico desequilibrado.

$$\begin{aligned}
 v_d &= \begin{bmatrix} V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \\ V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \\ V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} V_1 \cdot \text{sen}(\phi_{i1}) \\ V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} V_2 \cdot \text{sen}(\phi_{i2}) \\ V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi_o) \\ \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \\
 &= V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \cdot \cos(\phi_o) + V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \cdot \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + V_0 \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) \cdot \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \\
 &+ V_1 \cdot \text{sen}(\phi_{i1}) \cdot \cos(\phi_o) + V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \\
 &+ V_2 \cdot \text{sen}(\phi_{i2}) \cdot \cos(\phi_o) + V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) = \\
 &= \frac{V_0}{2} \left[\text{sen}(\phi_{i0} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i0} + \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i0} - \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_{i0} + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_{i0} - \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_{i0} + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\
 &+ \frac{V_1}{2} \left[\text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i1} + \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i1} + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i1} + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 &+ \frac{V_2}{2} \left[\text{sen}(\phi_{i2} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i2} - \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i2} - \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) \right] = \\
 &= \frac{3 \cdot V_1}{2} \cdot \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3 \cdot V_2}{2} \cdot \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o)
 \end{aligned}$$

5.3.3. Salida del detector de fase para el 3EPLL-I con sistema trifásico desequilibrado.

$$\begin{aligned}
 v_d &= \frac{C(\phi_o)^T \cdot v_{e_{abc}}}{V_o} = \frac{\begin{pmatrix} \cos(\phi_o) & \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}}{V_o} \begin{pmatrix} V_o \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) + V_1 \cdot \text{sen}(\phi_{i1}) + V_2 \cdot \text{sen}(\phi_{i2}) - V_o \cdot \text{sen}(\phi_o) \\ V_o \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) + V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_o \cdot \text{sen}\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_o \cdot \text{sen}(\phi_{i0}) + V_1 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i1} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_2 \cdot \text{sen}\left(\phi_{i2} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_o \cdot \text{sen}\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} = \\
 &= \frac{V_o}{2V_o} [\text{sen}(\phi_{i0} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i0} + \phi_o)] + \frac{V_1}{2V_o} [\text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i1} + \phi_o)] + \frac{V_2}{2V_o} [\text{sen}(\phi_{i2} - \phi_o) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o)] - \text{sen}(2\phi_o) + \\
 &+ \frac{V_o}{2V_o} \left[\text{sen}\left(\phi_{i0} - \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_{i0} + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_1}{2V_o} \left[\text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i1} + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_2}{2V_o} \left[\text{sen}\left(\phi_{i2} - \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) \right] - \text{sen}\left(2\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \\
 &+ \frac{V_o}{2V_o} \left[\text{sen}\left(\phi_{i0} - \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\phi_{i0} + \phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_1}{2V_o} \left[\text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \text{sen}\left(\phi_{i1} + \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_2}{2V_o} \left[\text{sen}\left(\phi_{i2} - \phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o) \right] - \text{sen}\left(2\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) = \\
 &= \frac{3V_1}{2V_o} \text{sen}(\phi_{i1} - \phi_o) + \frac{3V_2}{2V_o} \text{sen}(\phi_{i2} + \phi_o)
 \end{aligned}$$

5.3.4. Ecuaciones del 3EPLL-I en el marco de referencia estático $\alpha\beta$.

5.3.4.1. Desarrollo del término $S(\phi_o)^T \cdot v_{e_{abc}}$

$$\begin{aligned}
 S(\phi_o)^T \cdot v_{e_{abc}} &= \begin{pmatrix} \text{sen}(\phi_o) & \text{sen}\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot v_{e_{\alpha\beta}} = \\
 &= \begin{pmatrix} \text{sen}(\phi_o) - \frac{\text{sen}\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{\text{sen}\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} & \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} \end{pmatrix} \cdot v_{e_{\alpha\beta}} = \\
 &= \begin{pmatrix} \text{sen}(\phi_o) - \text{sen}(\phi_o) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sqrt{3} \cdot \cos(\phi_o) \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3 \cdot \text{sen}(\phi_o)}{2} & \frac{-3 \cdot \cos(\phi_o)}{2} \end{pmatrix} = \\
 &= \frac{3}{2} (\text{sen}(\phi_o) \quad -\cos(\phi_o)) = \frac{3}{2} S_2(\phi_o)^T
 \end{aligned}$$

5.3.4.2. Desarrollo del término $C(\phi_o)^T \cdot ve_{abc}$

$$\begin{aligned}
 C(\phi_o)^T \cdot ve_{abc} &= \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) & \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot ve_{\alpha\beta} = \\
 &= \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) - \frac{\cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{\cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} & \frac{\sqrt{3} \cdot \cos\left(\phi_o - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{\sqrt{3} \cdot \cos\left(\phi_o + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} \end{pmatrix} \cdot ve_{\alpha\beta} = \\
 &= \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) - \cos(\phi_o) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{3} \cdot \sin(\phi_o) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{3 \cdot \sin(\phi_o)}{2} & \frac{3 \cdot \sin(\phi_o)}{2} \end{pmatrix} = \\
 &= \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \cos(\phi_o) & \sin(\phi_o) \end{pmatrix} = \frac{3}{2} C_2(\phi_o)^T
 \end{aligned}$$

5.3.5. Salida del detector de fase para el 3EPLL-II con sistema trifásico desequilibrado.

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= \frac{\begin{pmatrix} \cos(\phi_{o1}) & \cos\left(\phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}}{V_{o1}} \cdot \begin{pmatrix} V_0 \cdot \sin(\phi_{10}) + V_1 \cdot \sin(\phi_{11}) + V_2 \cdot \sin(\phi_{12}) - V_{o1} \cdot \sin(\phi_{o1}) - V_{o2} \cdot \sin(\phi_{o2}) \\ V_0 \cdot \sin(\phi_{10}) + V_1 \cdot \sin\left(\phi_{11} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_2 \cdot \sin\left(\phi_{12} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{o1} \cdot \sin\left(\phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{o2} \cdot \sin\left(\phi_{o2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_0 \cdot \sin(\phi_{10}) + V_1 \cdot \sin\left(\phi_{11} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_2 \cdot \sin\left(\phi_{12} - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{o1} \cdot \sin\left(\phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{o2} \cdot \sin\left(\phi_{o2} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} = \\
 &= \frac{V_0}{2 \cdot V_{o1}} [\sin(\phi_{10} - \phi_{o1}) + \sin(\phi_{10} + \phi_{o1})] + \frac{V_1}{2 \cdot V_{o1}} [\sin(\phi_{11} - \phi_{o1}) + \sin(\phi_{11} + \phi_{o1})] + \frac{V_2}{2 \cdot V_{o1}} [\sin(\phi_{12} - \phi_{o1}) + \sin(\phi_{12} + \phi_{o1})] + \\
 &- \frac{1}{2} \sin(2\phi_{o1}) - \frac{V_{o2}}{2 \cdot V_{o1}} [\sin(\phi_{o2} - \phi_{o1}) + \sin(\phi_{o2} + \phi_{o1})] + \\
 &+ \frac{V_0}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{10} - \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\phi_{10} + \phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_1}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin(\phi_{11} - \phi_{o1}) + \sin\left(\phi_{11} + \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_2}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{12} - \phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\phi_{12} + \phi_{o1}) \right] + \\
 &- \frac{1}{2} \sin\left(2\phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{V_{o2}}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{o2} - \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\phi_{o2} + \phi_{o1}) \right] + \\
 &+ \frac{V_0}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{10} - \phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\phi_{10} + \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_1}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin(\phi_{11} - \phi_{o1}) + \sin\left(\phi_{11} + \phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \frac{V_2}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{12} - \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\phi_{12} + \phi_{o1}) \right] + \\
 &- \frac{1}{2} \sin\left(2\phi_{o1} - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{V_{o2}}{2 \cdot V_{o1}} \left[\sin\left(\phi_{o2} - \phi_{o1} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(\phi_{o2} + \phi_{o1}) \right] = \frac{3 \cdot V_1}{2 \cdot V_{o1}} \sin(\phi_{11} - \phi_{o1}) + \frac{3 \cdot V_2}{2 \cdot V_{o1}} \sin(\phi_{12} + \phi_{o1}) - \frac{3 \cdot V_{o2}}{2 \cdot V_{o1}} \sin(\phi_{o2} + \phi_{o1})
 \end{aligned}$$

5.4. Referencias

- [5-1] M. Karimi-Ghartemani, *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*, Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2014.
- [5-2] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, Chichester: Wiley, 2011.
- [5-3] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," in *Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, 2006.
- [5-4] L. Coluccio, A. Eisinger, G. Fedele, C. Picardi and D. Sgro, "Modulating functions method plus SOGI scheme for signal tracking," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, 2008.
- [5-5] B. Burger and A. Engler, "Fast Signal Conditioning in Single Phase Systems," in *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz, 2001.
- [5-6] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523 - 532, 2002.

6. Resultados de simulación

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos al procesar las señales de prueba, almacenadas en fichero, por los distintos métodos de medida de la frecuencia, desde un ordenador personal que ejecuta una herramienta matemática de alto nivel (Mathcad).

Las señales están almacenadas en fichero con formato punto flotante de doble precisión. Los métodos de medida han sido creados en hojas de trabajo para su ejecución por parte de Mathcad.

Se han realizado todas las versiones de los métodos de medida desarrolladas en capítulos anteriores (tanto monofásicas como trifásicas) y se han procesado todas las señales de prueba, con sus distintos casos, presentadas en el capítulo correspondiente. Esto permite realizar una comparación objetiva de dichos métodos, a la vez que realista, al tratarse de señales propuestas por la normativa internacional IEC 61000 como representativas de las distintas perturbaciones electromagnéticas consideradas (perturbaciones conducidas de baja frecuencia). Las gráficas de los resultados obtenidos se recogen en el Anexo A.

En aquellos métodos y para aquellas señales de prueba para las que ha sido posible, se ha diferenciado entre la componente del error debida al método de medida (señal sin perturbación) y la componente del error asociada a la perturbación considerada. Además, cuando se ha observado una variación lineal de esta componente con el parámetro característico de la perturbación, el resultado se ha expresado de forma normalizada con respecto a dicho parámetro. Esto permite calcular el error que tendría lugar para casos de la señal de prueba con valores distintos a los considerados.

Finalmente, se ha estudiado el efecto, sobre los resultados, del ruido superpuesto a las señales de prueba, la resolución de las muestras y la frecuencia de muestreo.

6.1. Resultados de simulación con los métodos trifásicos

Para facilitar la interpretación de los resultados, se ha representado gráficamente, por un lado, el error absoluto del cálculo de la frecuencia frente al tiempo, y por otro, el error frente al parámetro que caracteriza a cada señal de prueba. En el Anexo A se recogen todas estas gráficas. En la Tabla 6-1 aparece el máximo del error absoluto para cada una de las señales de prueba y cada uno de los métodos. Para la mayoría de las señales, el error está expresado en Hz, salvo para las señales BFD que está normalizado respecto al nivel del pseudoarmónico correspondiente ($\text{Hz}/(\%V_{\text{rmsN}})$), para las señales DT que está normalizado respecto al factor de desequilibrio inverso, k_{u2} (Hz/%) y para las señales VF que está normalizado a la velocidad de cambio de la frecuencia ($\text{Hz}/(\text{Hz/s})$). Así mismo, el efecto específico de cada perturbación se ha indicado en **negrita** con objeto de distinguirlo frente al error al error en ausencia de perturbación.

A continuación, se comentan los resultados obtenidos con cada señal de prueba.

6.1.1. Desviación de frecuencia (DF)

Para los métodos de los filtros ortogonales (FO), el error sólo es despreciable (inferior a 1 μHz) para el método de FO-Szafrant. Para el método de FO-Moore, el error presenta un error de offset que aumenta ligeramente y de forma lineal, al aumentar la frecuencia de la señal ($2.4 \cdot 10^{-7} \text{ Hz/Hz}$), por tanto, el error máximo se produce para el caso $df51.0\text{Hz}$. Para la frecuencia de 50 Hz dicho offset es de 2.4 μHz . Este efecto es causado por las aproximaciones utilizadas en el método. Este resultado indica la existencia de un error sistemático debido al método de medida, de modo que aparecerá en todas las demás señales de prueba. Dado que su valor es muy pequeño, no tendrá un peso significativo para el resto de señales. Para el método de FO-Sidhu, el error es despreciable sólo para la señal de 50 Hz, para el resto de casos de desviación de frecuencia, el error tiene un comportamiento periódico en torno a 0 Hz, de frecuencia doble a la de la señal de prueba, no apreciándose ningún comportamiento sistemático al cambiar la frecuencia. Su valor máximo es de 0.37 mHz. Esto es

debido a la resolución con la que se tabulan los coeficientes de los filtros. Para el método de FO-Wavelet, tenemos un comportamiento senoidal del error, con una frecuencia doble a la de la señal de prueba. Su amplitud disminuye al aumentar la frecuencia (caso con mayor error $df_{49.0Hz}$). A la frecuencia de 50 Hz la amplitud del error es de 3.0 mHz, siendo el error máximo de 3.1 mHz. Este resultado indica la existencia de un error sistemático debido al método de medida, de modo que aparecerá en todas las demás señales de prueba. A este efecto le denominamos error residual periódico (E_{ares}). Se debe a que el módulo de la ganancia de los filtros ortogonales usados no es idéntico en el rango de frecuencias considerado. Con otras señales de prueba, este efecto debe ser tenido en cuenta para evaluar el efecto específico de la señal correspondiente.

Para todas las versiones de los métodos MV y PLL el error es despreciable.

6.1.2. Desviación de amplitud (DA)

La desviación de la amplitud de las señales de red no tiene ningún efecto en los resultados obtenidos con los distintos métodos de medida de la frecuencia.

El error es despreciable en los métodos FO-Sidhu y FO-Szafrant. En el método de FO-Moore y de FO-Wavelet, sólo aparecen los errores sistemáticos comentados en el apartado anterior.

Para todas las versiones de los métodos MV y PLL el error es despreciable.

6.1.3. Distorsión armónica-barrido de frecuencias digital (BFD)

Para evaluar mejor el efecto de cada pseudoarmónico, se ha normalizado el error al nivel de cada uno de ellos, de modo que sus unidades serán $\text{Hz}/(\%V_{\text{rmsN}})$ (se expresará de forma abreviada como $\text{Hz}/\%$).

Para comprender mejor el efecto de cada método, se ha considerado el efecto de los armónicos por una parte y el de los interarmónicos por otra. En este segundo caso, se ha distinguido entre los interarmónicos entre 0 y 100 Hz y los comprendidos entre 100 y 2000 Hz.

El efecto de los armónicos en casi todos los métodos FO es despreciable, salvo en FO-Sidhu para los armónicos 17 y 31 (850 y 1550 Hz, respectivamente) y FO-Wavelet con el 2º armónico (aunque su valor es inferior al error residual periódico). Para los métodos MV, el error es despreciable en todos los armónicos impares. En la versión MV-t, el error también es despreciable para los pares no múltiplos de 3. Para el resto de armónicos (múltiplos de 6 en la versión MV-t y pares en la versión MV-tp-3) ambos llegan hasta las decenas de $\text{mHz}/\%$. En el caso de los métodos PLL, el error es despreciable sólo para los armónicos múltiplos de tres. Para el resto, su valor llega hasta las decenas de $\text{mHz}/\%$, disminuyendo su valor a medida que aumenta su orden.

Los interarmónicos entre 0 Hz y 100 Hz provocan un error máximo de decenas de $\text{mHz}/\%$ (FO-Wavelet) o centenas de $\text{mHz}/\%$ (FO-Moore, FO-Sidhu y FO-Szafrant). Con los métodos MV y PLL se obtienen resultados del mismo orden que con la mayoría de los métodos FO, aunque algo mejores.

Los interarmónicos por encima de 100 Hz provocan un error máximo de décimas de $\text{mHz}/\%$ (FO-Moore, FO-Szafrant y FO-Wavelet) o centenas de $\text{mHz}/\%$ (FO-Sidhu). Con los métodos MV y PLL se obtienen resultados del orden de las decenas $\text{mHz}/\%$.

6.1.4. Distorsión armónica-curva plana (CP)

En aquellas versiones de los métodos en los que este tipo de señal tiene efecto, el error aumenta con el nivel de distorsión de la señal de prueba, siendo mayor para el caso $cp_{0.80}$.

El comportamiento del error para cada uno de estos métodos se puede justificar al analizar los resultados con la señal

barrido de frecuencia digital.

Dado que la curva plana se caracteriza por tener únicamente armónicos, no interarmónicos, y de tipo impar, para el método de FO-Szafrant el error será despreciable, para los de FO-Moore y FO-Wavelet será igual a sus respectivos efectos sistemáticos y para el método de FO-Sidhu similar al obtenido con la señal BFD para el armónico 17. Para los métodos MV el error es despreciable y con los métodos PLL el error es del orden de las decenas de mHz para todas las versiones, aunque algo mayor para el método de SRF-PLL que para las otras versiones del método que tienen un resultado muy similar.

6.1.5. Distorsión armónica-curva de oscilación (CO)

De nuevo, el error aumenta con el nivel de distorsión de la señal de prueba, siendo mayor para el caso $\cos^2 6^\circ$.

Al igual que con la señal curva plana, el comportamiento del error para cada uno de estos métodos se explica al analizar los resultados con la señal barrido de frecuencia digital.

Ahora, en la señal de prueba sólo aparecen los armónicos 3 y 5 (impares y uno de ellos múltiplo de 3), por tanto, los resultados con los métodos FO y MV serán idénticos a los obtenidos para la curva plana (salvo para el método de FO-Sidhu). Para los métodos PLL el error es debido exclusivamente al 5º armónico, siendo su valor del orden de las decenas de mHz y mayor para SRF-PLL que para las otras versiones del método que tienen un resultado muy similar.

6.1.6. Desequilibrio de tensión (DT)

A los métodos FO y MV no le afecta el desequilibrio de las señales trifásicas por lo que los resultados son idénticos al de las señales de prueba DA, CP y CO. Para los métodos PLL, el desequilibrio influye en las versiones SRF-PLL y 3EPLL-Iabc (variación lineal con el factor de desequilibrio inverso, k_{ω}) siendo del orden de las decenas de mHz/% en ambos casos. No hay efecto en la 3EPLL-IIabc puesto que esta versión ha sido diseñada con ese objetivo.

6.1.7. Fluctuación de tensión (FT)

En los métodos en los que el error es significativo, hay un comportamiento transitorio cuando cambia el valor eficaz de las señales. Ese efecto desaparece varios ciclos después de finalizado el cambio. El valor del error depende de la altura del escalón. La tensión eficaz inicial influye solo ligeramente.

En los métodos FO el error máximo va desde los mHz (FO-Wavelet, 7 ciclos), pasando por las decenas de mHz (FO-Szafrant, 3 ciclos) hasta las centenas de mHz (FO-Moore, 3 ciclos y FO-Sidhu, 1 ciclo). En los métodos MV es despreciable y para los métodos PLL sólo es importante para 3EPL-IIabc (decenas mHz, 3 ciclos).

6.1.8. Hueco de tensión (HT)

En todos los casos estudiados se produce un comportamiento transitorio cuando cambia el valor eficaz de las señales (comienzo y final del hueco), siendo mayor el error para los casos con menor tensión residual, $V_{rms\text{res}}$. Dado que los huecos de tipo B y C llevan asociado desequilibrio de tensión, también habrá error mientras dura el hueco en aquellos métodos a los que le afecte el desequilibrio. El punto de onda inicial, no tiene un efecto significativo en casi ninguno los métodos. El error se extingue varios ciclos después de finalizado el cambio en el valor eficaz.

Los métodos FO se ven afectados por los tres tipos de hueco. Los huecos tipo A y B provocan grandes errores, siendo los errores ligeramente menores para los de tipo B que para los de tipo A. El error máximo va desde las centenas de mHz (FO-Wavelet, 9 ciclos de extinción) hasta los Hz (resto de métodos). Los métodos MV no se ven afectados por los huecos tipo A, siendo los errores algo mayores para los de tipo B que para los de tipo C (del orden de las centenas de mHz). El efecto

del error no se extingue hasta 1.5 ciclos después de finalizado el hueco. En los métodos PLL, para las versiones SRF-PLL y 3EPLL-Iabc, los huecos tipo A no provocan error, para los huecos tipo B y C hay error mientras dura el hueco. Para el método 3EPLL-IIabc los tres tipos de huecos provocan error en la estimación de la frecuencia. Para las tres versiones el error máximo llega hasta los Hz. El efecto del hueco llega hasta, aproximadamente, 7 ciclos después de finalizado.

6.1.9. Variación de frecuencia (VF)

El error producido por este tipo de señal es debido, fundamentalmente, a la latencia del método de medida utilizado, por tanto, sólo tiene efecto mientras la frecuencia cambia, variando linealmente con la velocidad de cambio de la frecuencia (rate of change of frequency, rocof).

Para comparar cuantitativamente el comportamiento de los distintos métodos con esta señal de prueba, se ha calculado el error máximo normalizado a la velocidad de cambio de la frecuencia (unidades Hz/(Hz/s))

Los métodos con menos error son los SRF-PLL y FO-Sidhu ($1.1 \cdot 10^{-2}$ y $1.2 \cdot 10^{-2}$ Hz/(Hz/s), respectivamente) seguidos de MV-t, MV-tp-3, 3EPLL-IIabc y 3EPLL-Iabc ($1.5 \cdot 10^{-2}$ Hz/(Hz/s)) y los de mayor error son los de FO-Moore ($3.2 \cdot 10^{-2}$ Hz/(Hz/s)), FO-Szafrant ($3.5 \cdot 10^{-2}$ Hz/(Hz/s)) y FO-Wavelet ($5.5 \cdot 10^{-2}$ Hz/(Hz/s)).

Tabla 6-1. Error máximo, sistema trifásico. Resultados de simulación.

Error máximo (Hz)	Métodos de medida trifásicos									
	FO					MV		PLL		
Señales de prueba	Moore	Sidhu	Szafrañt	Wavelet	MV-t	MV-tp-3	SRF	Iabc	IIabc	
DF	2.7·10 ⁻⁶	3.7·10 ⁻⁴	Desp.	3.1·10 ⁻³	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	
DA	2.4·10 ⁻⁶	Desp.	Desp.	3.0·10 ⁻³	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	
BFD ¹	Arm. Interarm 0-100Hz	2.4·10 ⁻⁶ (Hz)	7.8·10 ⁻⁵	Desp.	Arm. 2 3.0·10 ⁻³ +7.7·10 ⁻⁴ (Hz) (Hz/%)	Multi.6 3.2·10 ⁻³	Par 3.2·10 ⁻³	No mult. 3 3.4·10 ⁻²	No mult. 3 2.3·10 ⁻²	No mult. 3 2.2·10 ⁻²
		2.4·10 ⁻¹	4.9·10 ⁻¹	2.0·10 ⁻¹	3.0·10 ⁻³ +5.3·10 ⁻² (Hz) (Hz/%)	1.2·10 ⁻¹	1.2·10 ⁻¹	1.4·10 ⁻¹	1.0·10 ⁻¹	1.1·10 ⁻¹
	Interarm. 100-2000 Hz	3.5·10 ⁻⁴	5.7·10 ⁻¹	8.2·10 ⁻⁴	3.0·10 ⁻³ +4.9·10 ⁻⁴ (Hz) (Hz/%)	3.6·10 ⁻²	3.6·10 ⁻²	4.8·10 ⁻²	3.1·10 ⁻²	2.9·10 ⁻²
CP		2.4·10 ⁻⁶	8.6·10 ⁻⁶	3.0·10 ⁻³	Desp.	Desp.	6.6·10 ⁻²	4.4·10 ⁻²	4.3·10 ⁻²	
CO		(Hz)	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	8.6·10 ⁻²	5.7·10 ⁻²	5.6·10 ⁻²	
DT ²							4.7·10 ⁻²	3.8·10 ⁻²	Desp.	
FT		1.5·10 ⁻¹	8.0·10 ⁻¹	7.6·10 ⁻²	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	4.4·10 ⁻²	
HT		A > B > C 5.0·10 ⁰	A > B > C 1.0·10 ¹	A > B > C 4.1·10 ⁰	A > B > C 3.0·10 ⁻³ +2.2·10 ⁻¹	B > C 7.6·10 ⁻¹	B > C 7.6·10 ⁻¹	B > C 2.3·10 ⁰	B > C 1.6·10 ⁰	A > B > C 1.8·10 ⁰
VF ³		3.2·10 ⁻²	1.2·10 ⁻²	3.5·10 ⁻²	5.5·10 ⁻²	1.5·10 ⁻²	1.5·10 ⁻²	1.1·10 ⁻²	1.5·10 ⁻²	1.5·10 ⁻²

Desp. → Error inferior a 10⁻⁶ Hz. Los valores en negrita indican el efecto específico de la señal de prueba correspondiente.

¹ El error viene dado en Hz/(%VrmsN). ² El error viene dado en Hz/(%). ³ El error viene dado en Hz/(Hz/s).

6.2. Efecto del ruido, la cuantificación y la frecuencia de muestreo

Para completar el estudio de los distintos métodos de medida de la frecuencia, se ha evaluado, además, el efecto del ruido superpuesto a las señales de prueba, la resolución de las muestras y la frecuencia de muestreo.

Para valorar la repercusión que el ruido tiene en los distintos métodos estudiados, se ha considerado que el ruido se comporta de forma aleatoria con distribución normal y media igual a cero. Respecto a la desviación típica, se han considerado 5 posibilidades, de modo que la señal resultante tenga una relación señal-ruido (SNR) de 80, 70, 60, 50 y 40 dB, respectivamente.

Para todos los métodos, el ruido provoca una variación aleatoria en torno al resultado obtenido sin la presencia del mismo, aumentando exponencialmente su variación de amplitud con el nivel del ruido (en torno a un factor de 10 por cada 20 dB de aumento del ruido).

En la Tabla 6-2 se indica el máximo error que se produce en el cálculo de la frecuencia, cuando las señales de prueba tienen superpuesto ruido con SNR igual a 60 dB. Se observa que, en la mayoría de los métodos, el error provocado por el ruido es del orden de los mHz o inferior. El método FO-Sidhu es el que peor se comporta, con un error del orden de las decenas de mHz.

El efecto que la resolución de las muestras provoca en la estimación de la frecuencia se ha evaluado repitiendo todas las pruebas con 12, 14 y 16 bits de resolución.

Los resultados obtenidos cuando la señal de prueba es de 50 Hz son claramente distintos a los que se producen con otras frecuencias. Para 50 Hz, los métodos FO no se ven afectados por la resolución de las muestras. Para el resto de métodos, el efecto es significativamente menor que a otras frecuencias. Se observa un aumento exponencial del efecto al disminuir el número de bits. En todas las versiones de los métodos, el aumento está entorno a un factor de 2 por cada bit de disminución de la resolución.

La Tabla 6-3 muestra los resultados obtenidos cuando las señales se digitalizan a 12 bits. En la mayoría de los métodos, el error asociado al número de bits es del orden del mHz o incluso menor. De nuevo, el método FO-Sidhu es el que peor se comporta, con un error del orden de las decenas de mHz. Estos resultados son coherentes con los obtenidos debidos al ruido, en el sentido de que, si se interpreta la cuantificación de las señales como un ruido y se calcula la SNR correspondiente a cada resolución considerada, los resultados que se obtienen son muy similares a los que se obtendrían para señales con ruido con los mismos valores de SNR.

Finalmente, el efecto de la frecuencia de muestreo, se ha comprobado usando señales muestreadas a 1600, 3200 y 6400 Hz (32, 64 y 128 muestras por ciclo, respectivamente).

La Tabla 6-4 muestra los resultados obtenidos con 1600 Hz (32 muestras). En la mayoría de los métodos, el efecto de disminuir la frecuencia de muestreo por debajo de 6400 Hz no afecta al error. Sólo, para los métodos FO-Sidhu y FO-Wavelet este error es apreciable, siendo del orden de los mHz y décimas de mHz, respectivamente y aumentando al disminuir la frecuencia de muestreo.

Tabla 6-2. Error máximo con 60 dB de ruido. Tabla 6-3. Error máximo con 12 bits. Tabla 6-4. Error máximo a 1600 Hz.

Señales de prueba	FO-Moore	FO-Sidhu	FO-Szafrant	FO-Wavelet	MV-t	MV-tp-3	SRF-PLL	3EPLL-Iabc	3EPLL-IIabc
DF	5.0·10 ⁻³	5.6·10 ⁻²	3.2·10 ⁻³	3.1·10 ⁻³ +9.4·10 ⁻⁴	2.8·10 ⁻³	2.8·10 ⁻³	3.9·10 ⁻³	2.5·10 ⁻³	2.7·10 ⁻³
DA	5.4·10 ⁻³	6.0·10 ⁻²	3.6·10 ⁻³	3.0·10 ⁻³ +9.6·10 ⁻⁴	3.1·10 ⁻³	3.0·10 ⁻³	4.0·10 ⁻³	2.8·10 ⁻³	2.8·10 ⁻³

Los valores en negrita indican el efecto específico del ruido.

Señales de prueba	FO-Moore	FO-Sidhu	FO-Szafrant	FO-Wavelet	MV-t	MV-tp-3	SRF-PLL	3EPLL-Iabc	3EPLL-IIabc
DF	1.1·10 ⁻³	1.4·10 ⁻²	8.0·10 ⁻⁴	3.1·10 ⁻³ +2.3·10 ⁻⁴	8.8·10 ⁻⁴	8.7·10 ⁻⁴	1.1·10 ⁻³	6.9·10 ⁻⁴	7.0·10 ⁻⁴
DA	2.4·10 ⁻⁶	1.6·10 ⁻⁶	Desp.	3.0·10 ⁻³	2.8·10 ⁻⁵	2.8·10 ⁻⁵	6.8·10 ⁻⁴	4.4·10 ⁻⁴	3.6·10 ⁻⁴

Los valores en negrita indican el efecto específico de la resolución de las muestras.

Señales de prueba	FO-Moore	FO-Sidhu	FO-Szafrant	FO-Wavelet	MV-t	MV-tp-3	SRF-PLL	3EPLL-Iabc	3EPLL-IIabc
DF	7.4·10 ⁻⁴	1.7·10 ⁻³	Desp.	3.1·10 ⁻³ +1.0·10 ⁻⁴	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.
DA	6.3·10 ⁻⁴	Desp.	Desp.	3.0·10 ⁻³ +1.0·10 ⁻⁴	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.	Desp.

Los valores en negrita indican el efecto específico de la frecuencia de muestreo.

6.3. Resultados de simulación con los métodos monofásicos

En los métodos FO, para aquellas señales en las que v_α sea igual a v_a , los resultados serán los mismos que para los métodos trifásicos (señales DF, DA, HT-A y FT).

En la Tabla 6-5 se muestra el máximo del error absoluto para cada una de las señales de prueba y cada uno de los métodos monofásicos.

6.3.1. Desviación de frecuencia (DF)

Para el método MV (MV-mp-9) el error cometido en la estimación de la frecuencia es despreciable. En el caso de los métodos PLL el resultado varía significativamente de un método a otro, siendo el error despreciable para la versión PL-EPLL e importante para las otras dos versiones. Concretamente, para el caso PLLstd el error presenta un comportamiento periódico en torno a 0 Hz de frecuencia $2 \cdot f_r$ y una amplitud que disminuye linealmente al aumentar la frecuencia ($-1.0 \cdot 10^{-1}$ Hz/Hz), siendo el error máximo de $5.3 \cdot 10^0$ Hz. Para la versión SOGI-PLL el error presenta una variación senoidal en torno a 0 Hz de frecuencia $2 \cdot f_r$ y una amplitud que aumenta muy levemente con la frecuencia ($5.9 \cdot 10^{-4}$ Hz/Hz). El error máximo es de $1.1 \cdot 10^{-1}$ Hz. Este error aparecerá superpuesto al efecto específico del resto de señales de prueba.

6.3.2. Desviación de amplitud (DA)

En el caso de MV-mp-9 el error vuelve a ser despreciable. Para los métodos PLL los resultados son similares, cualitativamente, a los de la desviación de la frecuencia. Ahora, para la versión PLLstd, el aumento de la amplitud del error es de $5.0 \cdot 10^{-2}$ Hz/% V_{rmsN} y el error máximo de $5.7 \cdot 10^0$ Hz. Para la versión SOGI-PLL los resultados correspondientes son de $8.0 \cdot 10^{-4}$ Hz/% V_{rmsN} y $1.2 \cdot 10^{-1}$ Hz.

6.3.3. Distorsión armónica-barrido de frecuencias digital (BFD)

El efecto de los armónicos en los métodos FO, es despreciable para FO-Szafrant y FO-Moore, poco significativo para FO-Sidhu (error máximo del orden de las décimas de mHz/% para todos los armónicos) y significativo para FO-Wavelet (del orden de los mHz/%, aunque sólo para el 2º armónico). Para el método MV-mp-9, el error sólo es importante para los armónicos pares, variando su valor poco con el orden del armónico. El error máximo es de $1.2 \cdot 10^{-2}$ Hz/%. En el caso de los métodos PLL, el error es importante para todos los armónicos, siendo el más significativo el asociado al 2º armónico, para el resto de armónicos, el error disminuye rápidamente al aumentar su orden. Para PLLstd, el error asociado al pseudoarmónico es mucho menor que el debido al propio método ($3.5 \cdot 10^{-2}$ Hz/% frente a 5.2 Hz). Para SOGI-PLL, ese error es comparable ($7.1 \cdot 10^{-2}$ Hz/% frente a $1.1 \cdot 10^{-1}$ Hz/%). Para PL-EPLL, el error máximo es $1.3 \cdot 10^{-1}$ Hz/%.

Los interarmónicos entre 0 Hz y 100 Hz provocan para la mayoría de los métodos un error máximo de centenas de mHz/%. La única excepción es el método FO-Wavelet con un error de decenas de mHz/%.

Los interarmónicos por encima de 100 Hz provocan un error máximo de décimas de mHz/% (FO-Moore, FO-Szafrant y FO-Wavelet), decenas de mHz/% (PLLstd y SOGI-PLL) o centenas de mHz/% (FO-Sidhu, MV-mp-9 y PL-EPLL).

6.3.4. Distorsión armónica-curva plana (CP)

En los métodos FO, el efecto del truncamiento en la forma de onda de la tensión de red, es despreciable para FO-Moore y FO-Szafrant FO, del orden de las centésimas de mHz para FO-Sidhu y del orden de las décimas de mHz para FO-Wavelet.

Para el método MV-mp-9, el efecto sobre el error es despreciable.

Para los métodos PLL, se produce una disminución del error máximo de $3.0 \cdot 10^{-1}$ Hz para PLLstd y un aumento de $2.5 \cdot 10^{-1}$ Hz para SOGI-PLL y de $5.8 \cdot 10^{-1}$ Hz para PL-EPLL.

6.3.5. Distorsión armónica-curva de oscilación (CO)

Los resultados son muy similares a los de la curva plana.

6.3.6. Fluctuación de tensión (FT)

En los métodos FO el error máximo va desde los mHz (FO-Wavelet, 7 ciclos de extinción), pasando por las decenas de mHz (FO-Szafrant, 3 ciclos) hasta las centenas de mHz (FO-Moore, 3 ciclos y FO-Sidhu, 1 ciclo). Para el método MV-mp-9 es del orden de las centenas de mHz con 1.25 ciclos. Con los métodos PLL, el error va desde las centenas de mHz (SOGI-PLL y PL-EPLL) a los Hz (PLLstd).

6.3.7. Hueco de tensión (HT)

Para todos los métodos el error máximo es del orden de los Hz, siendo los que menos error tienen FO-Wavelet y MV-mp-9 (1.7 y 2.4 Hz, respectivamente) y los que más, FO-Sidhu, 3EPLL-Iabc y PLLstd (10, 9.7 y 9.1 Hz, respectivamente).

En cuanto a la duración del efecto del hueco, en los que antes se extingue ese efecto son FO-Sidhu y MV-mp-9 (1.25 y 1.5 ciclos). Los peores en este aspecto son FO-Wavelet y 3EPLL-Iabc

6.3.8. Variación de frecuencia (VF)

Como ocurre para los métodos trifásicos, en la mayoría de los métodos monofásicos, el error varía linealmente con la velocidad de cambio de la frecuencia.

En los métodos FO el error máximo es del orden de las decenas de mHz/(Hz/s). Lo mismo ocurre para el método MV-mp-9. En los métodos PLL, el mejor comportamiento se da para PL-EPLL (error máximo de decenas de mHz/(Hz/s)). Para SOGI-PLL y PLLstd, no es posible separar el efecto del método del efecto de la variación de frecuencia siendo el error máximo obtenido de $2.2 \cdot 10^{-1}$ Hz y de 6.3 Hz, respectivamente.

Tabla 6-5. Error máximo, sistema monofásico. Resultados de simulación.

Error máximo (Hz)	Métodos de medida monofásicos									
	FO				MV	PLL				
	Moore	Sidhu	Szafrant	Wavelet	MV-mp-9	PLLstd	SOGI-PLL	PL-EPLL		
DF	$2.7 \cdot 10^{-6}$	$3.7 \cdot 10^{-4}$	Desp.	$3.1 \cdot 10^{-3}$	Desp.	$5.3 \cdot 10^0$	$1.1 \cdot 10^{-1}$	Desp.		
DA	$2.4 \cdot 10^{-6}$	Desp.	Desp.	$3.0 \cdot 10^{-3}$	Desp.	$5.7 \cdot 10^0$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	Desp.		
Arm.	$2.4 \cdot 10^{-6}$ (Hz)	$7.8 \cdot 10^{-5}$	Desp.	Arm. 2 $3.0 \cdot 10^{-3} + 7.7 \cdot 10^{-4}$ (Hz) (Hz/%)	Par $1.2 \cdot 10^{-2}$	Arm. $5.2 \cdot 10^0, 3.5 \cdot 10^{-2}$ (Hz) (Hz/%)	Arm. $1.1 \cdot 10^{-1}, 7.1 \cdot 10^{-2}$ (Hz) (Hz/%)	Arm. $1.3 \cdot 10^{-1}$		
	Interarm. 0-100 Hz	$2.7 \cdot 10^{-1}$	$2.1 \cdot 10^{-1}$	$3.0 \cdot 10^{-3} + 5.0 \cdot 10^{-2}$ (Hz) (Hz/%)	$2.5 \cdot 10^{-1}$	$5.2 \cdot 10^0, 1.7 \cdot 10^{-1}$ (Hz) (Hz/%)	$1.1 \cdot 10^{-1} + 2.8 \cdot 10^{-1}$ (Hz) (Hz/%)	$3.6 \cdot 10^{-1}$		
Interarm. 100-2000 Hz	$3.3 \cdot 10^{-4}$	$7.2 \cdot 10^{-1}$	$8.4 \cdot 10^{-4}$	$3.0 \cdot 10^{-3} + 4.5 \cdot 10^{-4}$ (Hz) (Hz/%)	$1.6 \cdot 10^{-1}$	$5.2 \cdot 10^0, 4.6 \cdot 10^{-2}$ (Hz) (Hz/%)	$1.1 \cdot 10^{-1} + 5.7 \cdot 10^{-2}$ (Hz) (Hz/%)	$1.2 \cdot 10^{-1}$		
		$2.7 \cdot 10^{-5}$		$3.0 \cdot 10^{-3} + 2.4 \cdot 10^{-4}$		$5.7 \cdot 10^0, 3.3 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1} + 2.5 \cdot 10^{-1}$	$5.8 \cdot 10^{-1}$		
CP			Desp.		Desp.					
CO	$2.4 \cdot 10^{-6}$	Desp.		$3.0 \cdot 10^{-3} + 2.3 \cdot 10^{-4}$		$5.2 \cdot 10^0, 4.1 \cdot 10^{-1}$	$1.1 \cdot 10^{-1}, 2.3 \cdot 10^{-1}$	$5.7 \cdot 10^{-1}$		
FT	$1.5 \cdot 10^{-1}$	$8.0 \cdot 10^{-1}$	$7.6 \cdot 10^{-2}$	$3.0 \cdot 10^{-3} + 1.1 \cdot 10^{-3}$	$1.1 \cdot 10^{-1}$	$5.8 \cdot 10^0$	$2.0 \cdot 10^{-1}$	$1.4 \cdot 10^{-1}$		
HT	$6.3 \cdot 10^0$	$1.0 \cdot 10^1$	$4.9 \cdot 10^0$	$1.7 \cdot 10^0$	$2.4 \cdot 10^0$	$9.1 \cdot 10^0$	$7.5 \cdot 10^0$	$9.7 \cdot 10^0$		
VF ²	$3.2 \cdot 10^{-2}$	$1.2 \cdot 10^{-2}$	$3.5 \cdot 10^{-2}$	$5.5 \cdot 10^{-2}$	$1.6 \cdot 10^{-2}$	$6.3 \cdot 10^0$ (Hz)	$2.2 \cdot 10^{-1}$ (Hz)	$1.2 \cdot 10^{-2}$		

¹ El error viene dado en Hz/(%VrmsN). ² El error viene dado en Hz/(Hz/s). Los valores en negrita indican el efecto específico de la perturbación considerada.

7. Resultados experimentales

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos al procesar, en tiempo real, las señales de prueba, generadas físicamente, por los distintos métodos de medida de la frecuencia, desde un controlador digital de señal (DSC).

Las señales han sido generadas como tensiones en el rango de 0 a 3 V, con 14 bits de resolución y 25600 Hz de frecuencia de generación. Los métodos de medida han sido codificados en C para su ejecución por parte del DSC. Las señales han sido muestreadas con 12 bits de resolución a una frecuencia de 6400 Hz.

Al igual que con los resultados simulados, se han realizado todas las versiones de los métodos de medida y se han procesado todas las señales de prueba. La finalidad de esto es doble. Por un lado, comprobar la viabilidad de la realización de los distintos algoritmos en tiempo real. Por otro, estudiar el efecto que la cuantificación de las muestras, el número finito de bits y el ruido, tienen en la precisión de los resultados obtenidos.

7.1. Montaje experimental

Para la generación de las señales se han empleado dos generadores de forma de onda arbitraria sincronizados entre sí. Estos equipos están conectados a una tarjeta de desarrollo basada en el DSC TMS320F28335 que se encarga de muestrear las señales de prueba y procesarlas, de acuerdo con los distintos métodos de medida de la frecuencia estudiados. A su vez, la tarjeta de desarrollo se comunica con un PC para el volcado de los programas a ejecutar y el almacenamiento de los resultados obtenidos. El diagrama de bloques correspondiente se recoge en la Figura 7-1. La realización física del equipo se muestra en la Figura 7-2.

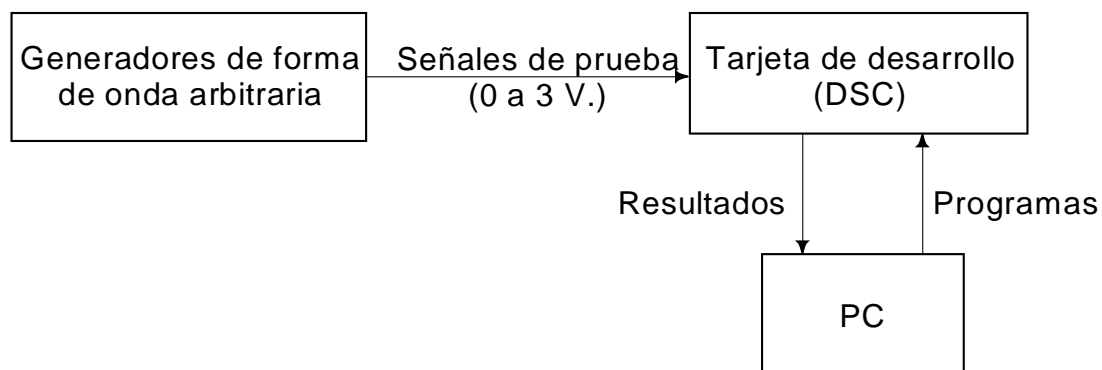


Figura 7-1. Diagrama de bloques del montaje experimental

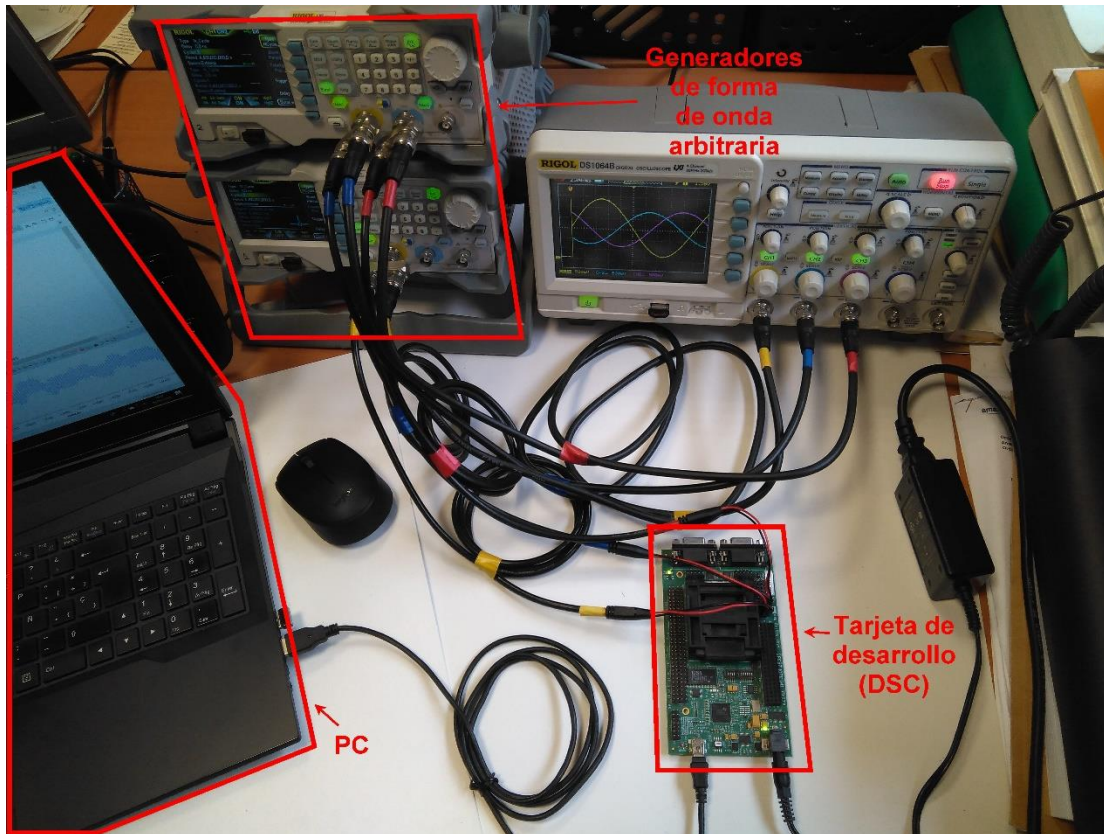


Figura 7-2. Realización física del montaje experimental.

7.1.1. Generadores de formas de onda arbitraria

Por motivos técnicos, a la vez que económicos, para la creación física de las señales se ha optado por utilizar dos generadores de formas de ondas DG1062Z de Rigol, de 2 canales cada uno, los cuales han sido conectados y configurados para trabajar de forma síncrona y poder crear señales trifásicas.

Las características más significativas, desde el punto de vista de las pruebas a realizar, son [7-1], [7-2]:

- Memoria para cada canal de 16 Mpuntos.
- 14 bits de resolución vertical.
- 2 canales independientes.
- Frecuencia de muestreo máxima de 200 Msa/s.
- Interface Host USB.
- Conector de Entrada/Salida de 10 MHz.
- Conector de disparo de entrada/salida.



Figura 7-3. Generador de formas de onda arbitraria DG1062Z.

7.1.2. Tarjeta de desarrollo

Se ha utilizado el kit eZdsp F28335 de Spectrum Digital, basada en el controlador digital de señal (DSC) TMS320F28335 de Texas Instruments.

Las características principales del TMS320F28335 son [7-3], [7-4]:

- Velocidad de operación de 150 MHz.
- Arquitectura Harvard modificada.
- Modelo de programación de memoria unificada.
- CPU de punto fijo de 32 bits.
- Unidad hardware de punto flotante de 32 bits.
- Instrucciones de multiplicación y acumulación simultánea (MAC) de 16 y 32 bits.
- Instrucción de repetición.
- Segmentación de instrucciones.
- Ejecución de la mayoría de las instrucciones en un ciclo de reloj (6.67 ns).
- Alta velocidad de respuesta y procesamiento de interrupciones.
- Convertidor analógico-digital de 12 bits con 16 canales de entrada.
- Memoria SARAM interna de 64Kx16.
- Memoria FLASH interna de 256Kx16.
- Módulos PWM mejorados y de alta resolución.
- Módulos de comunicación (SCI, SPI y I2C).
- Controlador DMA de 6 canales.
- Pines de entrada/salida de propósito general (GPIO).
- Depuración en tiempo real vía hardware.

La tarjeta de desarrollo incluye el TMS320F28335, memoria SRAM de 128Kx16, conectores de interface analógica y digital para acceder a los terminales del DSC y un controlador JTAG vía USB que permite la comunicación con un PC para la programación del DSC y la depuración del código que se está ejecutando en la tarjeta [7-5].

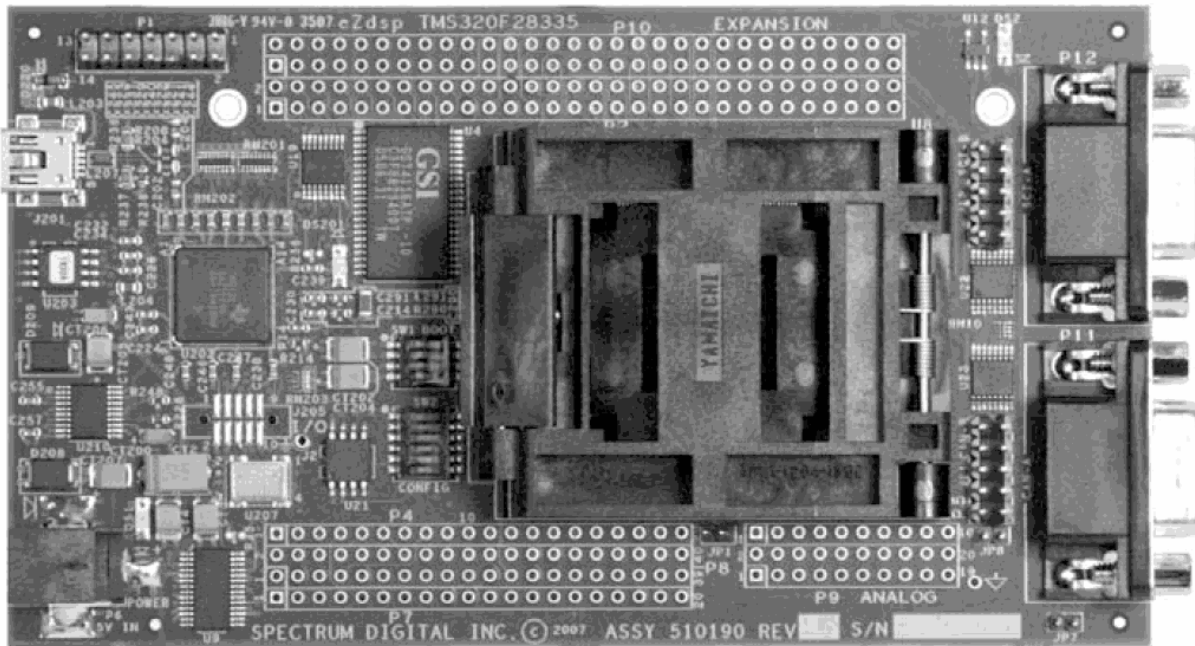


Figura 7-4. Tarjeta de desarrollo eZdsp F28335.

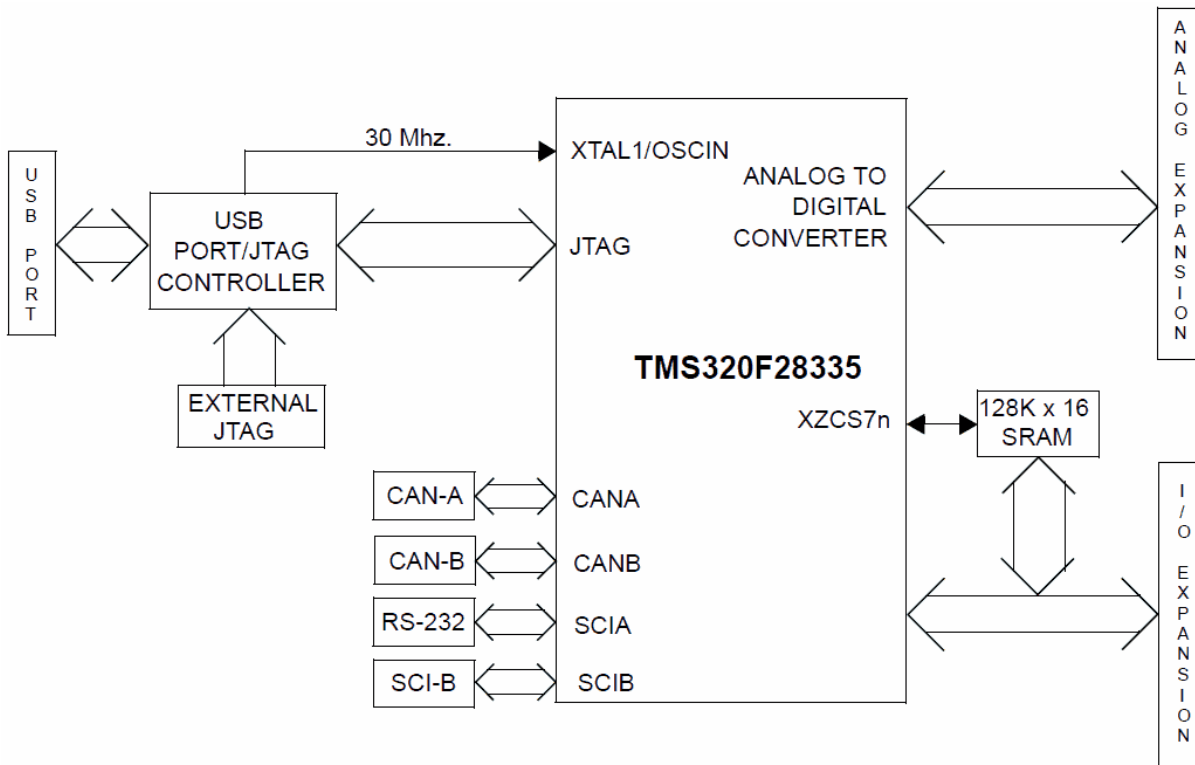


Figura 7-5. Diagrama de bloques de la eZdsp F28335.

7.1.3. Entorno de desarrollo

Se ha utilizado el entorno de desarrollo integrado Code Composer Studio 6.1 (IDE CCS) de Texas Instruments.

El IDE CSS permite la edición, carga y depuración del código que debe ejecutar el DSC [7-6]. Para ello, dispone de una interfaz gráfica que agiliza las tareas de edición de programa en lenguaje ensamblador y C, compilación, linkado y asociación de librerías necesarias. También dispone de una serie de herramientas para la depuración del código (creación de puntos de ruptura, visor de variables y registros, visor de memoria, representación gráfica de memoria, medida de tiempo de ejecución de bloques de código, ...). Además, incluye ficheros cabecera y programas ejemplos que facilitan el desarrollo de las aplicaciones, dado que las tareas generales de inicialización y configuración del sistema y de los periféricos se pueden resolver modificando ligeramente el código disponible. De este modo, sólo hay que centrarse en la parte del código específico de la aplicación.

7.2. Comprobación de la realización en tiempo real

Para llevar a cabo esta tarea, se ha ejecutado cada uno de los métodos de medida de la frecuencia en modo de depuración y activando el trazador del reloj del sistema. Esto ha permitido determinar el número de ciclos necesario para procesar una muestra, desde que se llama a la subrutina de atención a la adquisición de la muestra hasta que se vuelve al programa principal a la espera de una nueva muestra.

En todos los métodos se ha empleado una frecuencia de muestreo de 6400 Hz, por lo que el tiempo disponible entre muestra y muestra (periodo de muestreo) es de 156.25 μ s. Dado que el DSC trabaja con una señal de reloj de 150 MHz de frecuencia (6.67 ns de periodo de reloj), se dispone de, aproximadamente, 23437 ciclos de reloj para llevar a cabo tareas de procesamiento y control, desde que se captura una muestra hasta que se toma la siguiente.

Los resultados obtenidos para los distintos métodos trifásicos y monofásicos se recogen en las Tabla 7-1 y Tabla 7-2, respectivamente.

Tabla 7-1. Tiempo de procesamiento de una muestra en cada método trifásico.

	Métodos de medida trifásicos			
	FO-Moore	FO-Sidhu	FO-Szafrant	FO-Wavelet
Tiempo de procesamiento por muestra (ciclos de reloj)	2344	31xxx – 154xxx	1813	1558
	MV-t		MV-tp-3	
	5582		5845	
	SRF-PLL	3EPLL-Iabc		3EPLL-IIabc
	544	924		1939

Tabla 7-2. Tiempo de procesamiento de una muestra en cada método monofásico.

	Métodos de medida monofásicos			
Tiempo de procesamiento por muestra (ciclos de reloj)	FO-Moore	FO-Sidhu	FO-Szafrant	FO-Wavelet
	2278	31xxx – 154xxx	1741	1493
	MV-mp-9			
	7382			
	PLLstd	SOGI-PLL	PL-EPLL	
	401	427	648	

Se observa que, para casi todos los métodos, el tiempo necesario para procesar una muestra es muy inferior al tiempo disponible para su tratamiento (periodo de muestreo, 23437 ciclos). La única excepción es el método Sidhu, que necesita más tiempo del disponible para procesar cada muestra. Para este método sería necesario bajar la frecuencia de muestreo a 800 Hz o menos para su realización en tiempo real.

7.3. Comparación con los resultados simulados

Se ha comparado los resultados simulados con los experimentales. En concreto, se han considerado aquellos casos de las señales de prueba que provocan mayor error en la estimación de la frecuencia.

En primer lugar, se observa que ahora, para todas aquellas combinaciones de métodos y señales de prueba en los que, para los resultados simulados se obtuvieron errores despreciables o muy bajos, hay un error del orden de los mHz. Esto es debido a que las muestras utilizadas para calcular la frecuencia están cuantificadas a 12 bits y contienen ruido, el cual, se ha producido en el proceso de generación, transmisión y adquisición de las señales.

Para el resto de situaciones, en donde los resultados simulados son sensiblemente superiores al mHz, los resultados experimentales son muy similares.

Para confirmar la coherencia de resultados simulados y experimentales, se ha representado gráficamente el error máximo, de igual forma que como se hizo con los resultados simulados en el anexo A. Todas esas gráficas se recogen en el anexo B.

Se observa que las gráficas obtenidas en este caso, son muy similares a las anteriores, diferenciándose únicamente en la aparición de una variación aleatoria en torno al correspondiente resultado simulado. De nuevo, su justificación está en la cuantificación y en el ruido presente en las muestras.

Tabla 7-3. Error máximo, sistema trifásico. Resultados experimentales.

Error máximo (Hz)		Métodos de medida trifásicos									
		FO			MV			PLL			
Señal	Caso	Moore	Sidhu	Szafrant	Wavelet	MV-t	MV-tp-3	SRF	Iabc	IIabc	
DF	$df49.0Hz$	$6.9 \cdot 10^{-3}$		$4.9 \cdot 10^{-3}$	$5.2 \cdot 10^{-3}$	$4.0 \cdot 10^{-3}$	$4.0 \cdot 10^{-3}$	$7.7 \cdot 10^{-3}$	$4.4 \cdot 10^{-3}$	$5.9 \cdot 10^{-3}$	
	$df50.0Hz$										
	$df51.0Hz$										
DA	$da90\%$	$6.2 \cdot 10^{-3}$		$4.5 \cdot 10^{-3}$	$5.1 \cdot 10^{-3}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$	$4.3 \cdot 10^{-3}$	$9.0 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-3}$	$7.7 \cdot 10^{-3}$	
	$da100\%$										
	$da110\%$										
BFD	Arm.	$6.8 \cdot 10^{-3}$		$4.3 \cdot 10^{-3}$	$5.7 \cdot 10^{-3}$	$4.9 \cdot 10^{-3}$	$4.8 \cdot 10^{-3}$	$4.4 \cdot 10^{-2}$	$2.1 \cdot 10^{-2}$	$2.3 \cdot 10^{-2}$	
	Interarm 0-100Hz	$2.4 \cdot 10^{-1}$		$2.0 \cdot 10^{-1}$	$5.9 \cdot 10^{-2}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	$1.5 \cdot 10^{-1}$	$1.0 \cdot 10^{-1}$	$1.1 \cdot 10^{-1}$	
	Interarm. 100-2000 Hz	$7.9 \cdot 10^{-3}$		$4.9 \cdot 10^{-3}$	$6.5 \cdot 10^{-3}$	$4.0 \cdot 10^{-2}$	$4.0 \cdot 10^{-2}$	$6.9 \cdot 10^{-2}$	$3.3 \cdot 10^{-2}$	$3.38 \cdot 10^{-2}$	
CP	$cp0.80$	$5.2 \cdot 10^{-3}$		$5.0 \cdot 10^{-3}$	$5.0 \cdot 10^{-3}$	$3.4 \cdot 10^{-3}$	$3.4 \cdot 10^{-3}$	$7.5 \cdot 10^{-2}$	$5.0 \cdot 10^{-2}$	$4.8 \cdot 10^{-2}$	
CO	$co8\%-5\%$	$5.8 \cdot 10^{-3}$		$4.3 \cdot 10^{-3}$	$4.9 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$	$3.6 \cdot 10^{-3}$	$9.3 \cdot 10^{-2}$	$6.2 \cdot 10^{-2}$	$6.2 \cdot 10^{-2}$	
DT	$dt25\%$	$7.0 \cdot 10^{-3}$		$5.0 \cdot 10^{-3}$	$5.2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-3}$	$1.2 \cdot 10^0$	$6.4 \cdot 10^{-1}$	$5.8 \cdot 10^{-3}$	
FT	$ft12\%1.0VN$	$1.3 \cdot 10^{-1}$		$7.0 \cdot 10^{-2}$	$5.7 \cdot 10^{-3}$	$3.8 \cdot 10^{-3}$	$3.8 \cdot 10^{-3}$	$7.9 \cdot 10^{-3}$	$5.3 \cdot 10^{-3}$	$4.1 \cdot 10^{-2}$	
HT	$htA40\%0^\circ$ $htB40\%0^\circ$ $htC40\%0^\circ$	$5.0 \cdot 10^{-0}$		$4.1 \cdot 10^{-0}$	$2.3 \cdot 10^{-1}$	$7.6 \cdot 10^{-1}$	$7.6 \cdot 10^{-1}$	$2.1 \cdot 10^0$	$1.6 \cdot 10^0$	$1.8 \cdot 10^0$	
VF	$vf15\%1s$ $vf15\%1s$	$2.5 \cdot 10^{-1}$		$2.7 \cdot 10^{-1}$	$4.2 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	$8.8 \cdot 10^{-2}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$	

Tabla 7-4. Error máximo, sistema monofásico. Resultados experimentales.

Error máximo (Hz)		Métodos de medida monofásicos										
		FO			MV			PLL				
Señal	Caso	Moore	Sidhu	Szafrant	Wavelet	MV-mp-9	PLLstd	SOGI-PLL	PL-EPLL			
DF	$df_{49.0\text{Hz}}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$		$4.7 \cdot 10^{-3}$	$5.4 \cdot 10^{-3}$	$9.5 \cdot 10^{-3}$	$5.3 \cdot 10^0$	$1.3 \cdot 10^{-1}$	$3.0 \cdot 10^{-2}$			
	$df_{50.0\text{Hz}}$											
	$df_{51.0\text{Hz}}$											
DA	$da_{90\%}$											
	$da_{100\%}$	$6.5 \cdot 10^{-3}$		$5.1 \cdot 10^{-3}$	$5.4 \cdot 10^{-3}$	$7.8 \cdot 10^{-3}$	$5.7 \cdot 10^0$	$1.3 \cdot 10^{-1}$	$2.6 \cdot 10^{-2}$			
	$da_{110\%}$											
BFD	Arm.	$7.9 \cdot 10^{-3}$		$5.9 \cdot 10^{-3}$	$5.8 \cdot 10^{-3}$	$9.2 \cdot 10^{-2}$	$5.3 \cdot 10^0$	$1.8 \cdot 10^{-1}$	$1.3 \cdot 10^{-1}$			
	Interarm 0-100Hz	$2.7 \cdot 10^{-1}$		$2.1 \cdot 10^{-1}$	$5.6 \cdot 10^{-2}$	$2.6 \cdot 10^{-1}$	$5.6 \cdot 10^0$	$4.2 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^0$			
	Interarm. 100-2000 Hz	$1.4 \cdot 10^{-2}$		$7.7 \cdot 10^{-3}$	$8.0 \cdot 10^{-3}$	$1.6 \cdot 10^{-1}$	$6.0 \cdot 10^0$	$2.3 \cdot 10^{-1}$	$1.4 \cdot 10^0$			
CP	$cp_{0.80}$	$7.9 \cdot 10^{-3}$		$6.1 \cdot 10^{-3}$	$5.3 \cdot 10^{-3}$	$6.2 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^0$	$3.7 \cdot 10^{-1}$	$5.9 \cdot 10^{-1}$			
CO	$co_{8\%-5\%}$	$6.5 \cdot 10^{-3}$		$5.3 \cdot 10^{-3}$	$4.7 \cdot 10^{-3}$	$8.8 \cdot 10^{-3}$	$4.9 \cdot 10^0$	$1.6 \cdot 10^{-1}$	$5.8 \cdot 10^{-1}$			
FT	$ft_{12\%1.0\text{VN}}$	$1.3 \cdot 10^{-1}$		$7.0 \cdot 10^{-2}$	$5.8 \cdot 10^{-3}$	$8.1 \cdot 10^{-2}$	$5.8 \cdot 10^0$	$1.9 \cdot 10^{-1}$	$1.4 \cdot 10^{-1}$			
HT	$ht_{A40\%0^\circ}$											
	$ht_{C40\%0^\circ}$	$4.8 \cdot 10^0$		$3.3 \cdot 10^0$	$1.6 \cdot 10^0$	$2.8 \cdot 10^0$	$8.8 \cdot 10^0$	$5.7 \cdot 10^0$	$6.1 \cdot 10^0$			
VF	$vf_{15\%1s}$											
	$vf_{-15\%1s}$	$2.5 \cdot 10^{-1}$		$2.7 \cdot 10^{-1}$	$4.2 \cdot 10^{-1}$	$1.4 \cdot 10^{-1}$	$6.2 \cdot 10^0$	$2.1 \cdot 10^{-1}$	$1.2 \cdot 10^{-1}$			

7.4. Aspectos prácticos en la realización de los métodos con el DSC

Con objeto de reducir el ruido presente en las muestras capturadas, se ha configurado el ADC para realizar un muestreo por ráfagas, de modo que, cada vez que se activa el proceso de muestreo se toman varias muestras de cada fase con una separación temporal mucho menor que el periodo de muestreo (800 ns frente a 156.25 μ s para una frecuencia de muestreo de 6400 Hz). Concretamente, se capturan 4 muestras de cada fase que se promedian. Esto supone una reducción del efecto del ruido en un factor de 2.

Por otro lado, dado que en el DSC utilizado, no es posible muestrear simultáneamente las tres fases, el muestreo por ráfaga se ha realizado siguiendo el patrón:

FASE: A - B - C - A - B - C - C - B - A - C - B - A
INST.: $(t_0) - (t_0+T_{ss}) - (t_0+2\cdot T_{ss}) - (t_0+3\cdot T_{ss}) - (t_0+4\cdot T_{ss}) - (t_0+5\cdot T_{ss}) - (t_0+6\cdot T_{ss}) - (t_0+7\cdot T_{ss}) - (t_0+8\cdot T_{ss}) - (t_0+9\cdot T_{ss}) - (t_0+10\cdot T_{ss}) - (t_0+11\cdot T_{ss})$

Siendo t_0 es el instante de comienzo de una ráfaga de muestreo y T_{ss} el intervalo de tiempo entre muestras consecutivas de una misma ráfaga.

Esto supone que, al promediar cada fase, el valor obtenido se corresponde con el mismo instante de tiempo en las tres fases ($t_0+5.5\cdot T_{ss}$).

7.5. Referencias

- [7-1] RIGOL TECHNOLOGIES, INC., *DG1000Z Series Datasheet*, Oct. 2016.
- [7-2] RIGOL TECHNOLOGIES, INC., *DG1000Z Series Function/Arbitrary Waveform Generator-User's Guide*, Oct. 2016.
- [7-3] Texas Instrument, *TMS320F2833x, TMS320F2823x, Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual. SPRS439M*, Junio 2007, Revisado Agosto 2012.
- [7-4] Texas Instrument, *TMS320C28x CPU and Instruction Set Reference Guide. spru430f*, Abril 2015.
- [7-5] Spectrum Digital Incorporated, *eZdsp F28335 Technical Reference*, 2007.
- [7-6] Texas Instruments, *Manual básico del CCS*.

8. Conclusiones y líneas futuras

Para finalizar este trabajo de tesis, en este capítulo se comentarán, las conclusiones obtenidas, las posibles líneas futuras de trabajo y las distintas aportaciones científicas realizadas.

8.1. Conclusiones del trabajo de investigación

El trabajo desarrollado en esta tesis, permite llegar a las siguientes conclusiones:

- Se ha creado un entorno de trabajo para la comparación de forma objetiva, realista y completa de los distintos métodos de medida de la frecuencia de la red eléctrica cuando existen perturbaciones electromagnéticas conducidas de baja frecuencia. Este entorno permite comparar no sólo los métodos considerados sino cualquier otro, actual o futuro.
- Se ha analizado los resultados obtenidos con los distintos métodos de medida de la frecuencia considerados, para cada tipo de perturbación. Las conclusiones generales obtenidas son:
 - No existe un único método que sea mejor que, en cuanto a precisión, que todos los demás, para todas las perturbaciones electromagnéticas.
 - Los métodos trifásicos son mejores, en general, que los métodos monofásicos.
 - Los peores resultados se obtienen, para todos los métodos, tanto en sistemas monofásicos como trifásicos, cuando hay huecos de tensión y cuando hay interarmónicos en el rango de 0 a 100 Hz.
 - Los peores métodos son PLLstd y SOGI-PLL, con errores del orden de los Hz y las décimas de Hz, respectivamente, incluso cuando no hay perturbaciones.
- Se ha estudiado el efecto del ruido, la cuantificación y la frecuencia de muestreo sobre la estimación de la frecuencia de los distintos métodos de medida, llegando a las siguientes conclusiones:
 - En todos los métodos, el error aumenta en un factor de 10 por cada 20 dB de aumento en el nivel de ruido de las señales. En la mayoría de los métodos, el error provocado por el ruido es del mismo orden (mHz para un ruido de 60 dB). El método FO-Sidhu es el que peor se comporta, con un error del orden de la centena de mHz.
 - En todos los métodos, el error aumenta en un factor de 2 por cada bit que disminuye la resolución de las muestras. En la mayoría de los métodos, el error provocado por la cuantificación es del mismo orden (décimas de mHz para una resolución de 12 bits). El método FO-Sidhu es el que peor se comporta, con un error del orden de las decenas de mHz.
 - En la mayoría de los métodos, la frecuencia de muestreo no tiene efecto sobre el error. Únicamente para FO-Sidhu y FO-Wavelet, tiene efecto, aumentando el error al disminuir la frecuencia de muestreo.
- Se ha desarrollado un nuevo método de medida de la frecuencia que tiene mejores prestaciones (mayor exactitud) que otros métodos en las siguientes situaciones:
 - Sistemas monofásicos:
 - Se comporta mejor que los métodos PLLstd y SOGI-PLL para casi todas las señales de prueba.

- Cuando no hay perturbaciones, se comporta mejor que el método FO-Wavelet y los métodos PLLstd y SOGI-PLL, siendo el error despreciable.
 - Cuando hay armónicos, se comporta mejor que los métodos PLL. Si, además, sólo hay armónicos impares, también es mejor que el método FO-Wavelet, siendo el error despreciable.
 - Con interarmónicos por debajo de 100 Hz, es mejor que el método PLLstd.
 - Con interarmónicos por encima 100 Hz, es mejor que el método PLLstd.
 - Con curva plana o curva de oscilación, es mejor que el método FO-Wavelet y que las tres versiones PLL.
 - Con fluctuación de tensión, es mejor que FO-Sidhu y que PLLstd.
 - Con huecos de tensión, se comporta mejor que las versiones Moore, Sidhu y Szafrant de los métodos FO y las tres versiones PLL.
 - Con variación de frecuencia, se comporta mejor que las versiones Moore, Szafrant y Wavelet de los métodos FO, y las versiones std y SOGI del método PLL.
- Sistemas trifásicos:
 - Cuando no hay perturbaciones, se comporta mejor que el método FO-Wavelet, siendo el error despreciable.
 - Cuando hay armónicos, se comporta mejor que los métodos PLL. Si, además, sólo hay armónicos impares, también es mejor que el método FO-Wavelet, siendo el error despreciable.
 - Con interarmónicos por debajo de 100 Hz, es mejor que el método FO-Moore y FO-Sidhu.
 - Con interarmónicos por encima 100 Hz, es mejor que el método FO-Sidhu.
 - Con curva plana o curva de oscilación, es mejor que el método FO-Wavelet y que las tres versiones PLL, siendo el error despreciable.
 - Con desequilibrio de tensión, es más preciso que el método FO-Wavelet y las versiones PLL SRF y Iabc, siendo el error despreciable.
 - Cuando hay fluctuaciones de tensión, se comporta mejor que los métodos FO y el método 3EPLL-IIabc, siendo el error despreciable.
 - Con los tres tipos de huecos de tensión, se comporta mejor que las versiones Moore, Sidhu y Szafrant y que las tres versiones PLL. Para los huecos tipo A, se comporta mejor que FO-Wavelet.
 - Con variación de frecuencia, se comporta mejor que las versiones Moore, Szafrant y Wavelet de los métodos FO.
 - Se ha comprobado la viabilidad de la realización en tiempo real de la mayoría de los métodos propuestos con una frecuencia de muestreo de 6400Hz (128 muestras por ciclo de red). La única excepción ha sido el método FO-Sidhu, para el que habría que bajar la frecuencia de muestreo a 800 Hz (16 muestras por ciclo de red).

8.2. Líneas futuras de trabajo

A partir del trabajo realizado, se plantean las siguientes líneas futuras de actuación:

- Incluir otros métodos, actuales y futuros, en la comparativa realizada.
- Evaluar las prestaciones de los métodos con señales de prueba que incluyan combinaciones de perturbaciones individuales representativas de lo que ocurre en los distintos tipos de entornos electromagnéticos (entornos residenciales, comerciales o industriales)
- Evaluar las prestaciones de los métodos con señales de prueba reales capturadas en puntos concretos de la red eléctrica en distintos entornos electromagnéticos.
- Estudiar el efecto que tiene la variación de la frecuencia de la red de suministro en el cálculo de las magnitudes eléctricas: valores eficaces y componentes de potencias (activa, reactiva, aparente, ...) y la mejora del cálculo utilizando el método MV de medida de la frecuencia.
- Estudiar la utilización del método MV en la mejora del control en aplicaciones concretas ante variaciones del valor nominal de la frecuencia (restauradores dinámicos de potencia, filtros activos de potencia, controladores de flujo de potencia, ...).

8.3. Aportaciones científicas relacionadas

Durante el tiempo que se ha llevado a cabo este trabajo, se han realizado varias aportaciones científicas en revistas y congresos. Estas aportaciones son las siguientes:

8.3.1. Artículos

- **A. López**, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Power system frequency measurement under nonstationary situations," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 2, pp. 562–567, 2008.
- J. C. Montaña, C. León, A. García, **A. López**, I. Monedero, and E. Personal, "Random generation of arbitrary waveforms for emulating three-phase systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 11, pp. 4032–4040, 2012.

8.3.2. Congresos

- **A. López Ojeda**, J. C. Montaña Asquerino, M. Castilla Ibáñez, J. Gutiérrez Benítez, M. D. Borrás Talavera, and J. C. B. Rodríguez, "Instrumento Virtual para la Medida de la Frecuencia Instantánea de Red en Condiciones no Estacionarias," *8º Congreso Luso Español de Ingeniería Eléctrica*, vol. I, pp. 3.65-3.70, 2003.
- **A. López**, J. C. Montaña, M. Castilla, J. Gutiérrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Instantaneous line-frequency measurement under nonstationary situations," *Proc. 21st IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf. IMTC/04*, vol. 2, no. May, pp. 941–944, 2004.

8.4. Otros trabajos publicados

8.4.1. Artículos

- D. Sharon, J. C. Montaña, **A. López**, M. Castilla, D. Borrás, and J. Gutiérrez, "Power quality factor for networks supplying unbalanced nonlinear loads," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 6, pp. 1268–1274, 2008.

8.4.2. Congresos

- J. Gutiérrez, J. C. Montaña, M. Castilla, and **A. López**, "Power-Quality Improvement in Reactive Power Control Using FC-TCR Circuits," *Iecon 02*, pp. 880–885, 2002.
- J. C. Montaña, **A. López**, J. Gutierrez, M. Castilla, D. Borrás, and J. C. Bravo, "Power quality factor and line-disturbances measurements in three-phase systems," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 3084–3088, 2004.
- J. C. Montaña, M. Castilla, **A. López**, J. C. Bravo, D. Borrás, and J. Gutiérrez, "Analysis of instantaneous NSV&C in polyphase systems," *ISNCC 2008 9th Conf. Proc. Int. Sch. Nonsinusoidal Curr. Compens.*, pp. 1–6, 2008.
- J. C. Montaña, M. D. Borrás, M. Castilla, **A. López**, J. Gutiérrez, and J. C. Bravo, "Harmonic distortion index for stationary and transient states," *CPE 2009 - 6th Int. Conf. - Compatibility Power Electron.*, pp. 123–128, 2009.
- M. D. Borrás, J. C. Montaña, M. Castilla, **A. López**, J. Gutiérrez, and J. C. Bravo, "Voltage index for stationary and transient states," *Proc. Mediterr. Electrotech. Conf. - MELECON*, pp. 679–684, 2010.
- J. C. Montaña, **A. López**, M. Castilla, J. C. Bravo, M. D. Borrás, and J. Gutiérrez, "Instantaneous current vectors in polyphase systems: Two compensation concepts," *Int. Symp. Mod. Electr. Power Syst. MEPS'10*, 2010.[1]

8.4.3. Patentes

- J.C. Montaña Asquerino, **A. López Ojeda**, M. Castilla Ibáñez, D. Borrás Talavera, M^a, y J. Gutiérrez, Benítez, "Aparato y método de medida de la calidad de señales eléctricas en una red trifásica," WO/2004/025310, 2004.
- C. León de Mora, Í. Monedero Goicoechea, A. García Delgado, **A. López Ojeda**, J. M. Elena Ortega y J. C. Montaña Asquerino, "Generador de patrones eléctricos (GPE)," ES 2 302 412 A1, 2008.

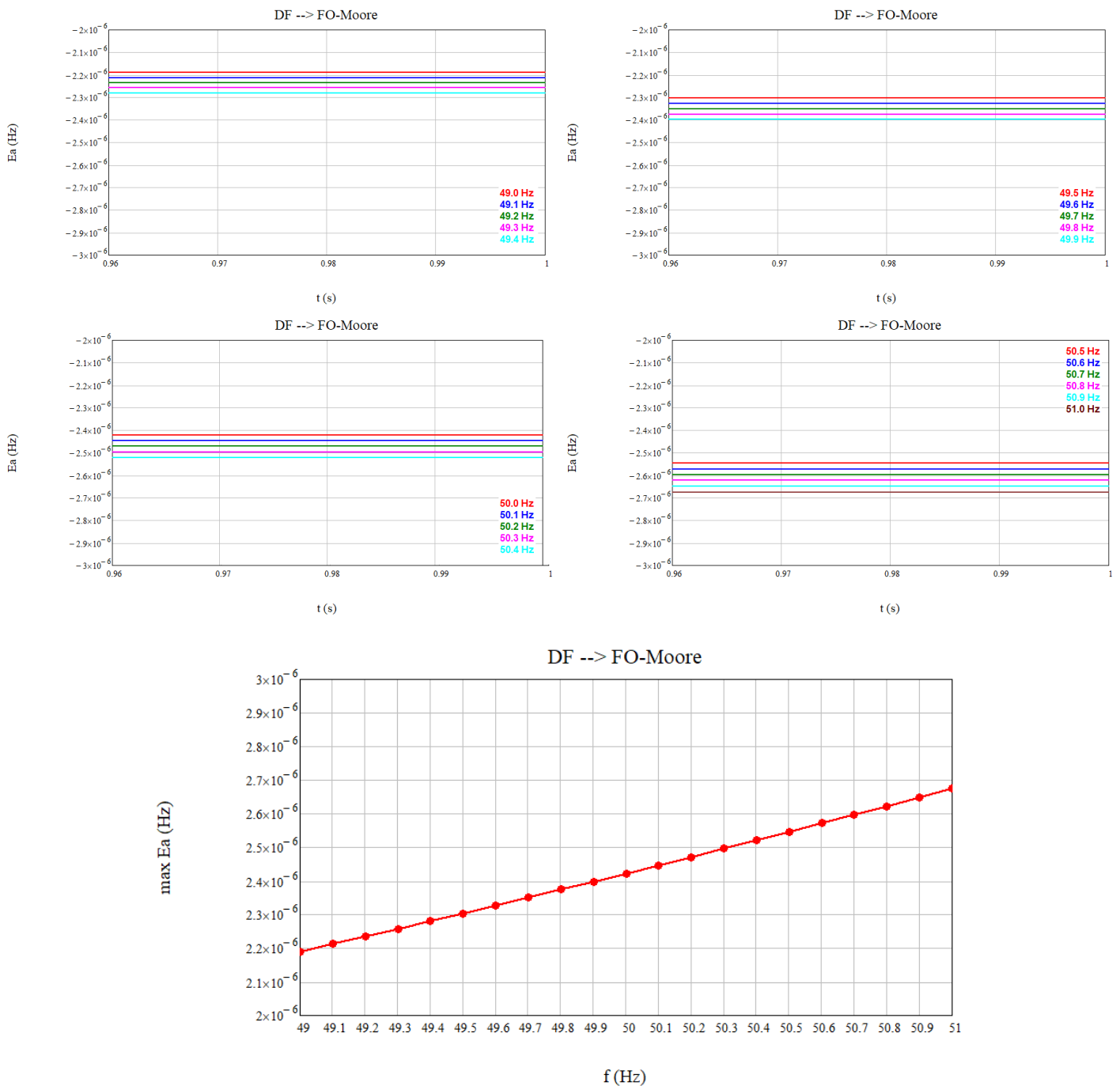
Anexo A. Resultados gráficos de simulación

En este apéndice se presenta, de forma gráfica, el error absoluto obtenido en el cálculo de la frecuencia al aplicar cada uno de los métodos a cada una de las señales de prueba.

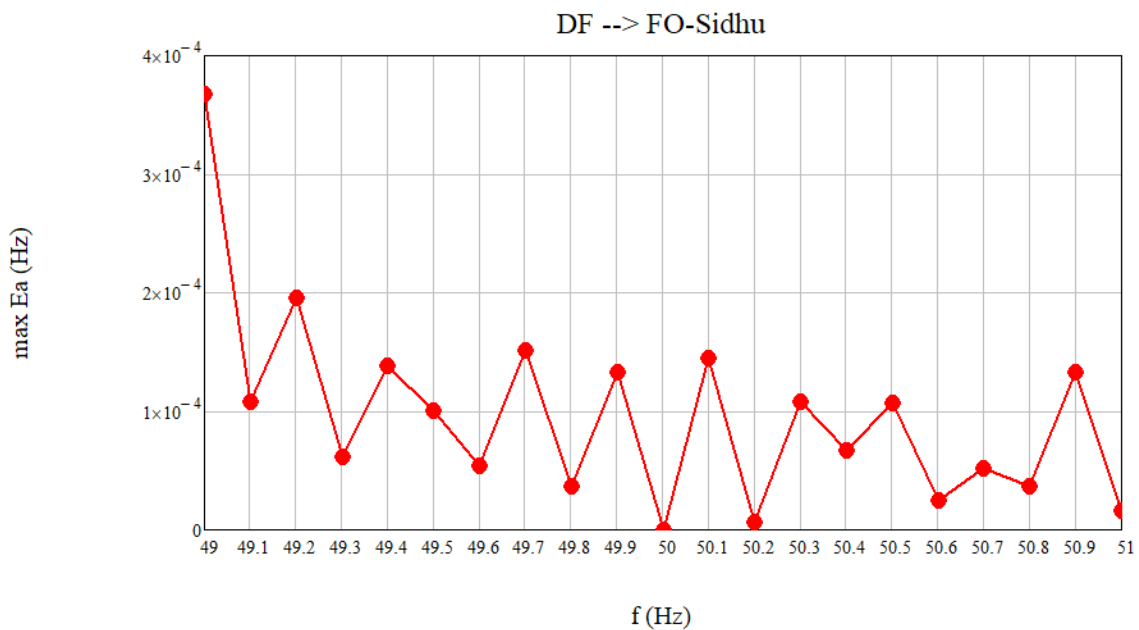
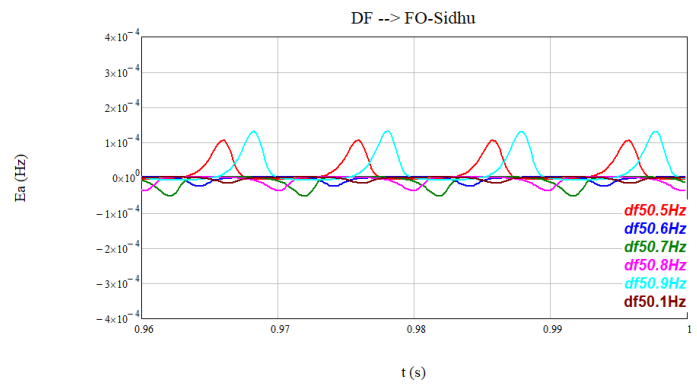
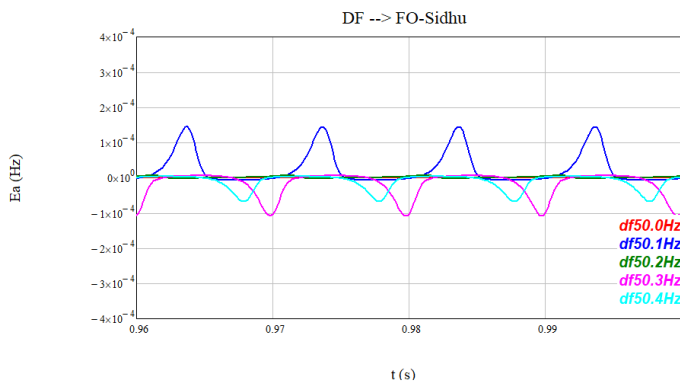
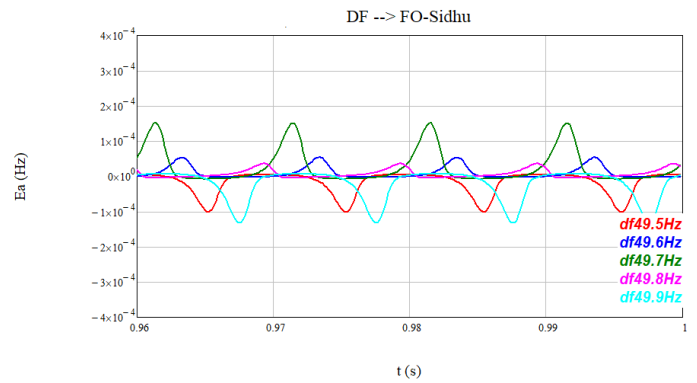
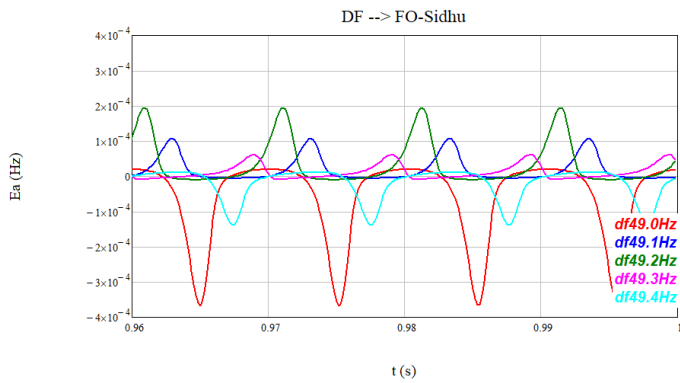
En todos los casos se ha considerado las señales sin ruido, sin digitalizar y con una frecuencia de muestreo de 6400 Hz.

A.1. Señal de prueba: Desviación de frecuencia (DF)

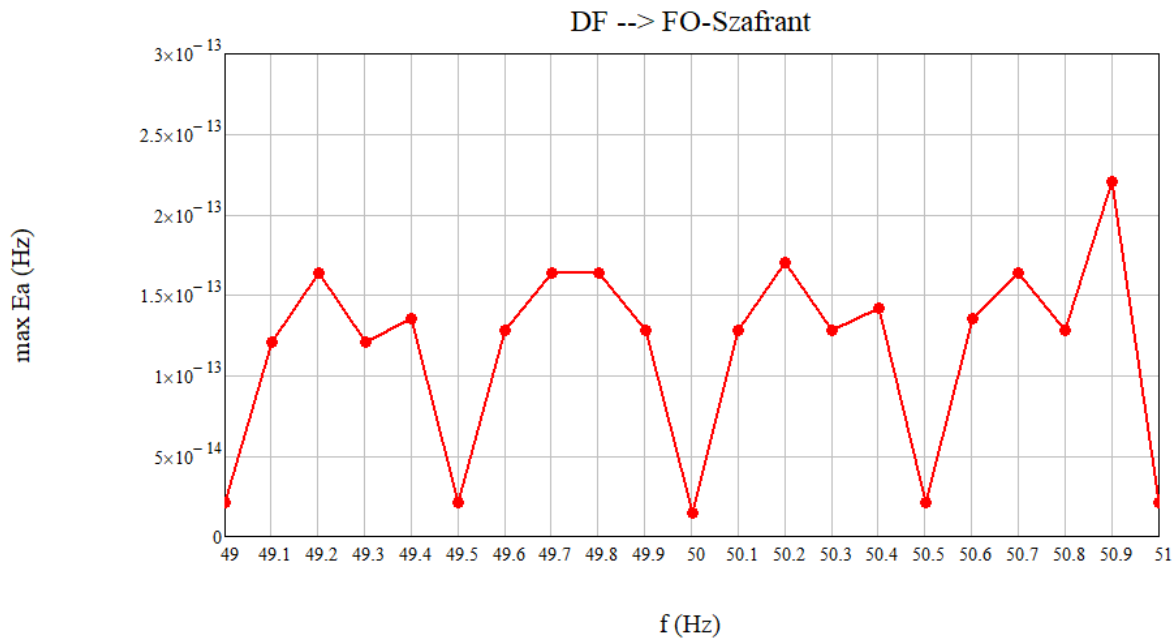
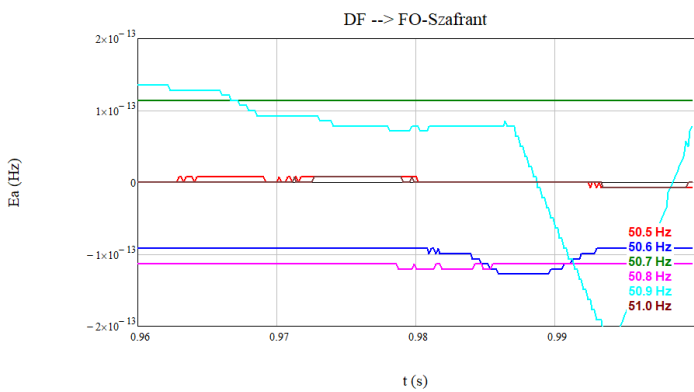
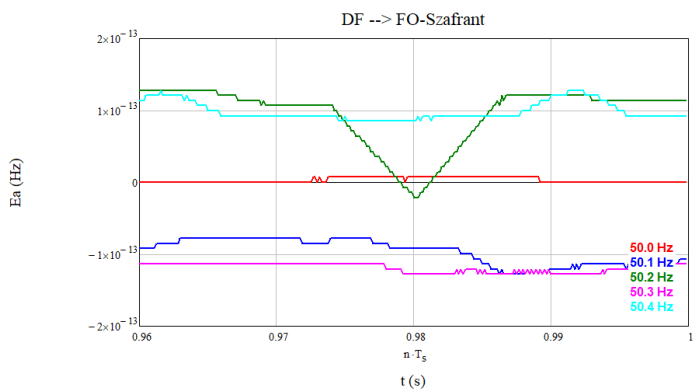
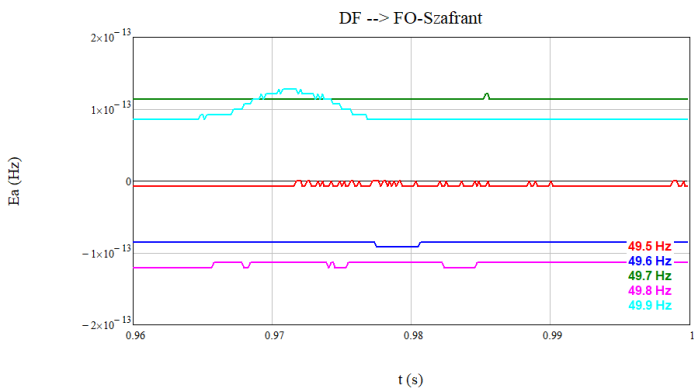
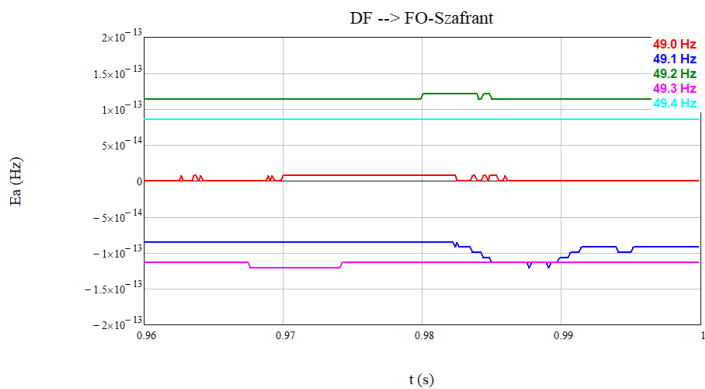
A.1.1. FO-Moore-t



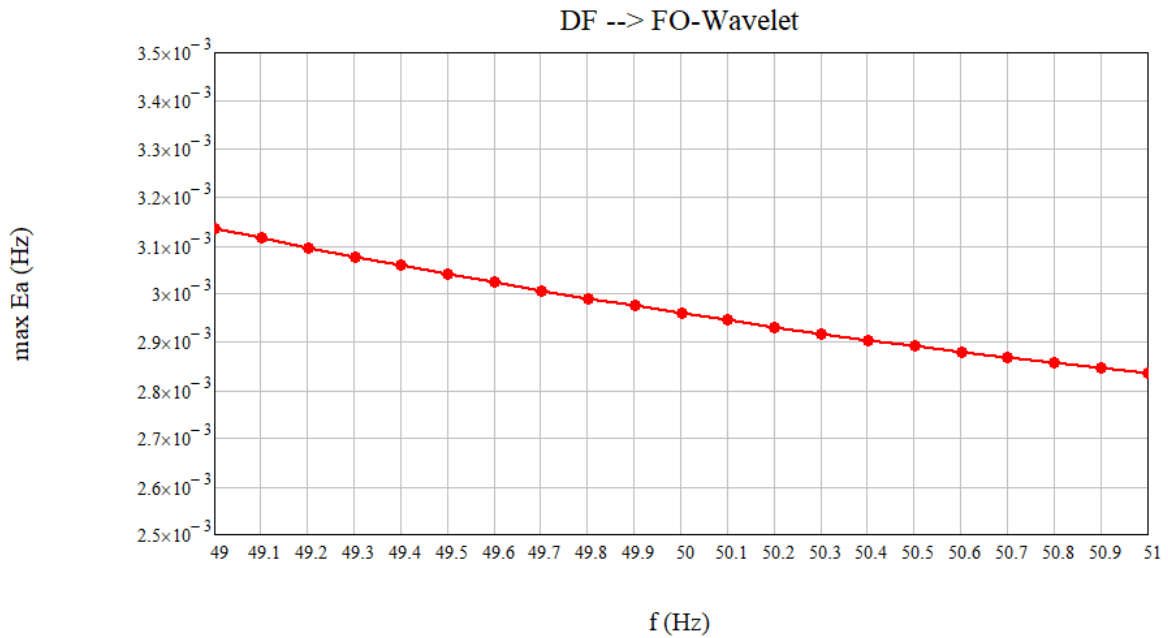
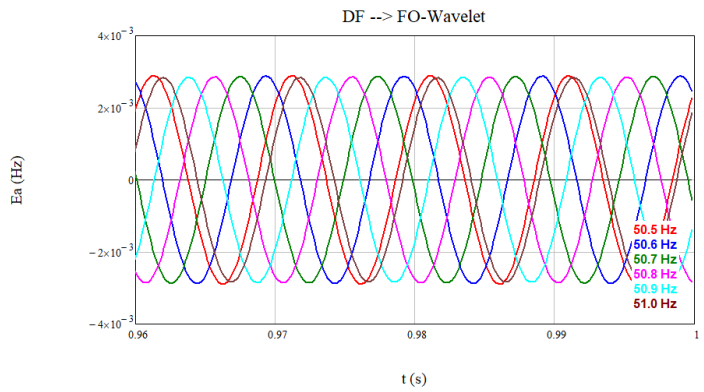
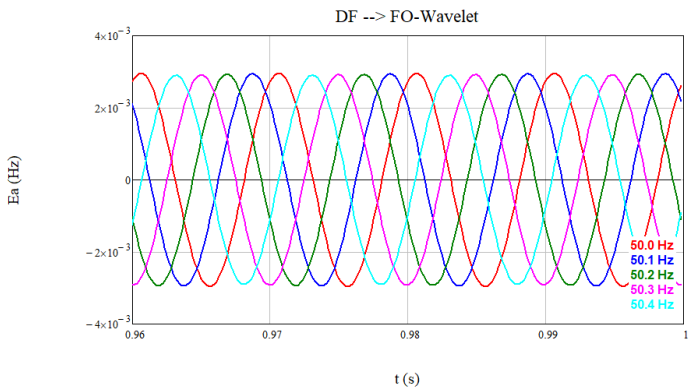
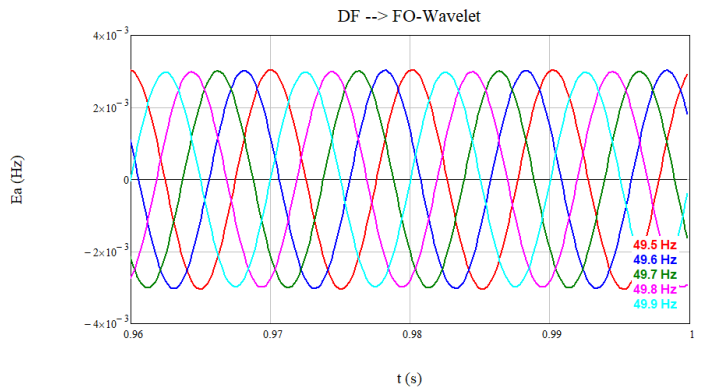
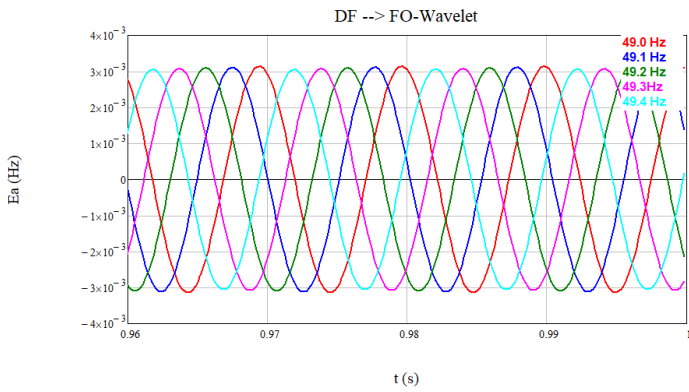
A.1.2. FO-Sidhu-t



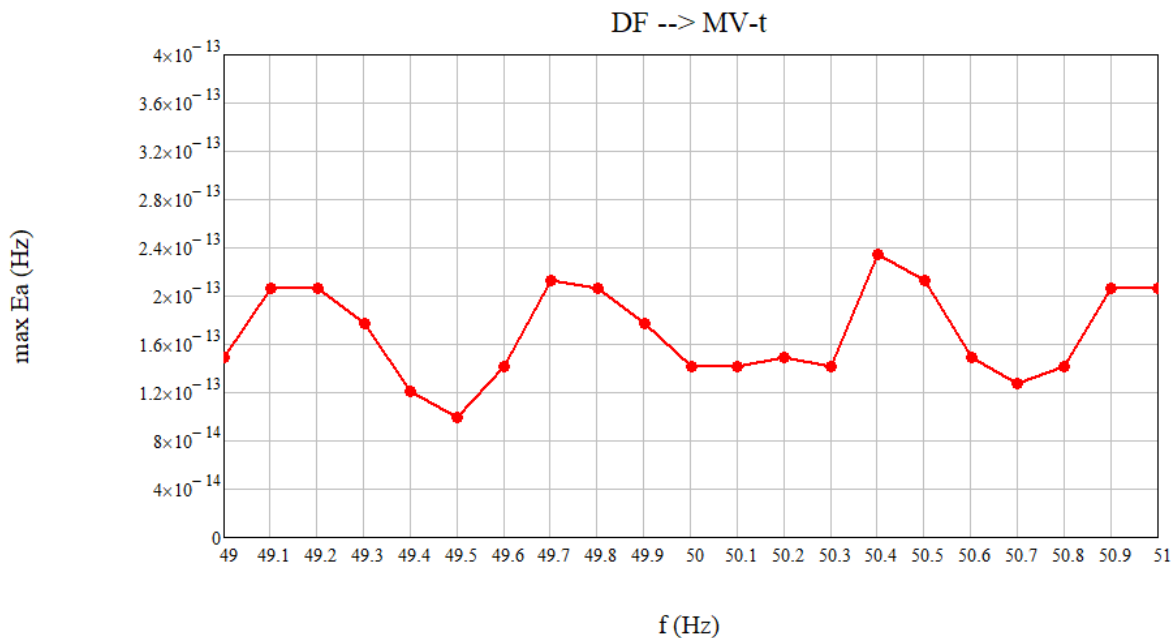
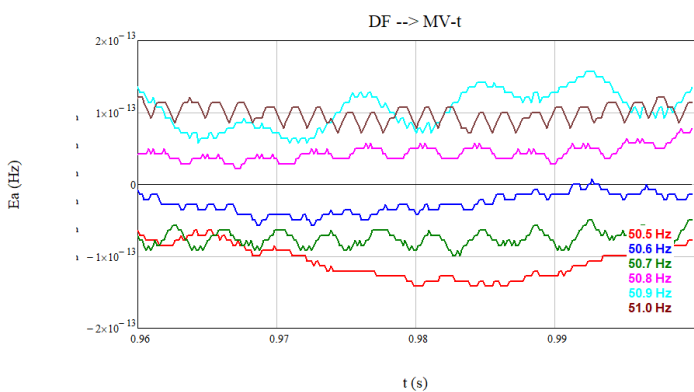
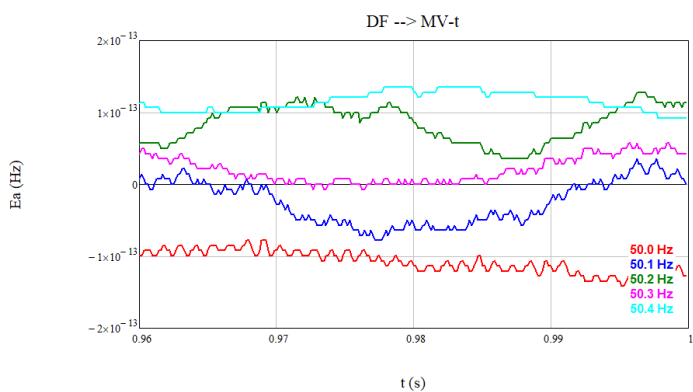
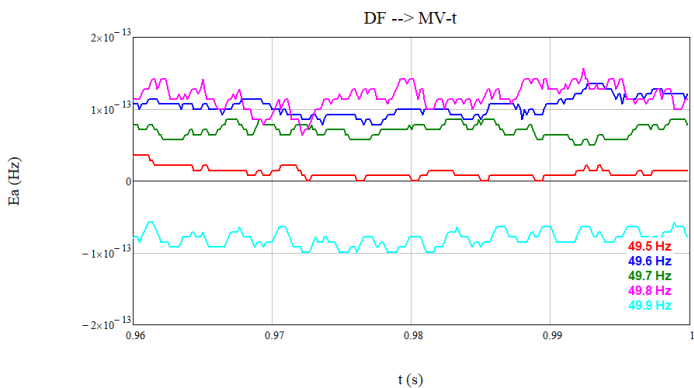
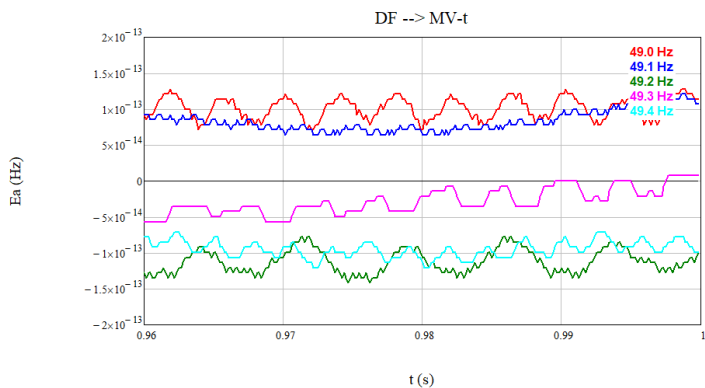
A.1.3. FO-Szafrant-t



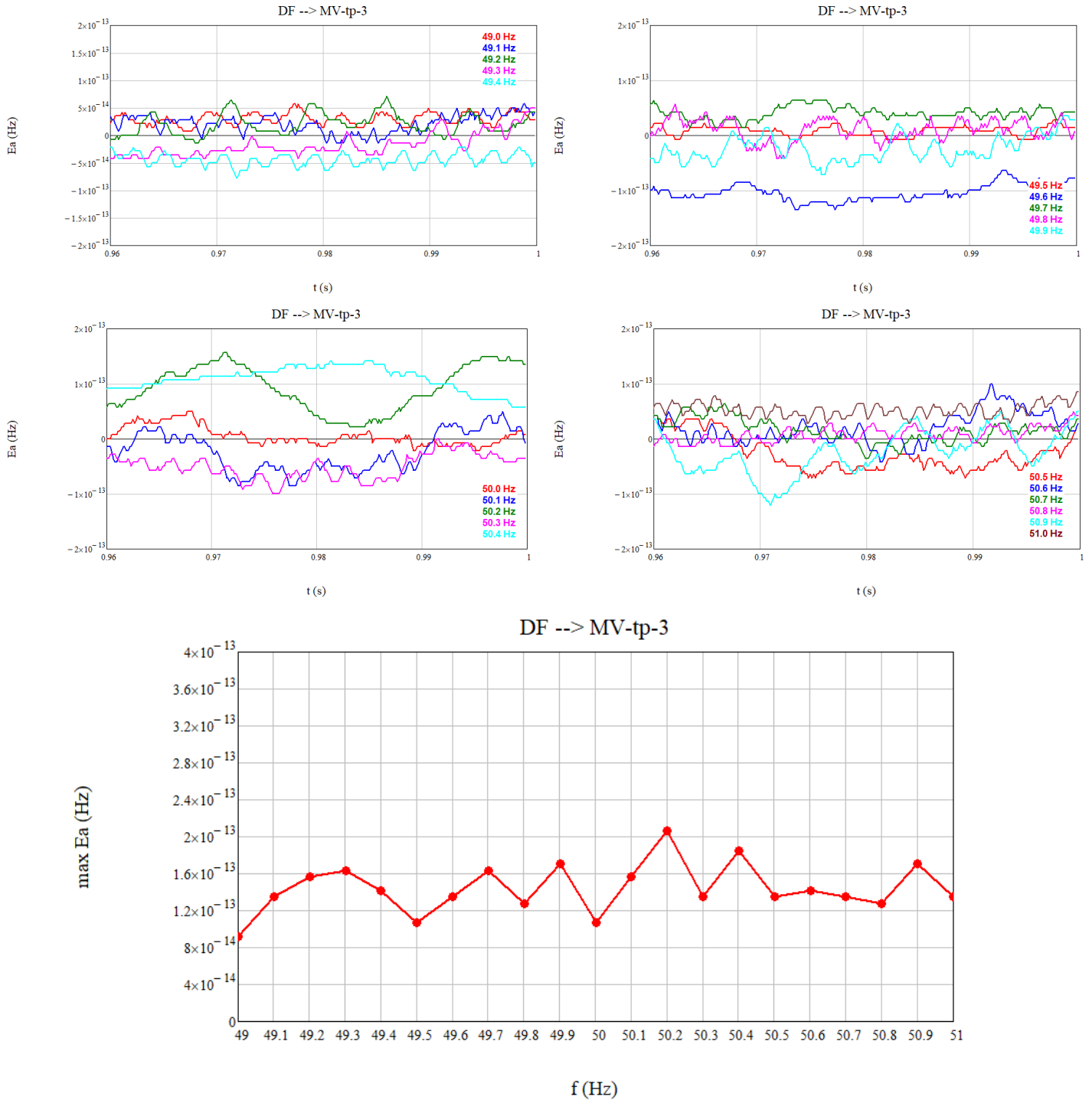
A.1.4. FO-Wavelet-t



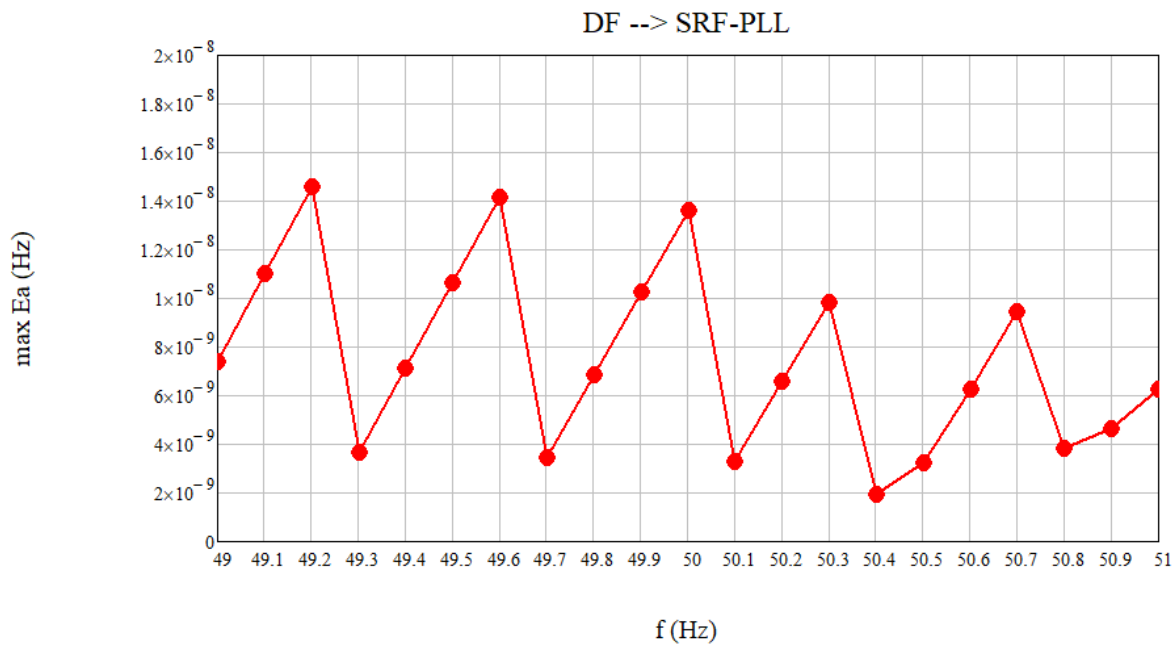
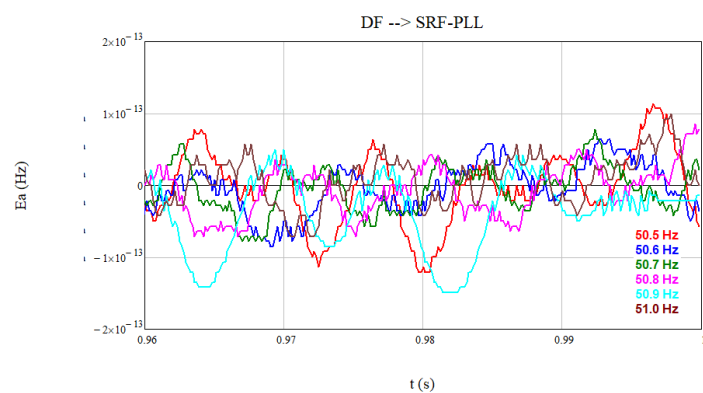
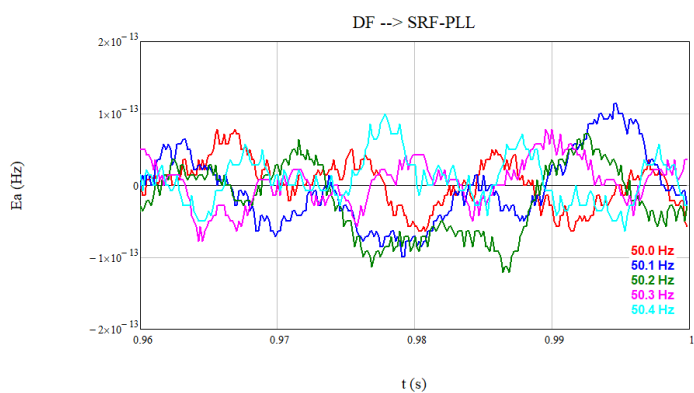
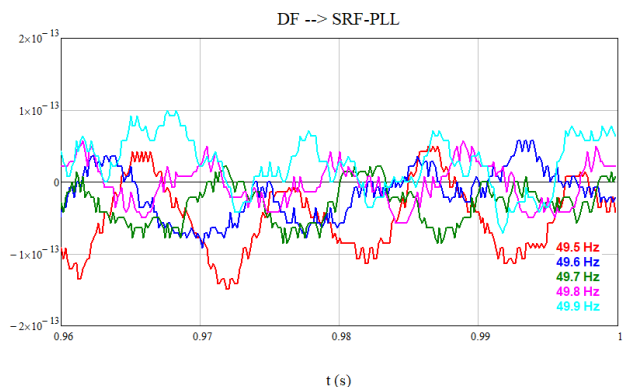
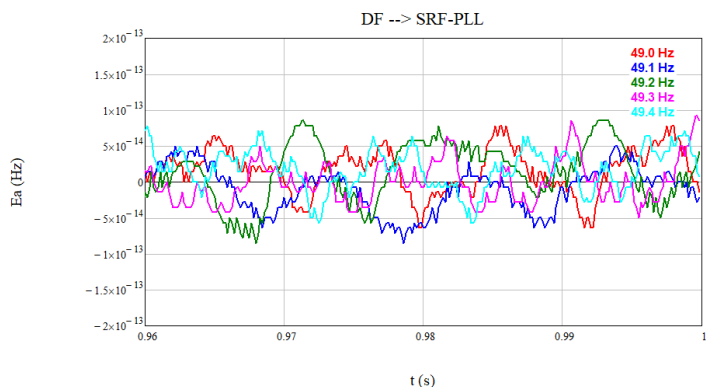
A.1.5. MV-t



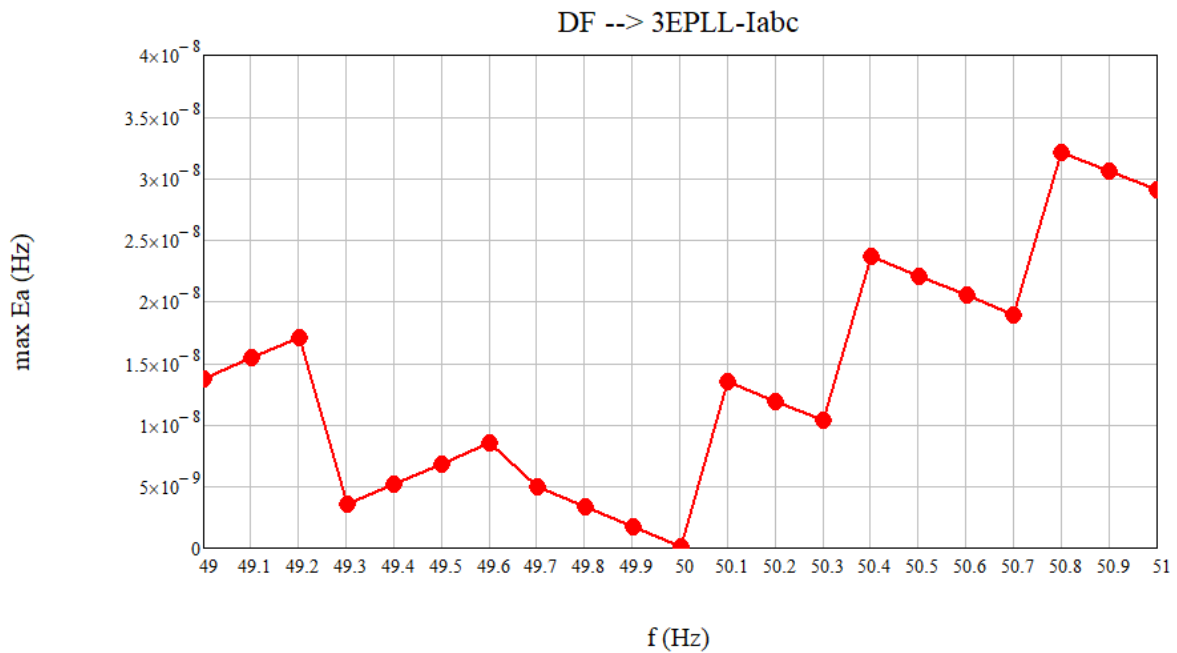
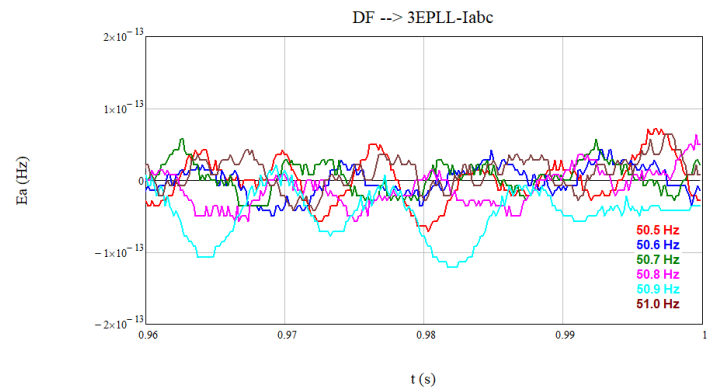
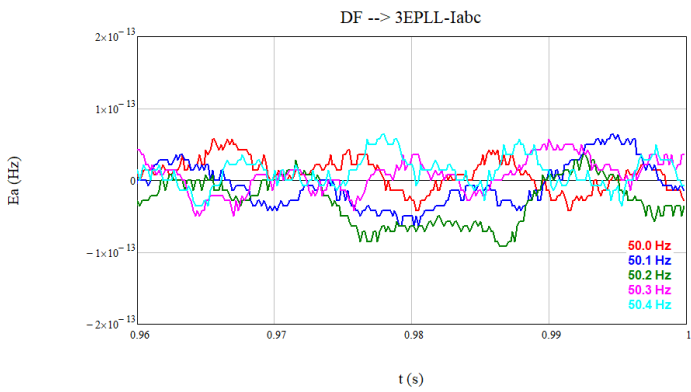
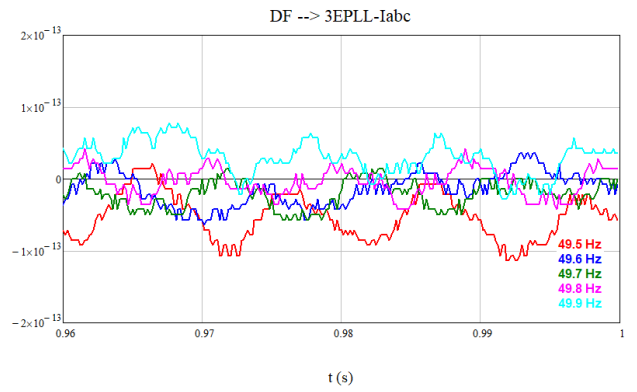
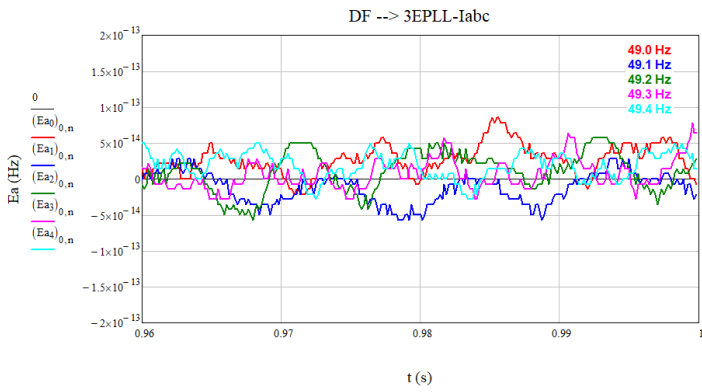
A.1.6. MV-tp-3



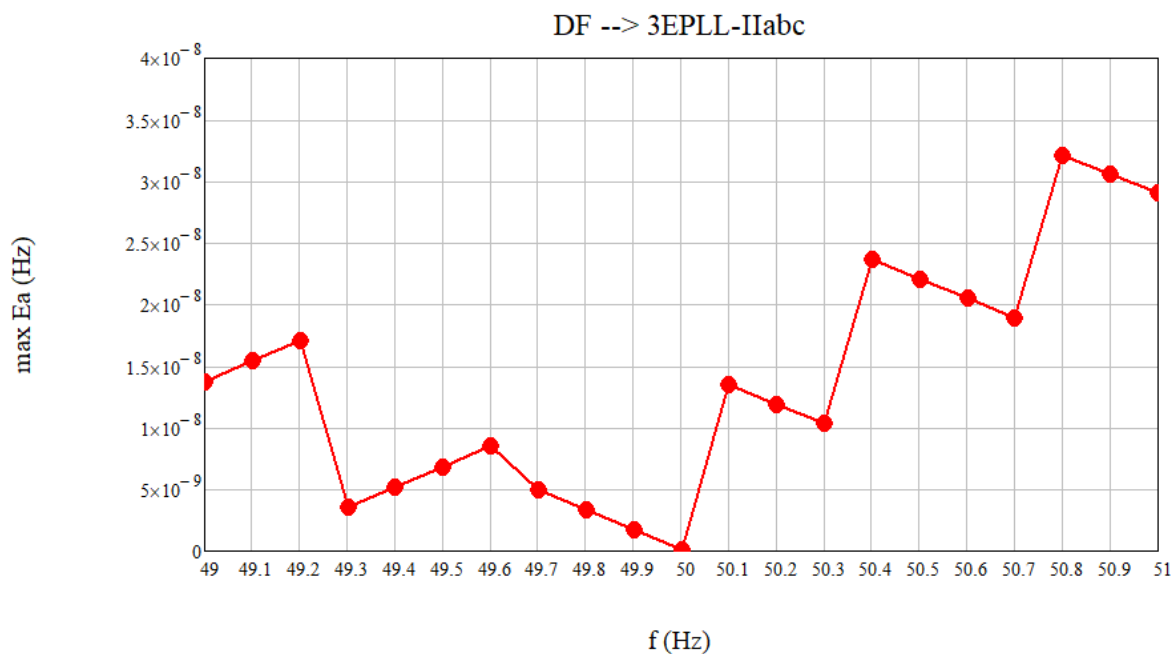
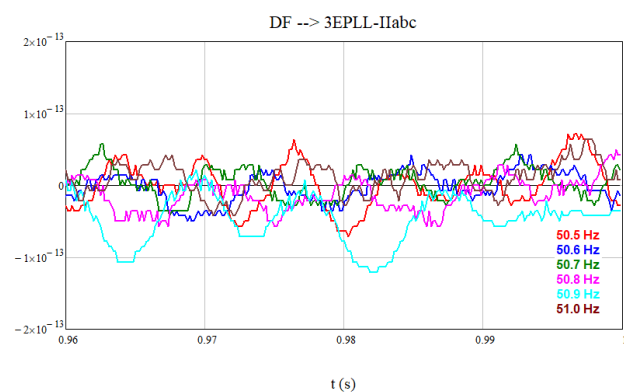
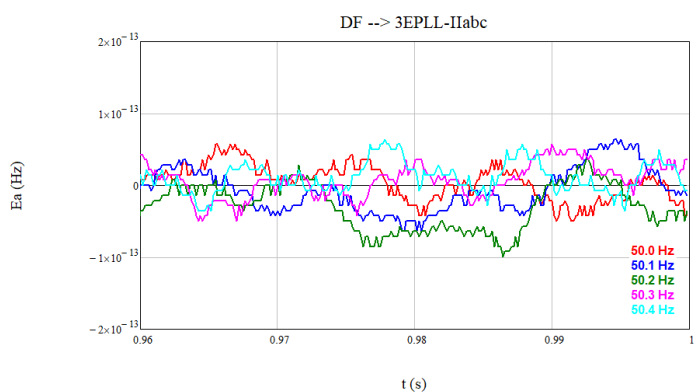
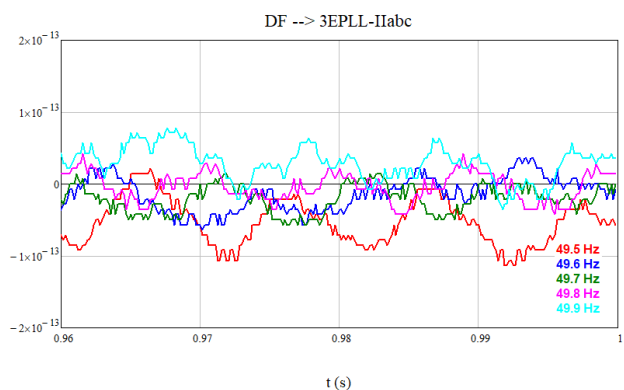
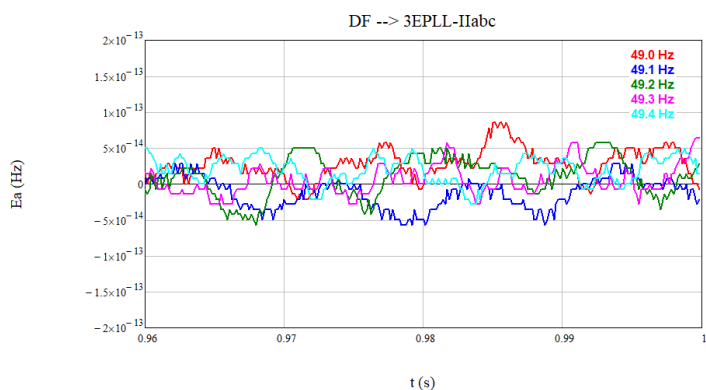
A.1.7. SRF-PLL



A.1.8. 3EPLL-Iabc

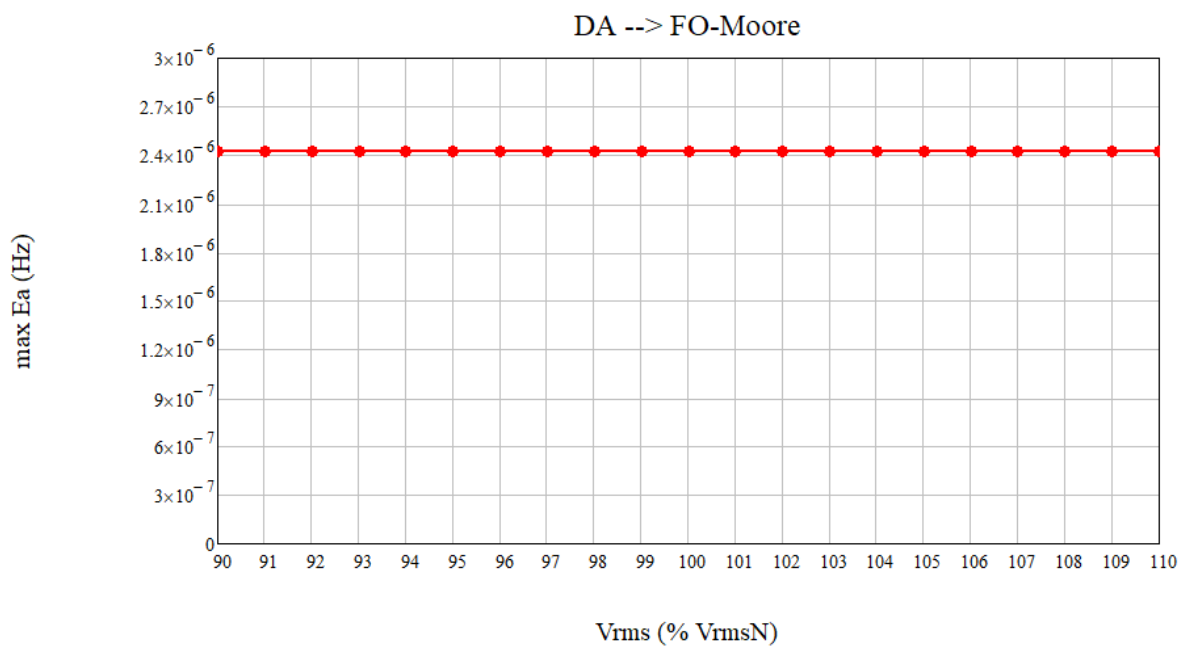
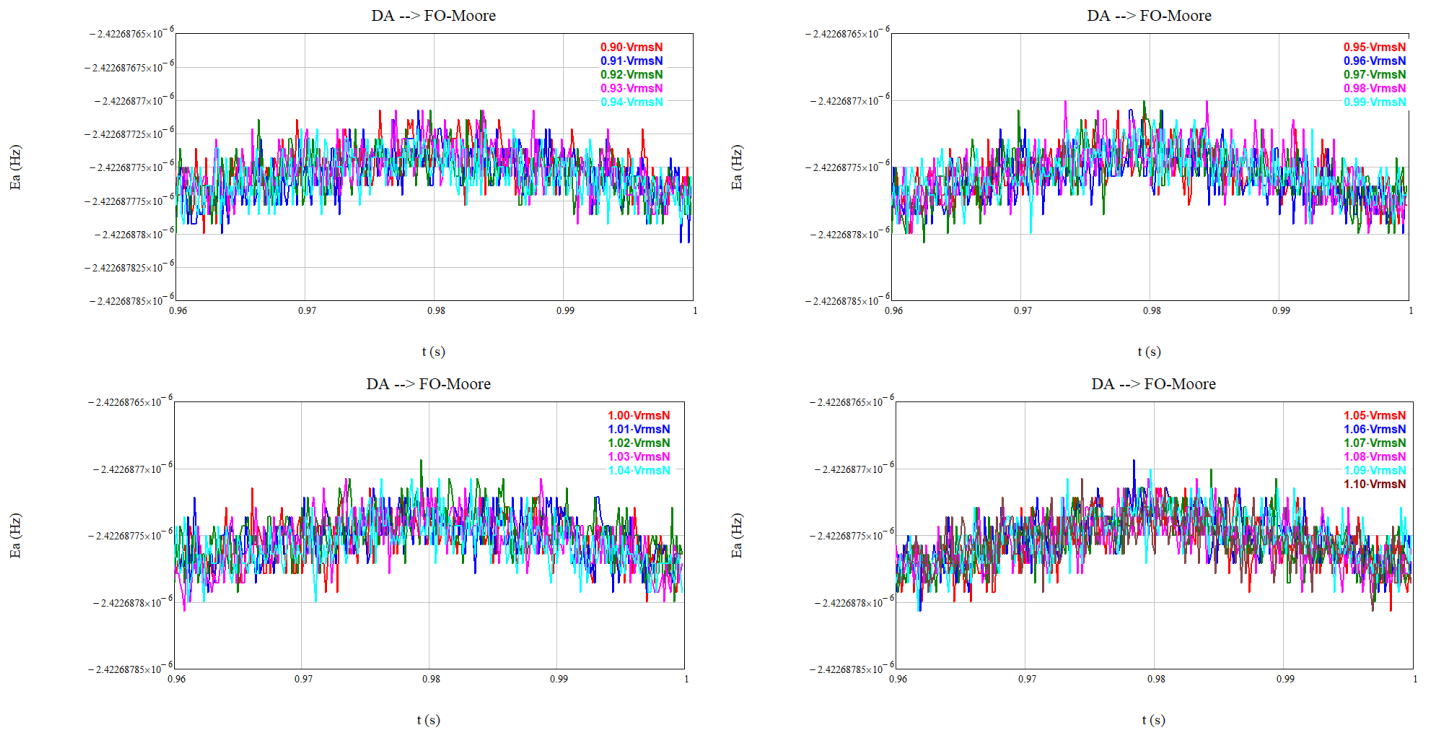


A.1.9. 3EPLL-IIabc

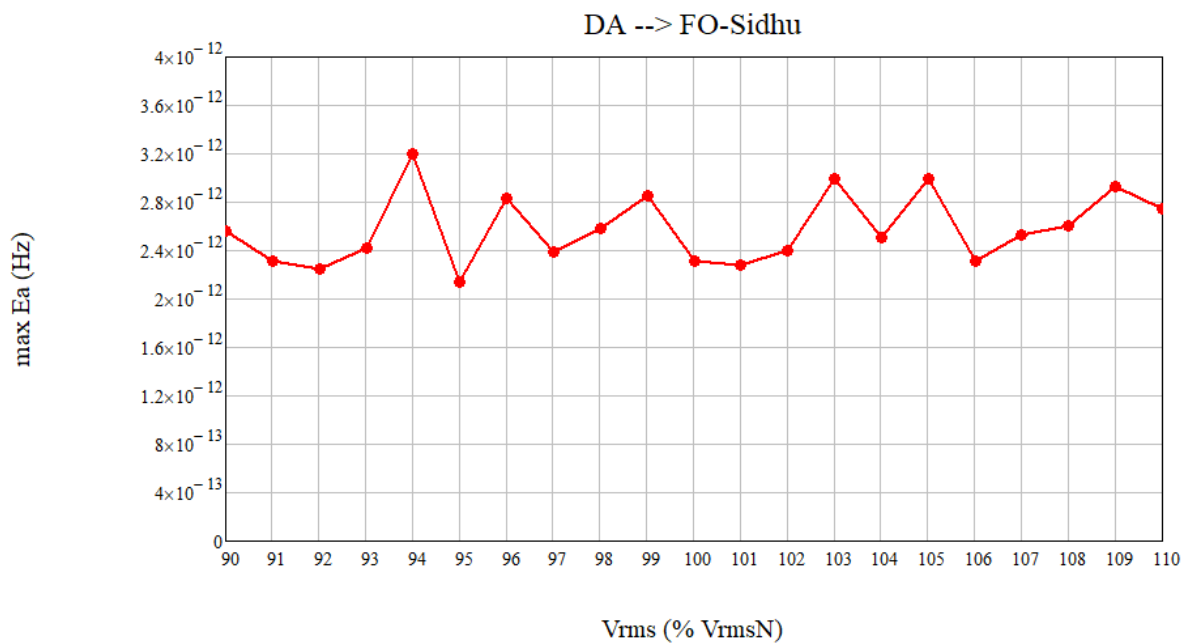
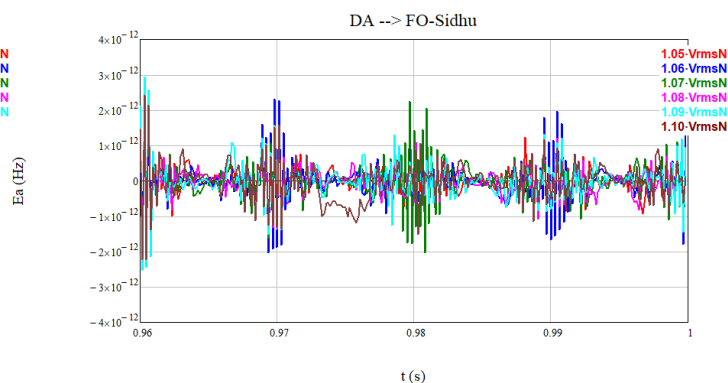
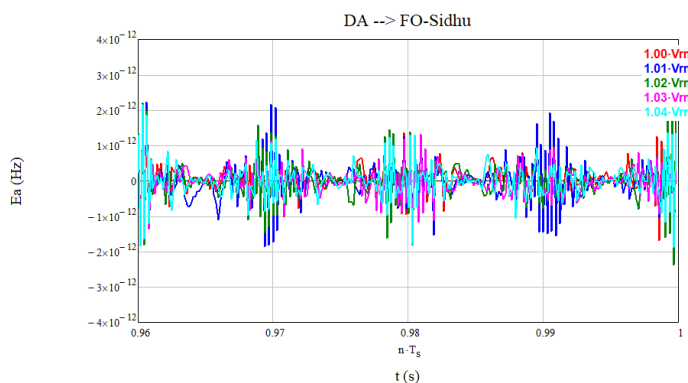
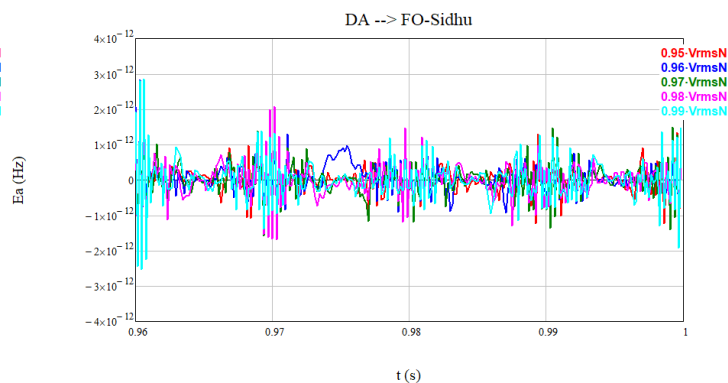
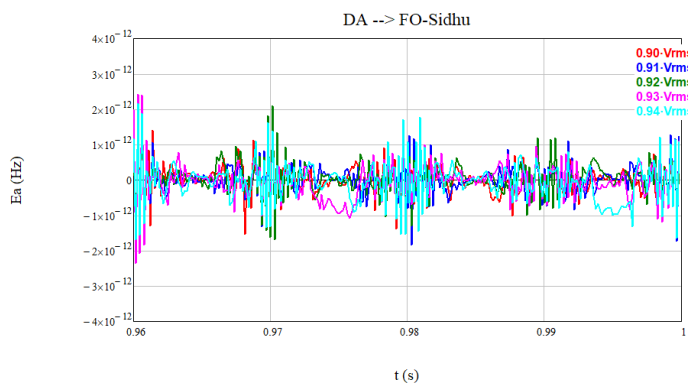


A.2. Señal de prueba: Desviación de amplitud (DA)

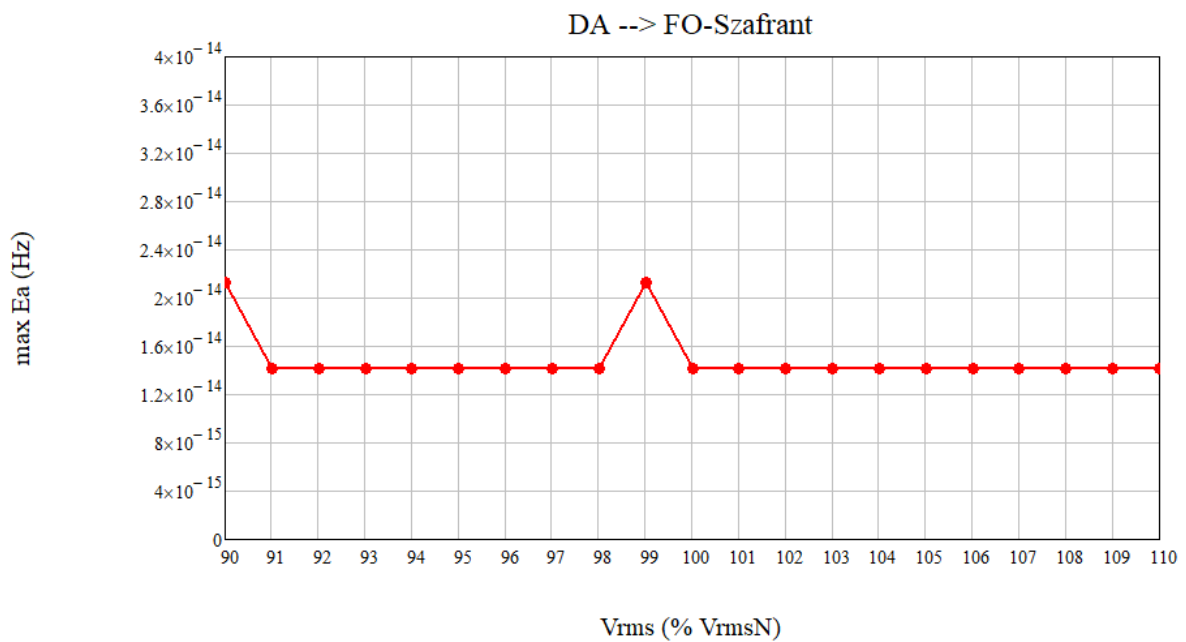
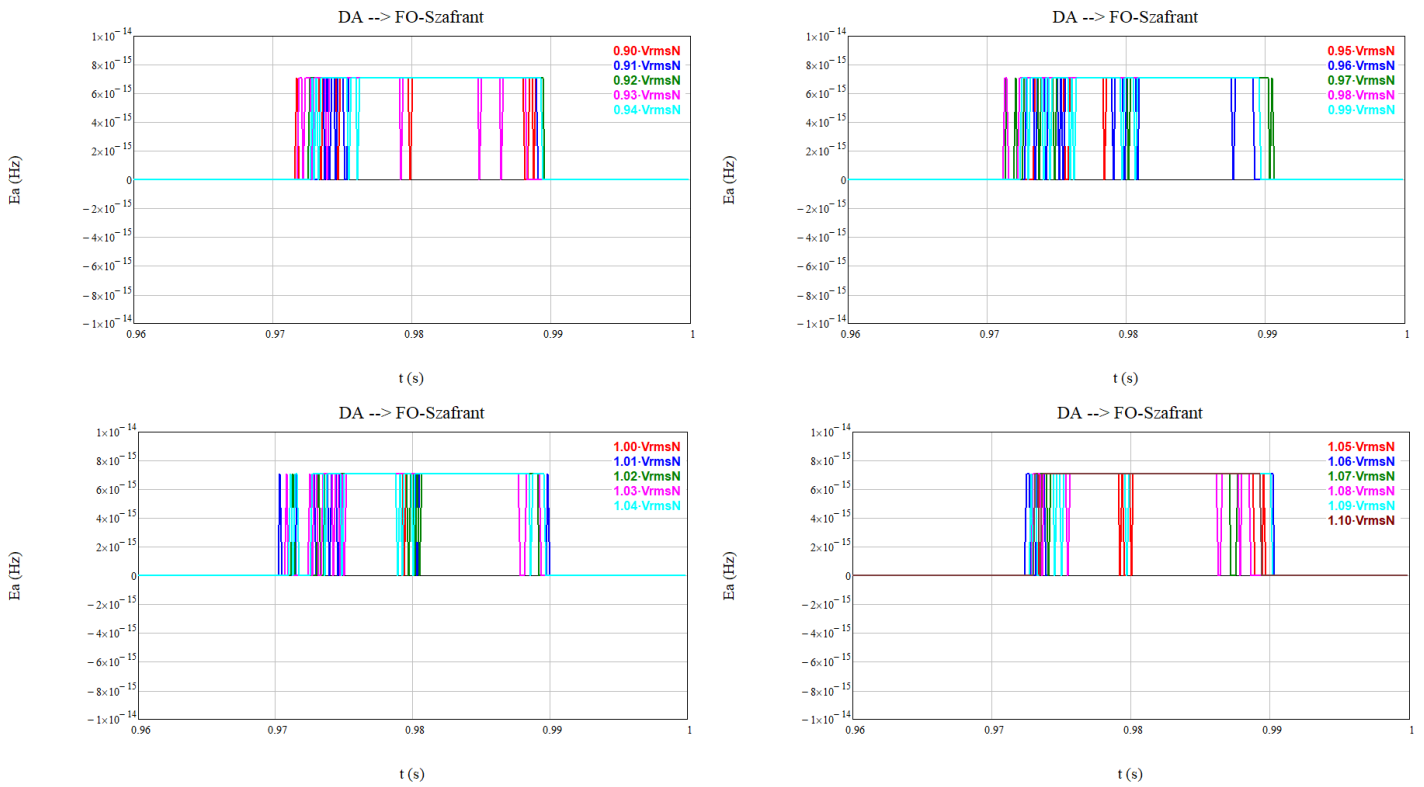
A.2.1. FO-Moore-t



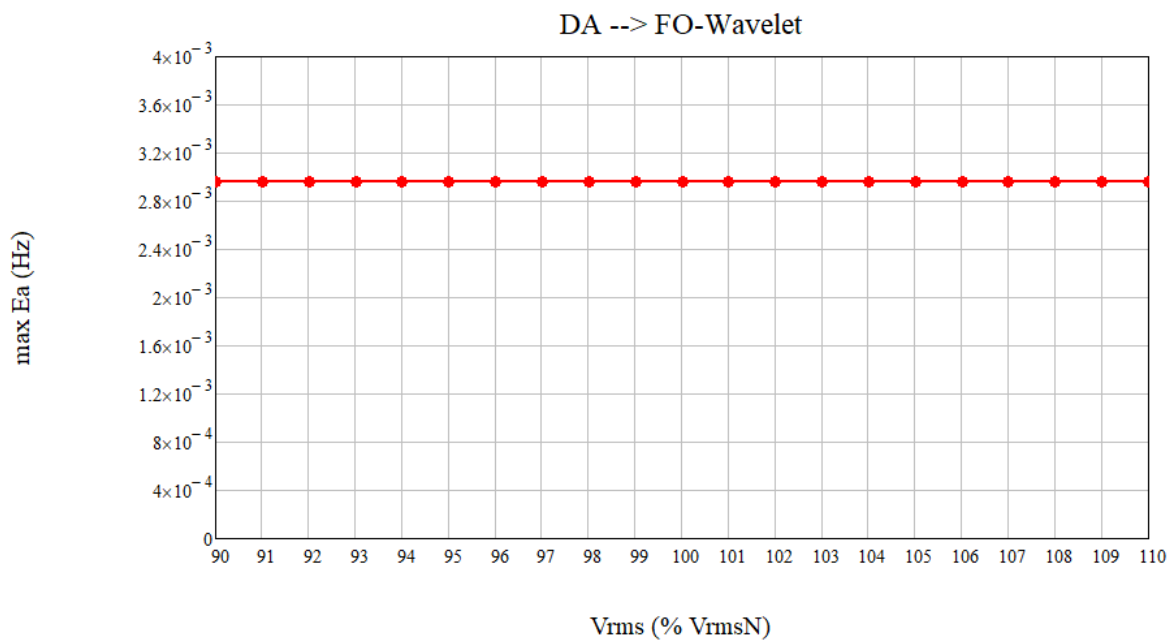
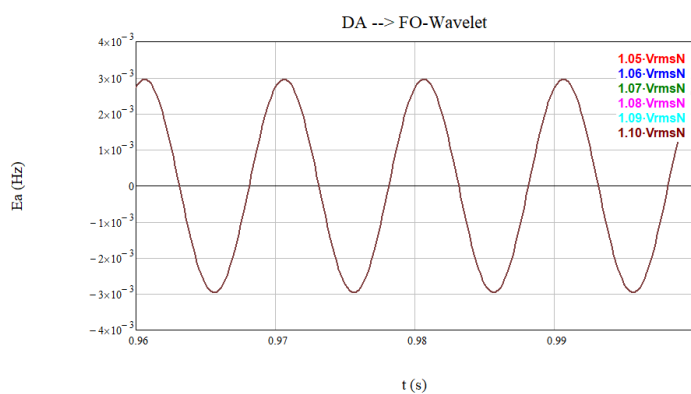
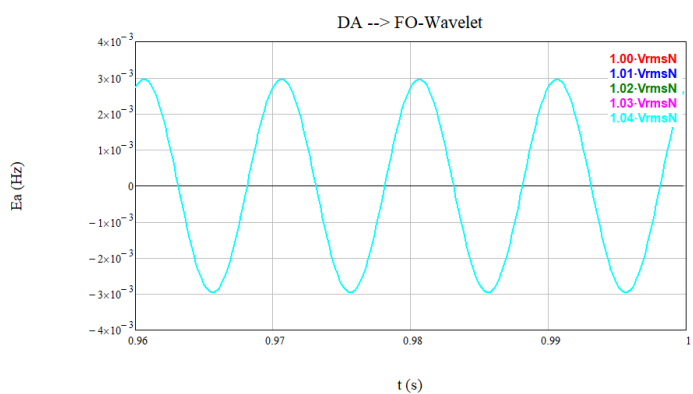
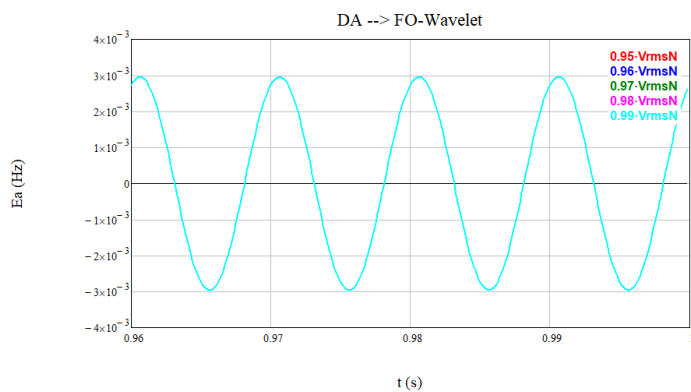
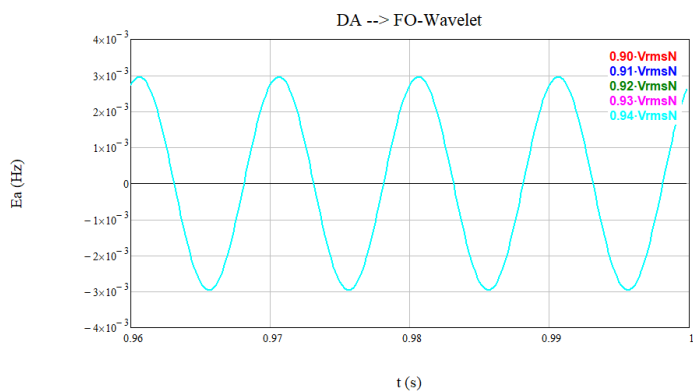
A.2.2. FO-Sidhu-t



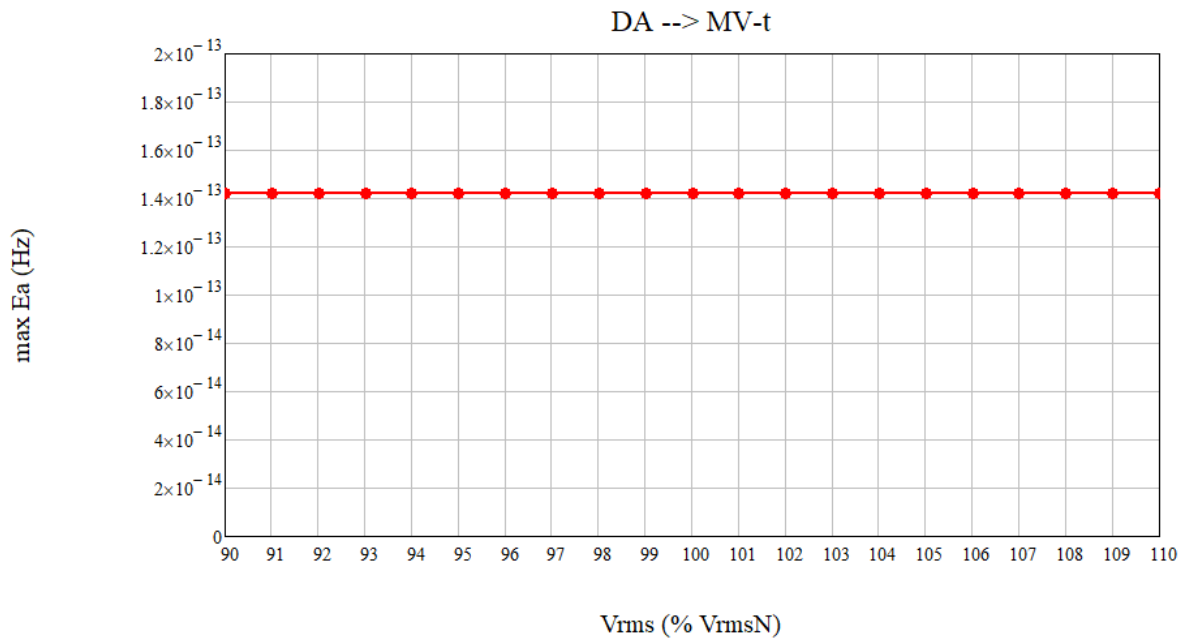
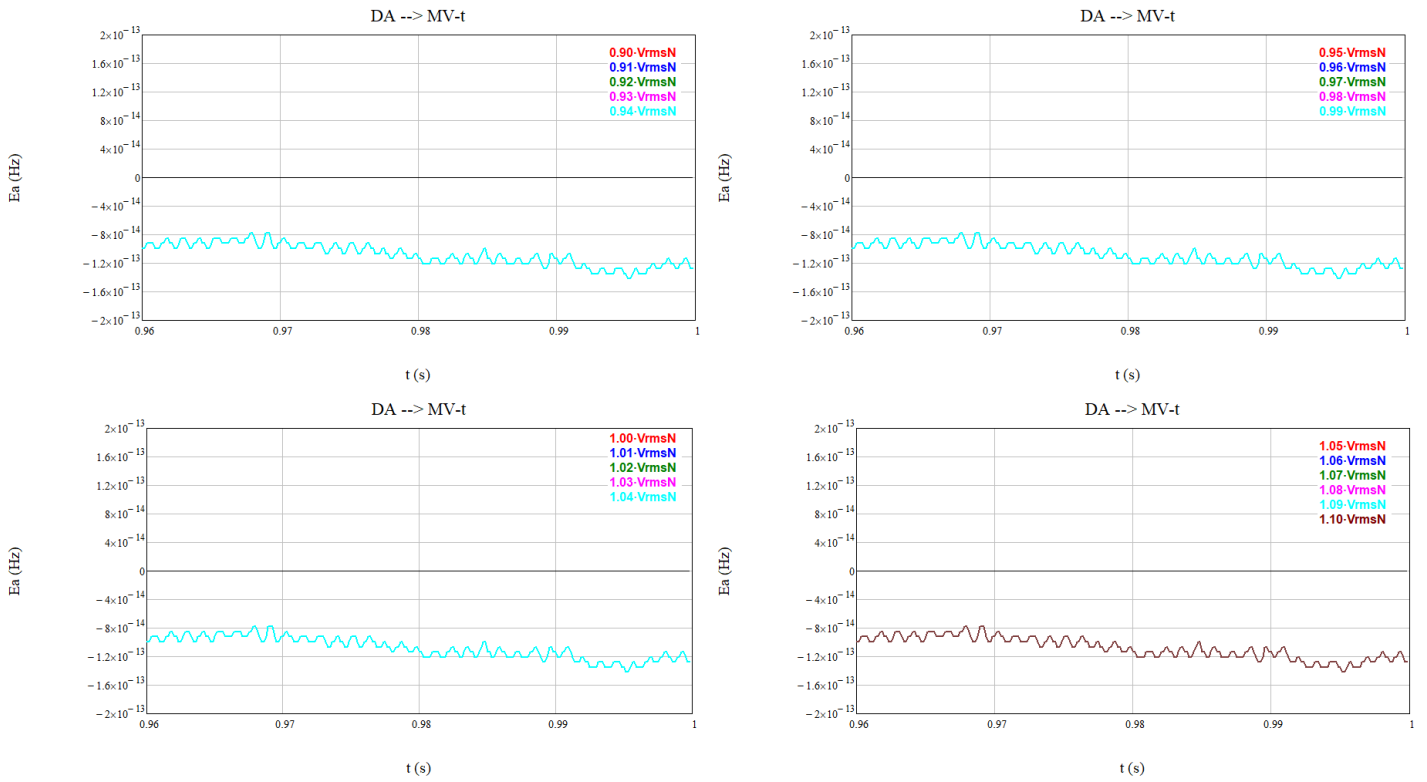
A.2.3. FO-Szafrant-t



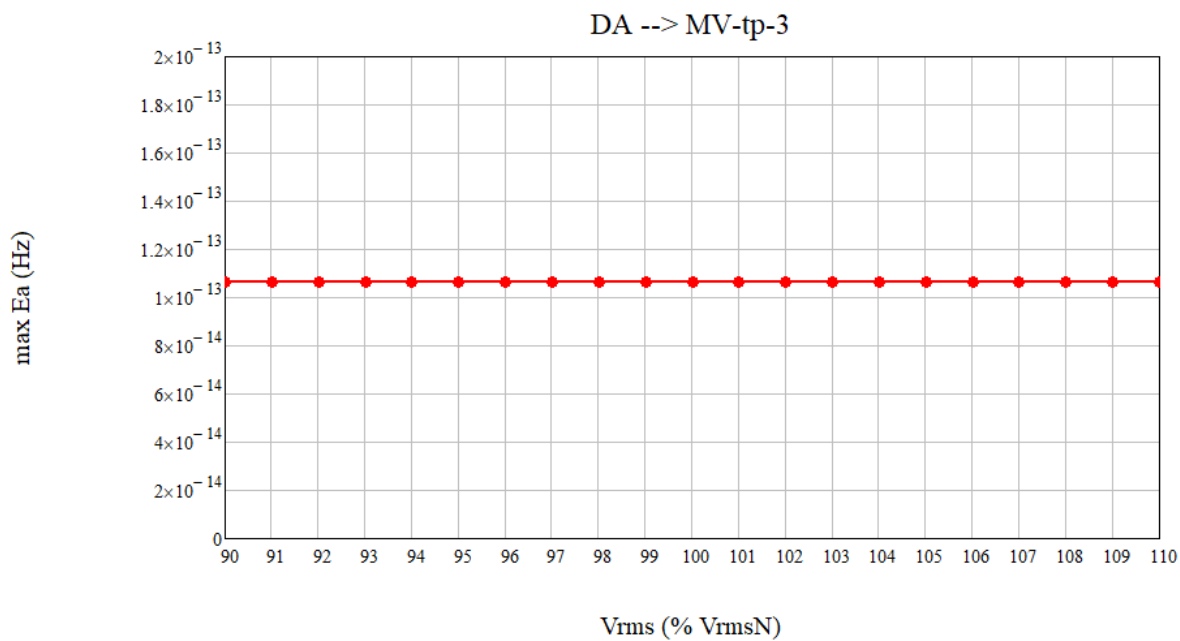
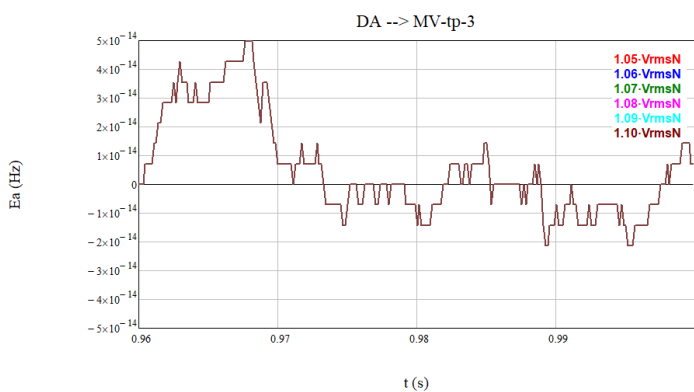
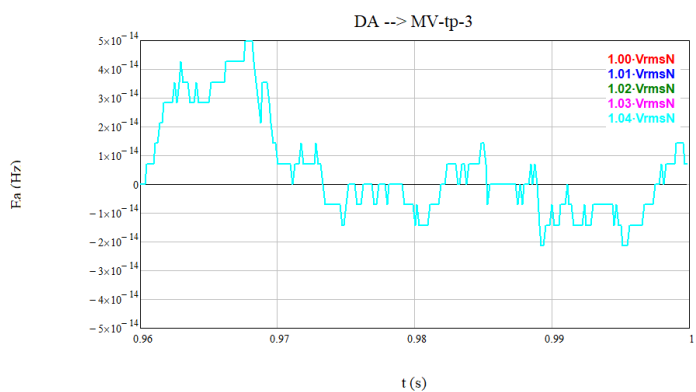
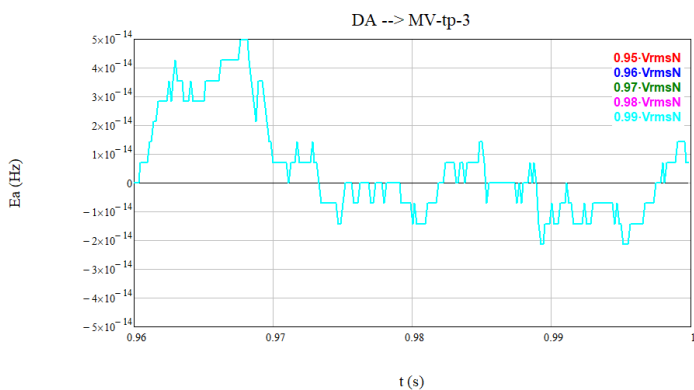
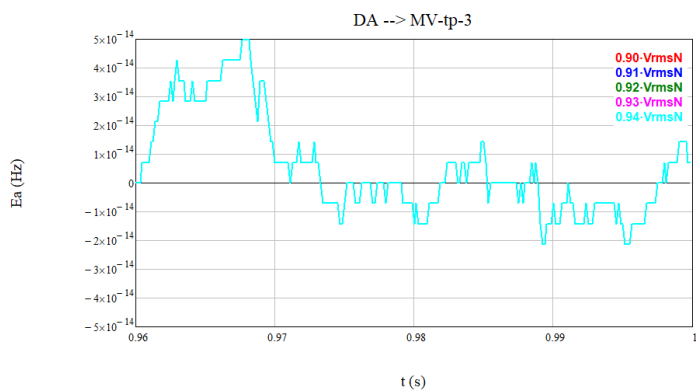
A.2.4. FO-Wavelet-t



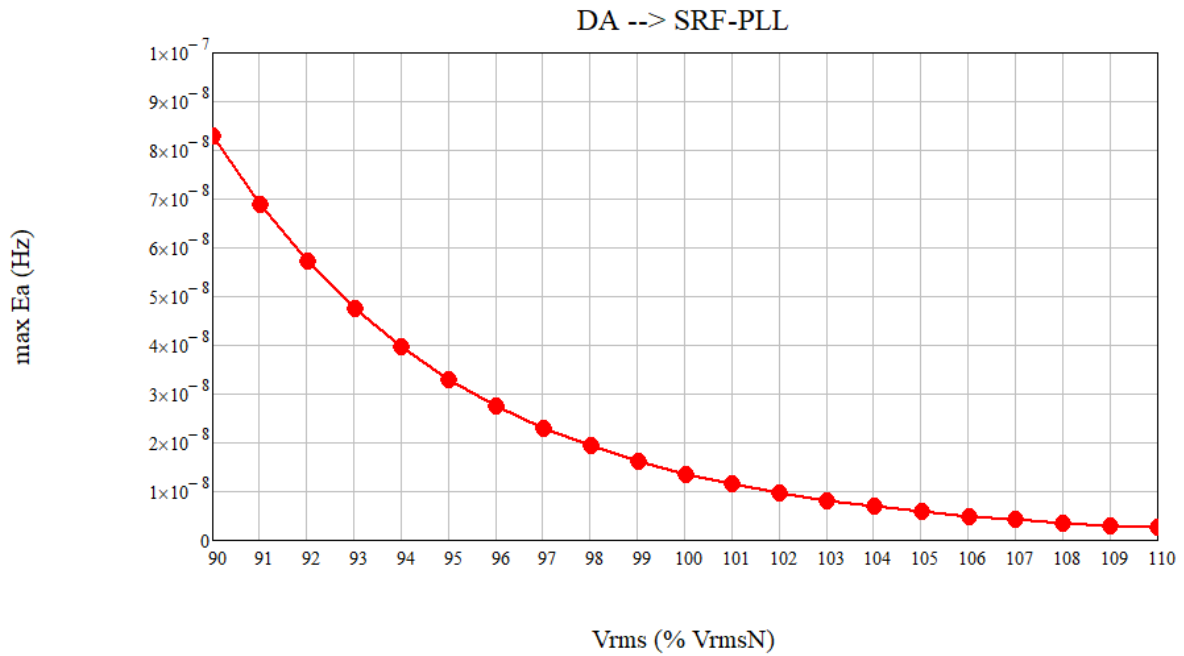
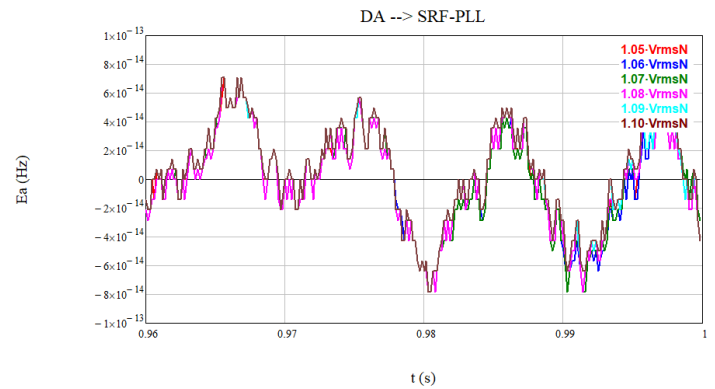
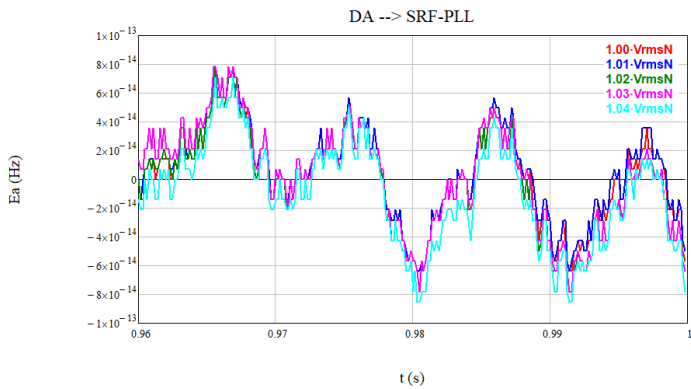
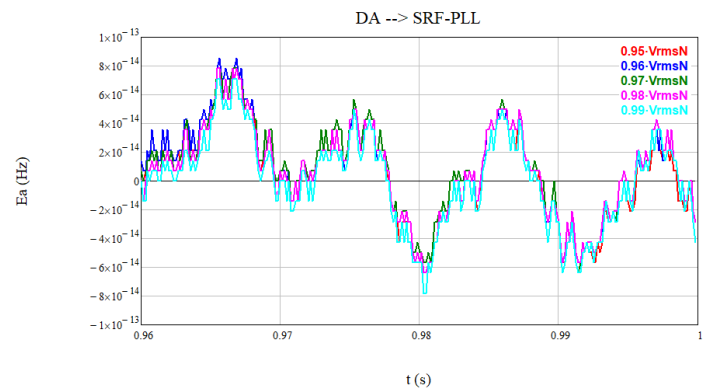
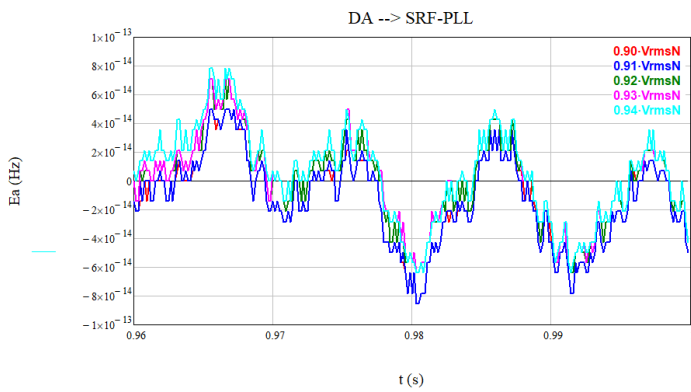
A.2.5. MV-t



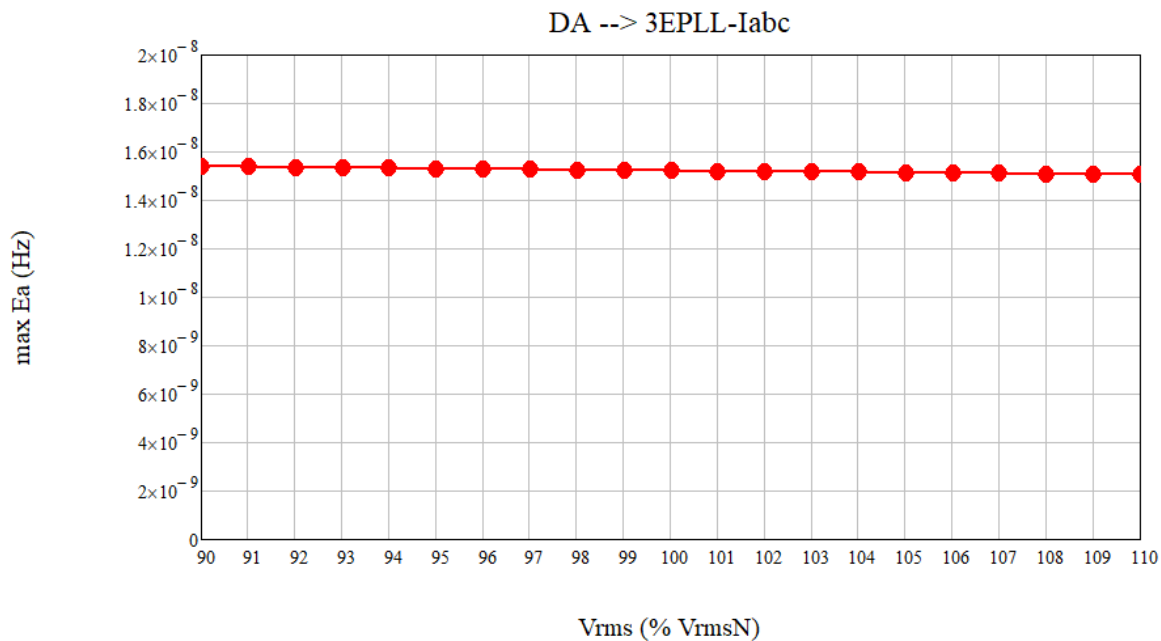
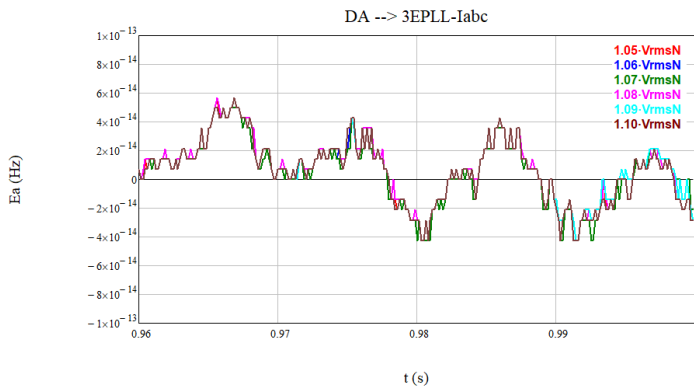
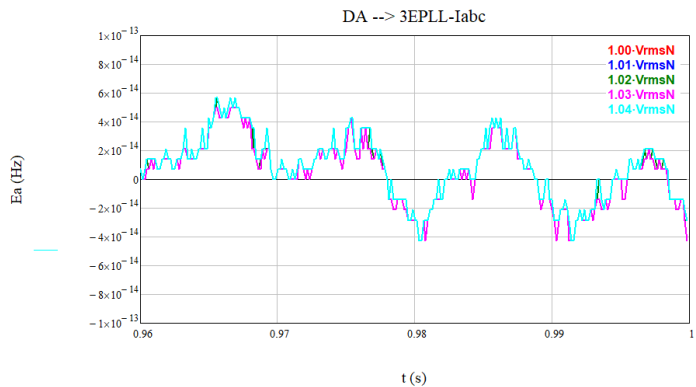
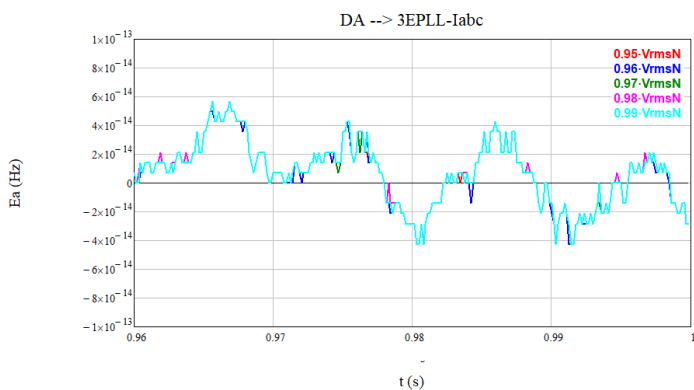
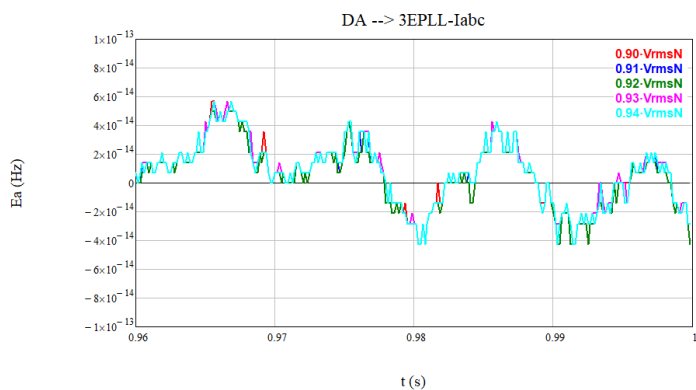
A.2.6. MV-tp-3



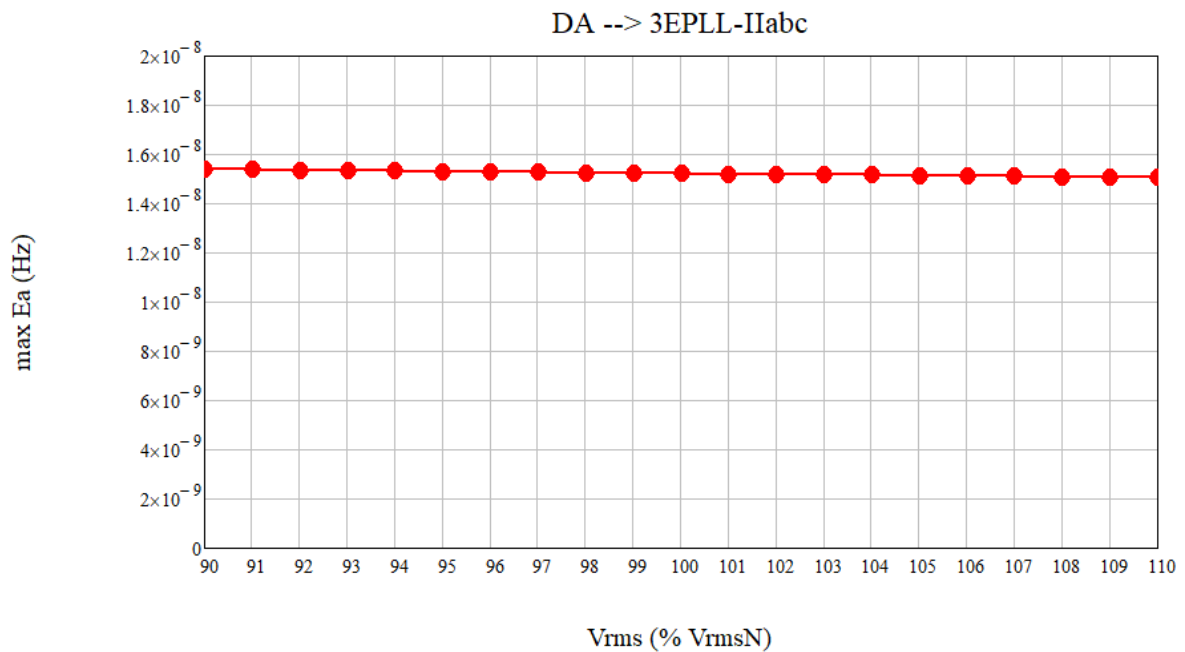
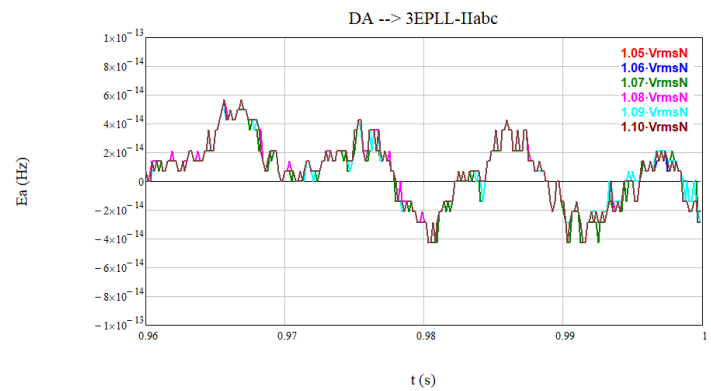
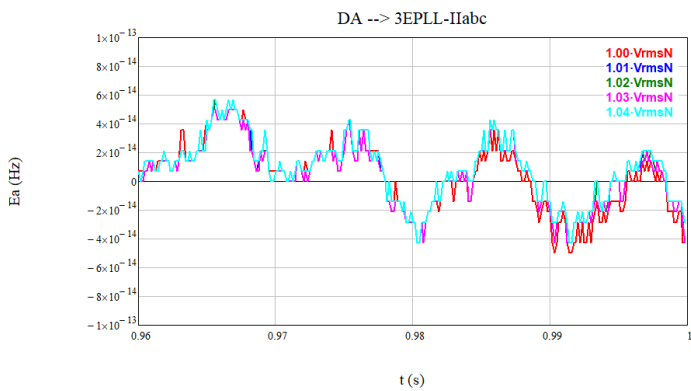
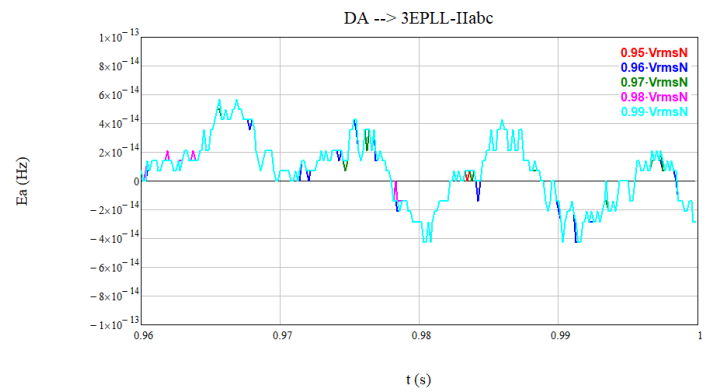
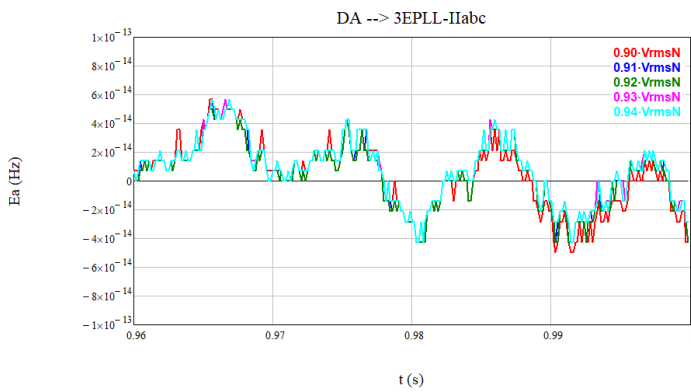
A.2.7. SRF-PLL



A.2.8. 3EPLL-Iabc

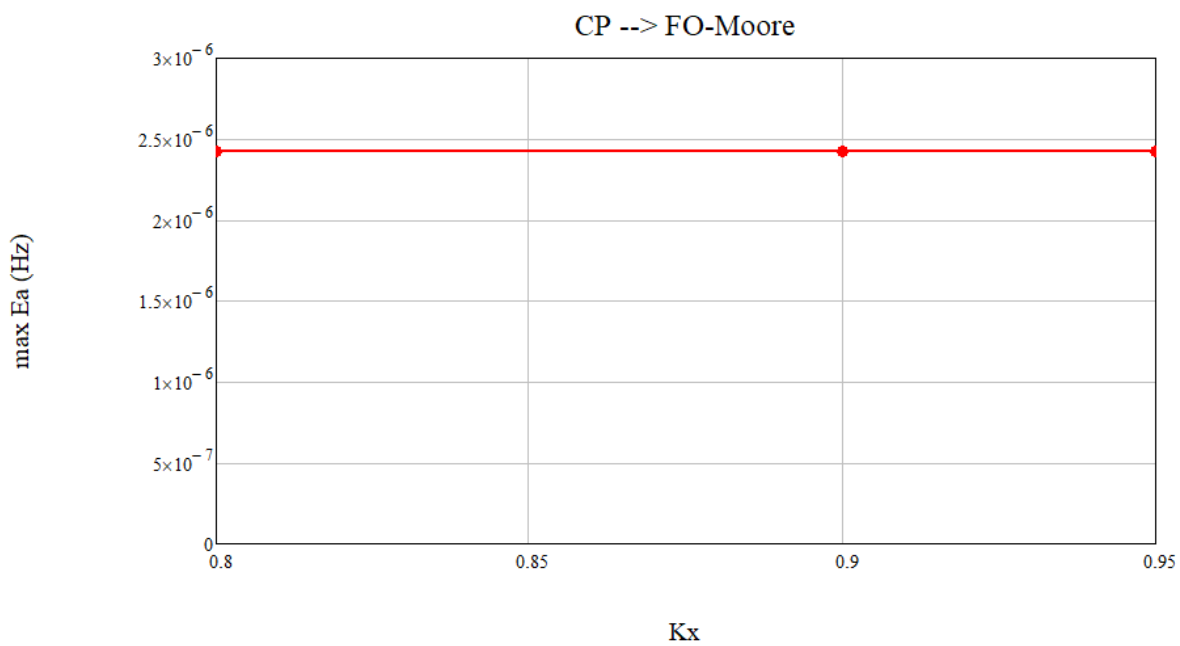
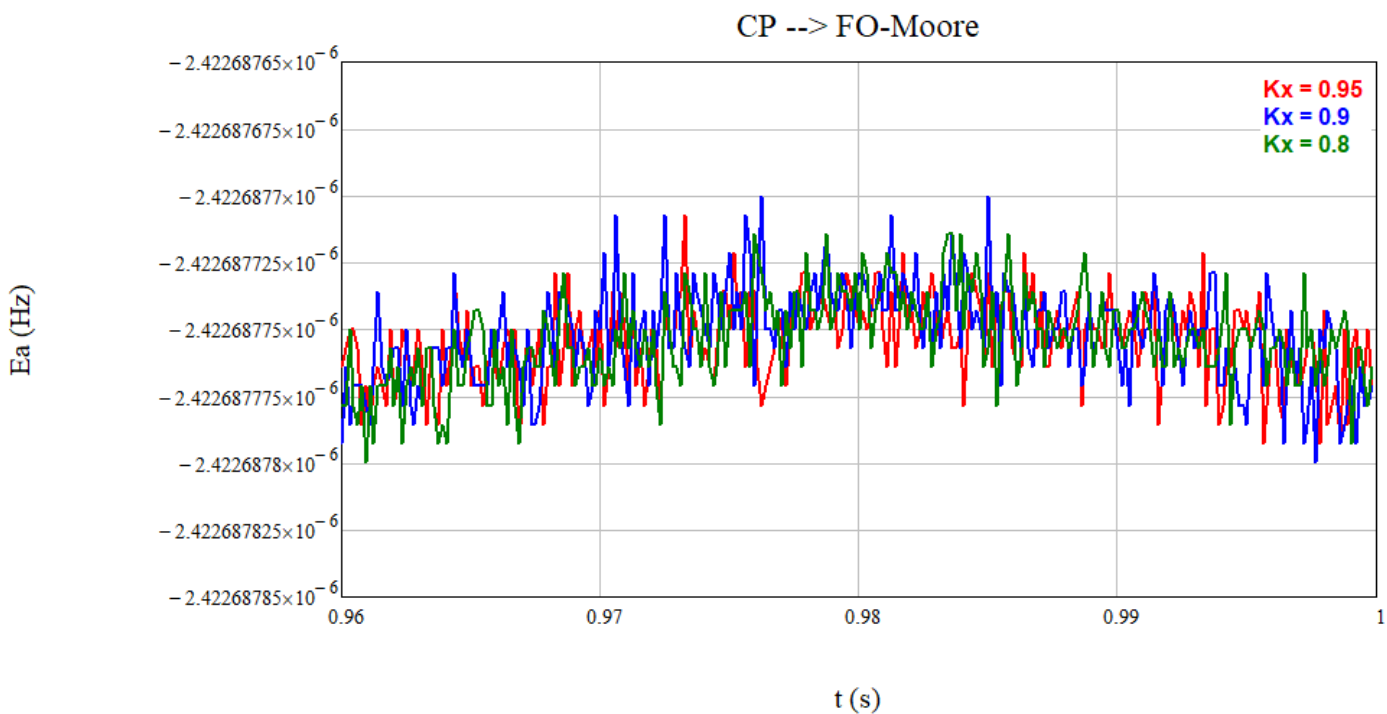


A.2.9. 3EPLL-IIabc

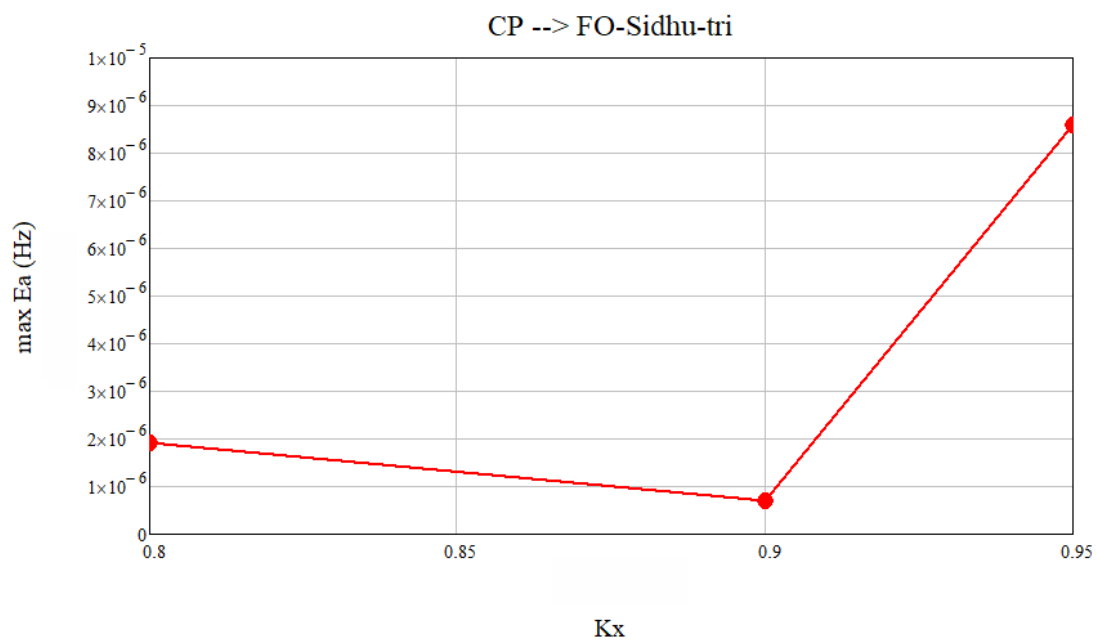
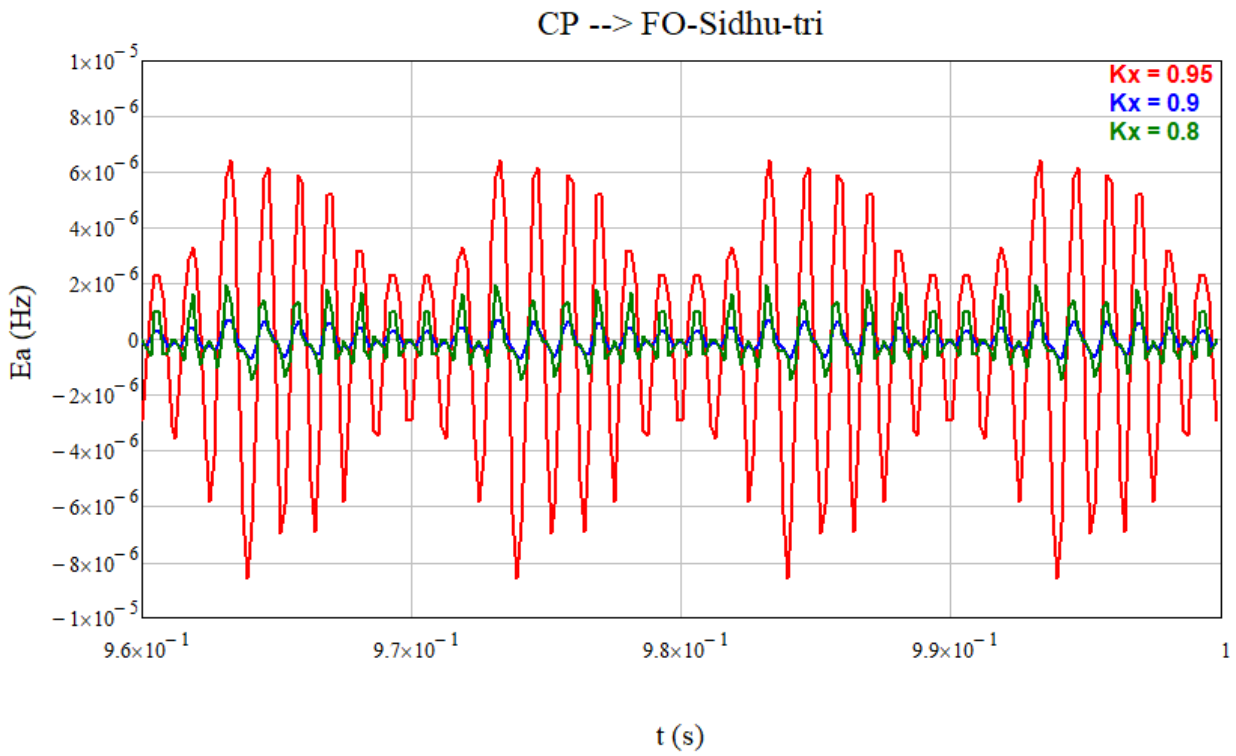


A.3. Señal de prueba: Curva plana (CP)

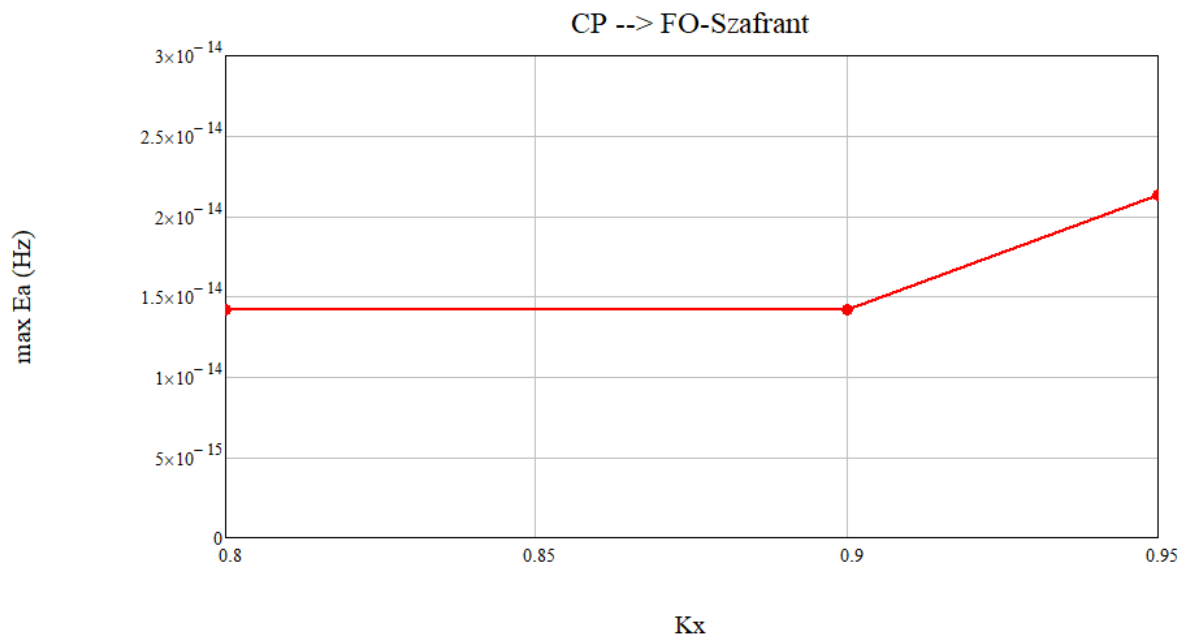
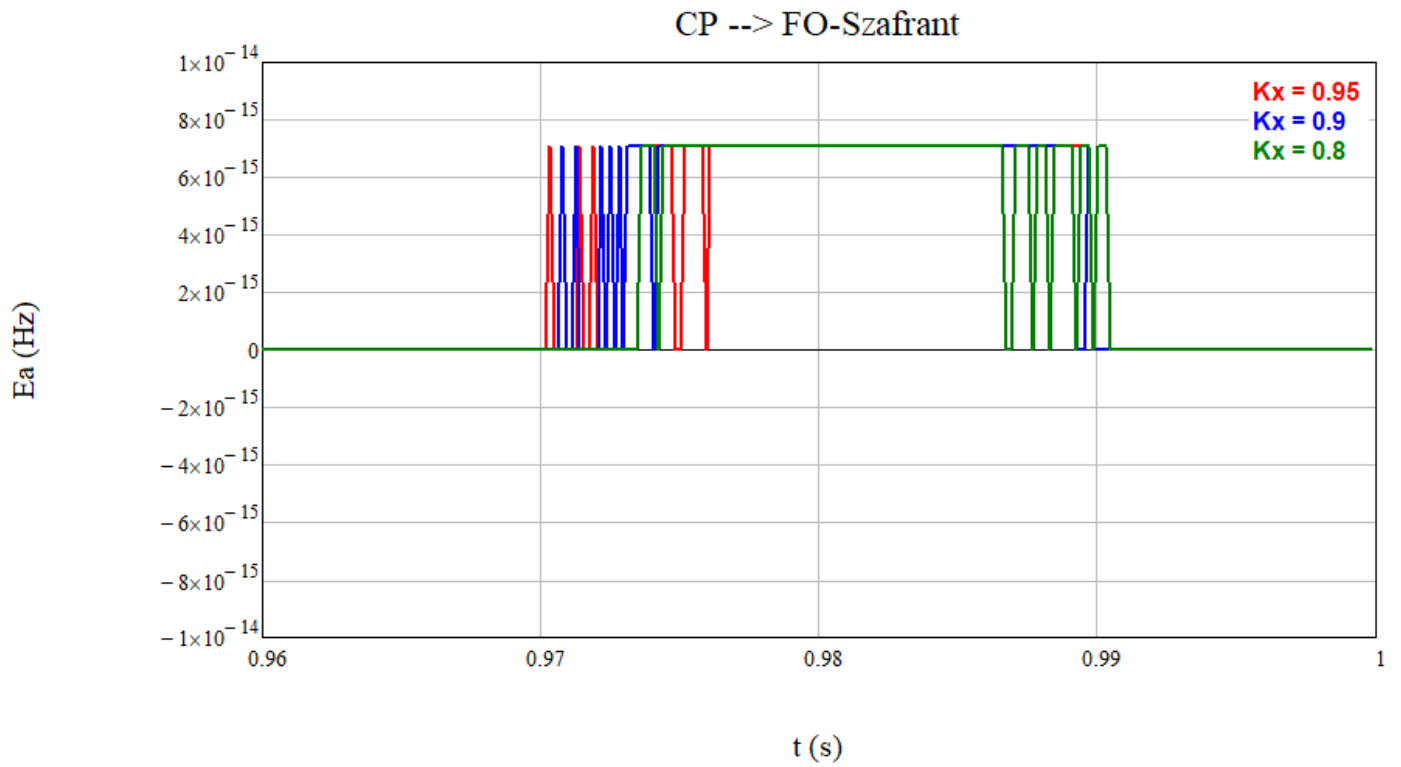
A.3.1. FO-Moore-t



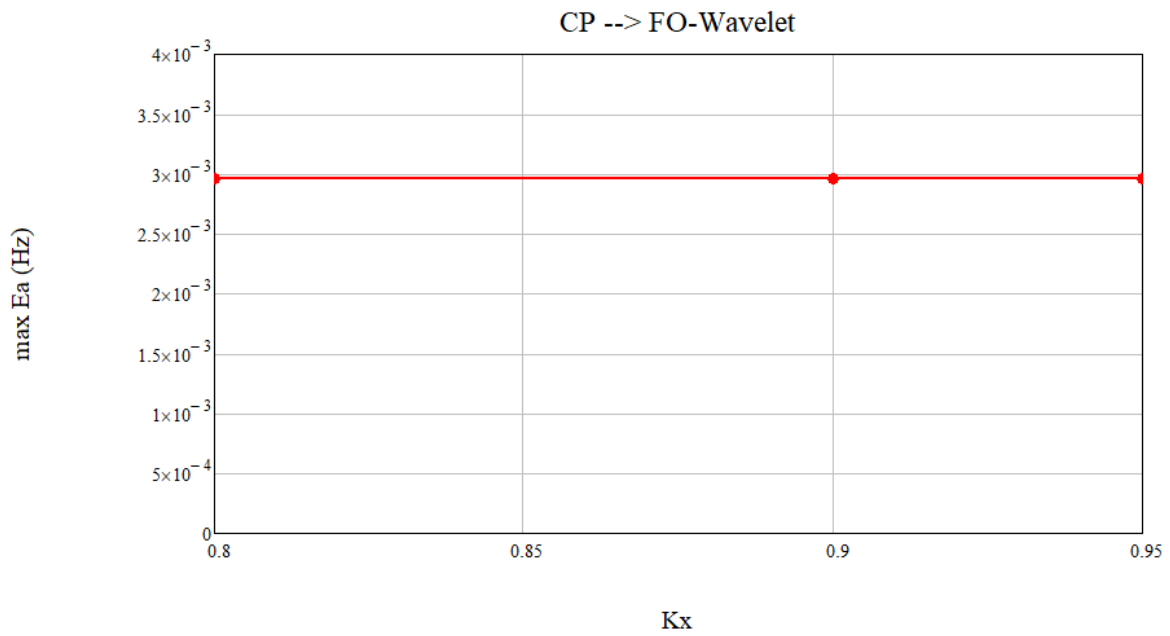
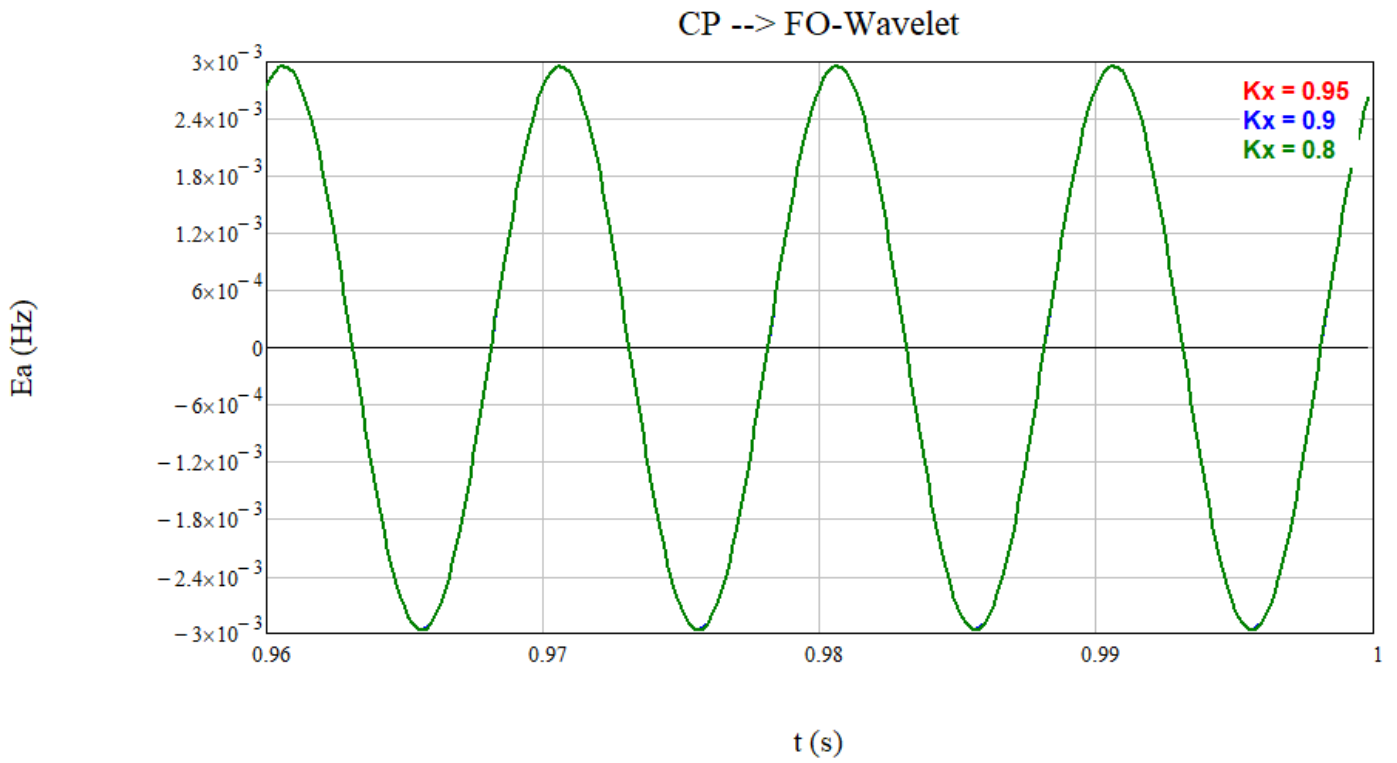
A.3.2. FO-Sidhu-t



A.3.3. FO-Szafrant-t

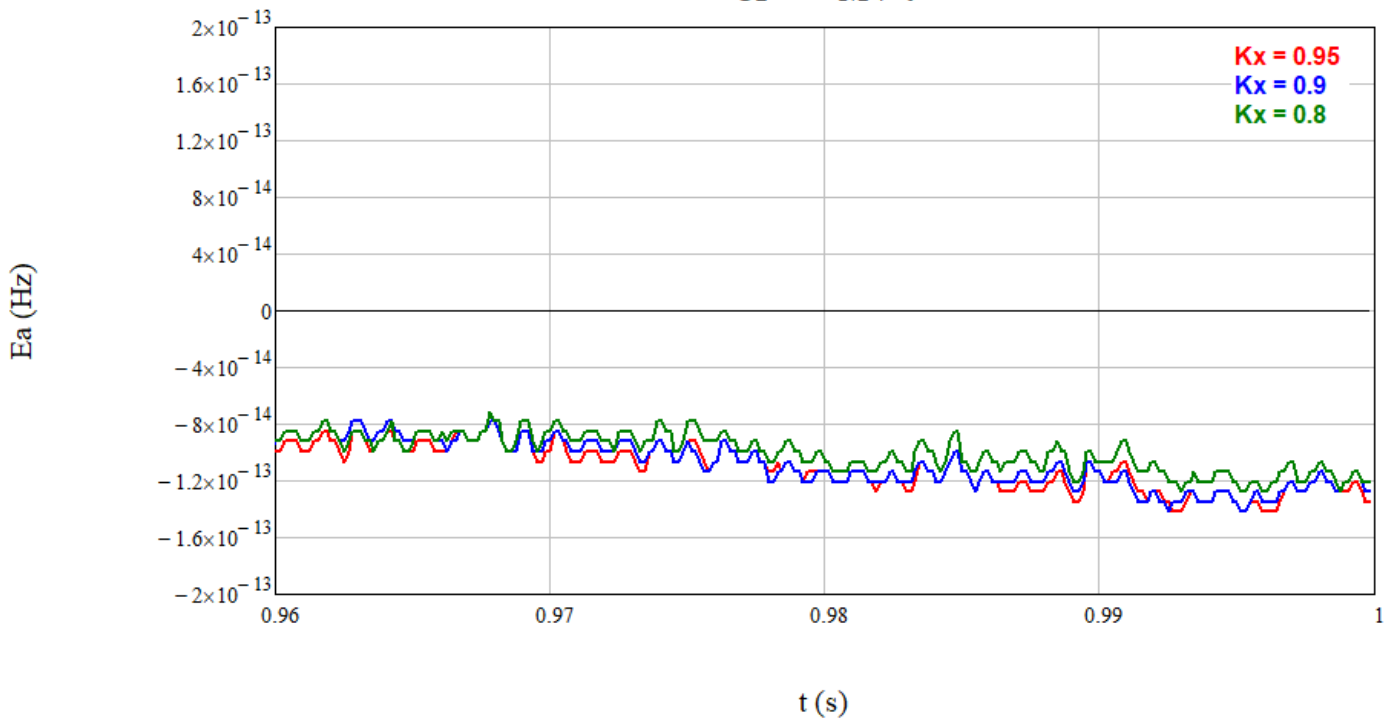


A.3.4. FO-Wavelet-t

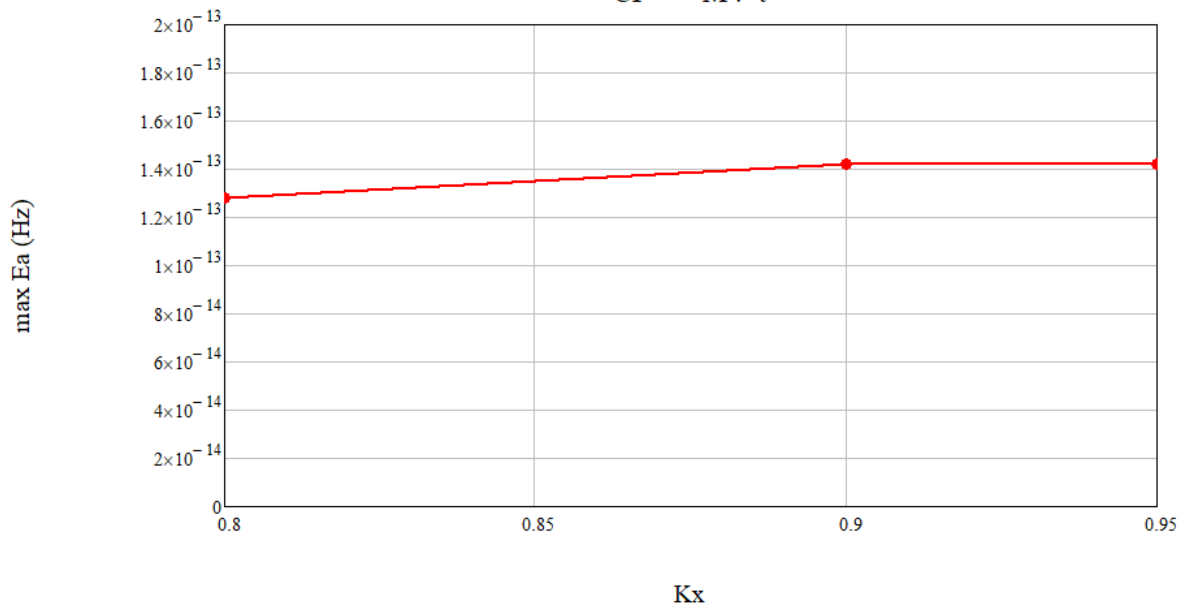


A.3.5. MV-t

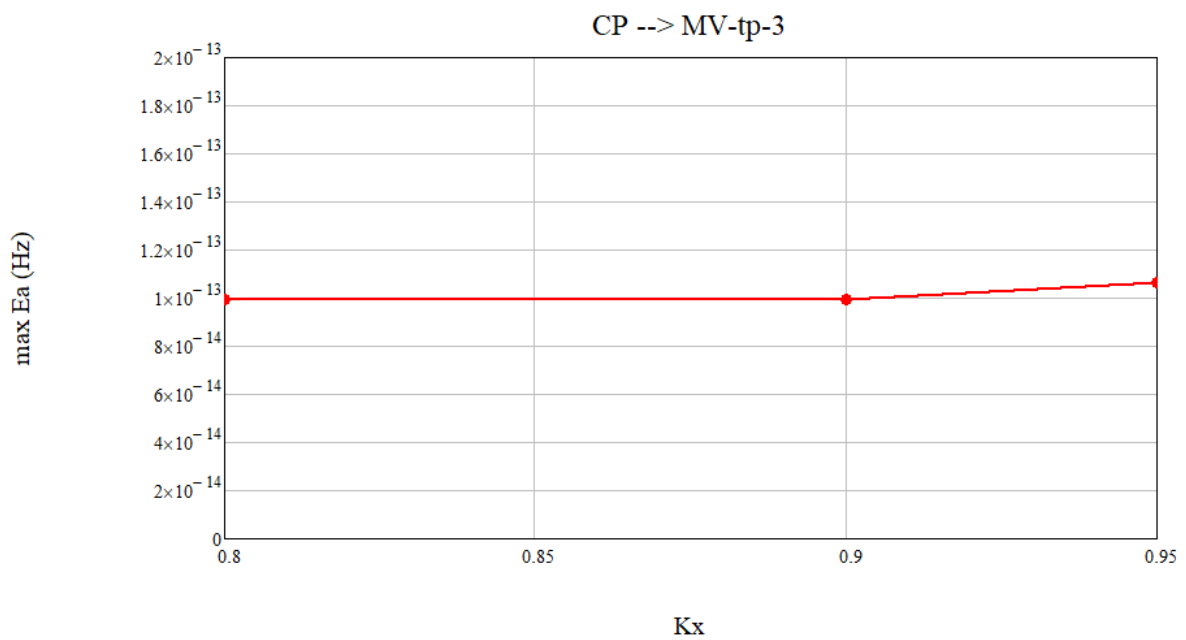
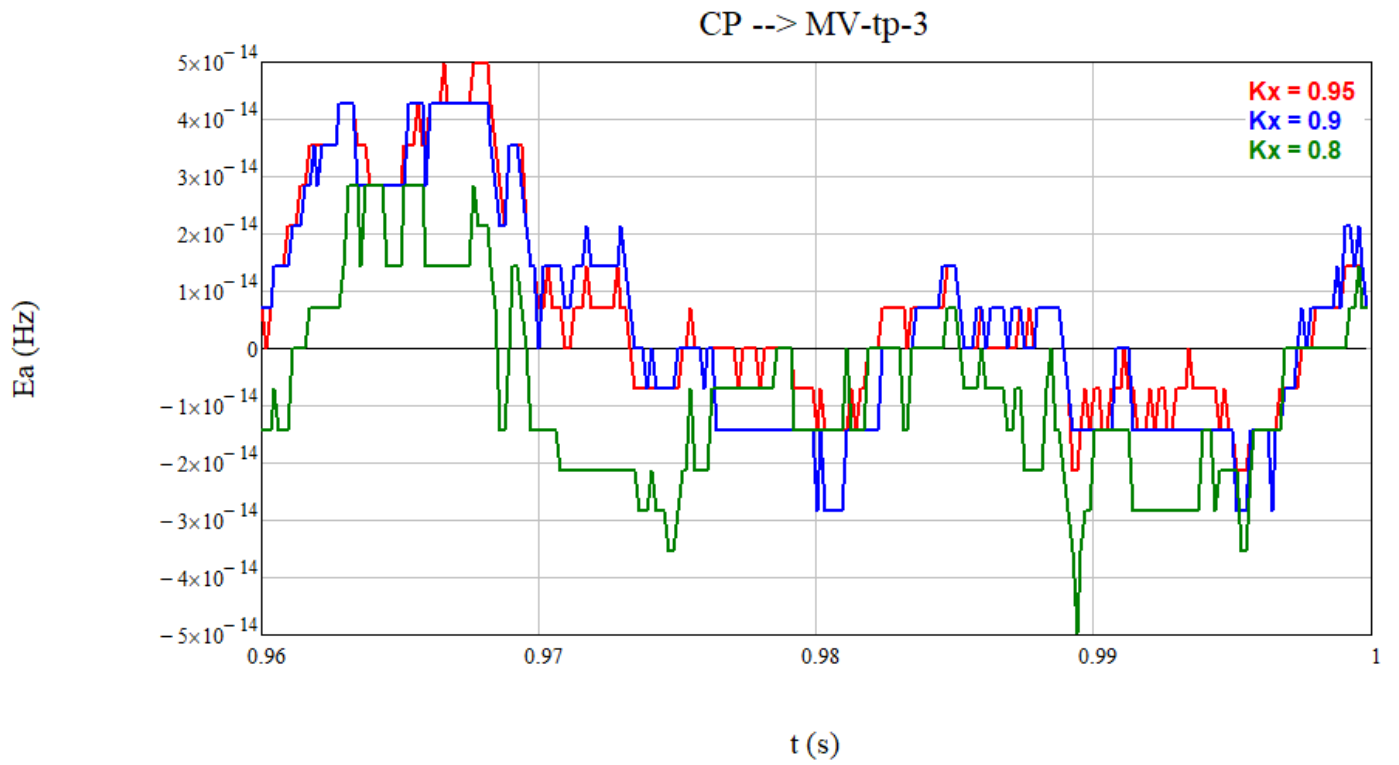
CP --> MV-t



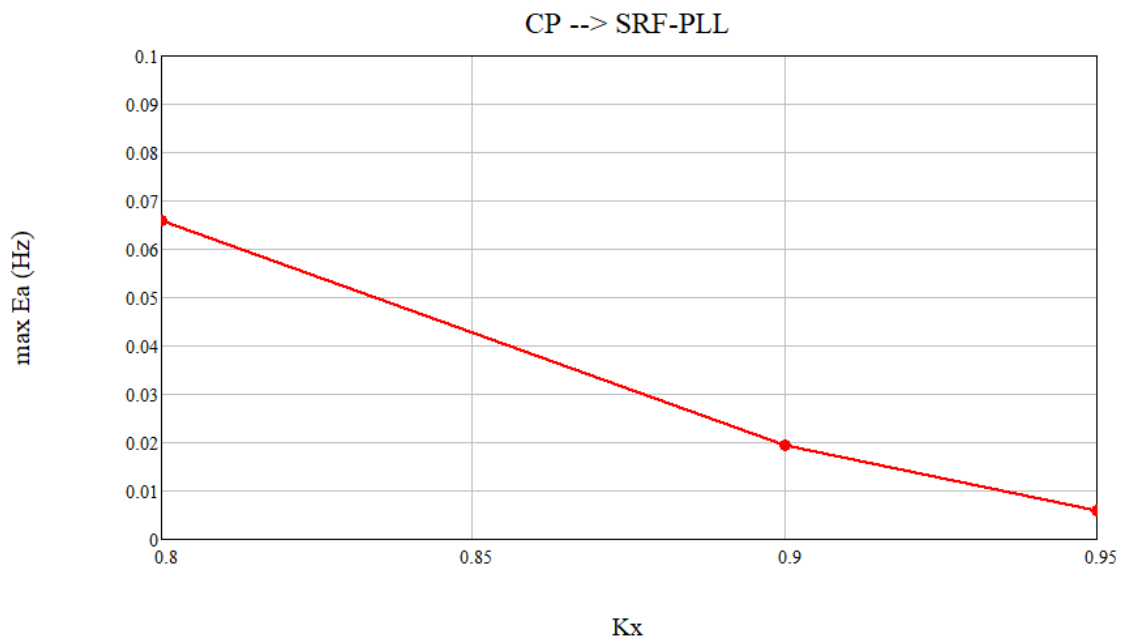
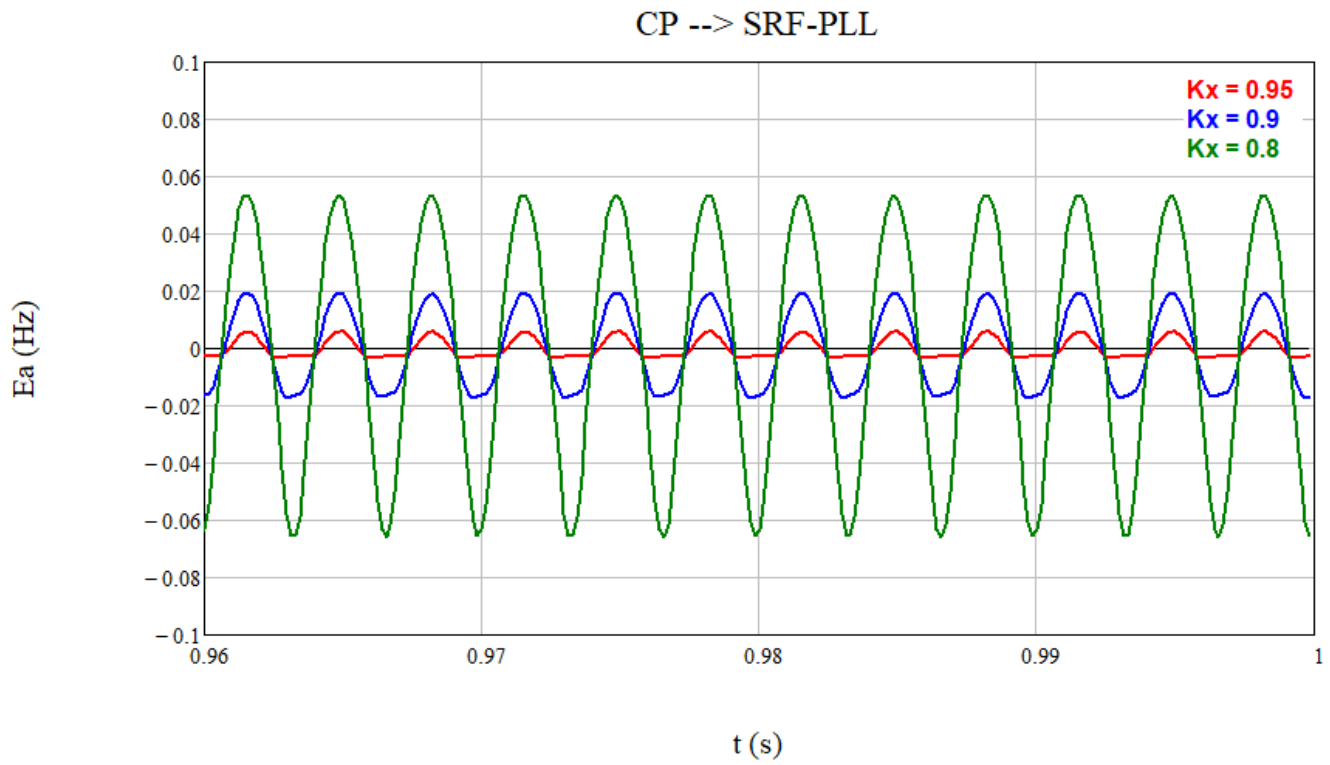
CP --> MV-t



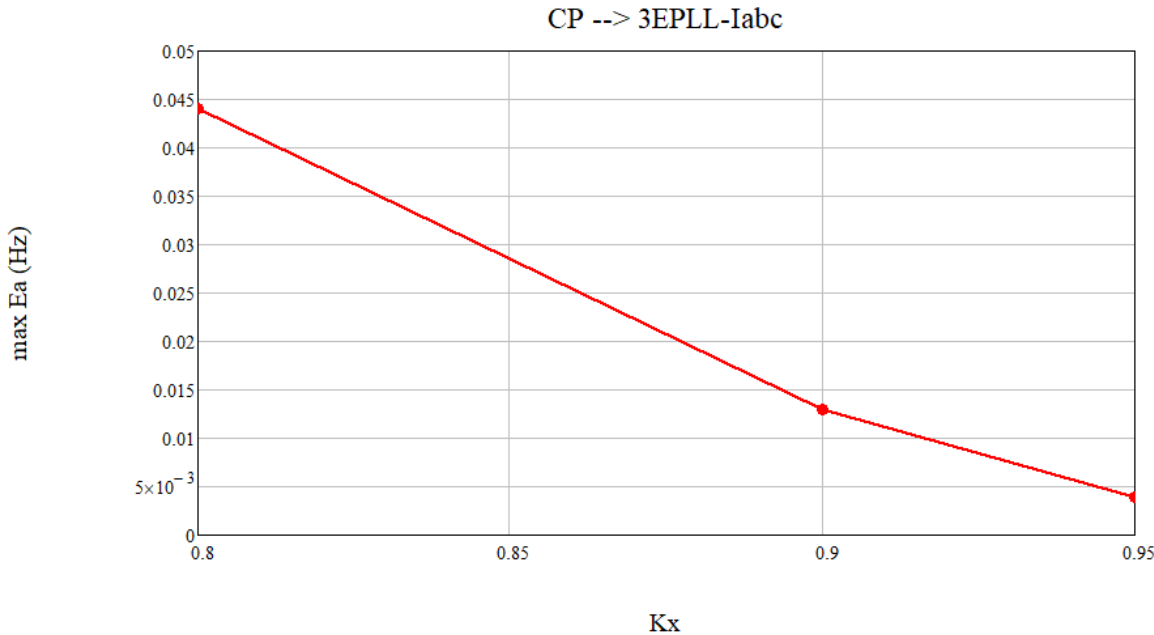
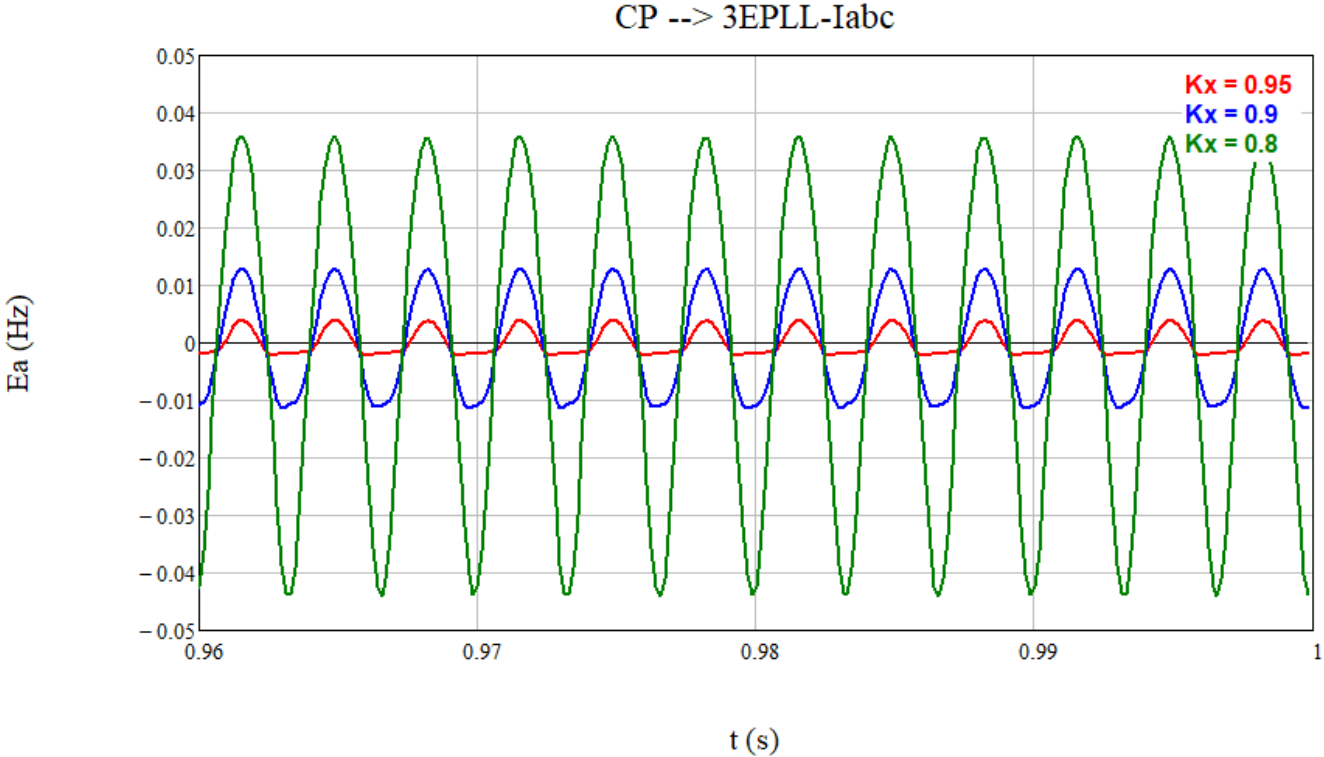
A.3.6. MV-tp-3



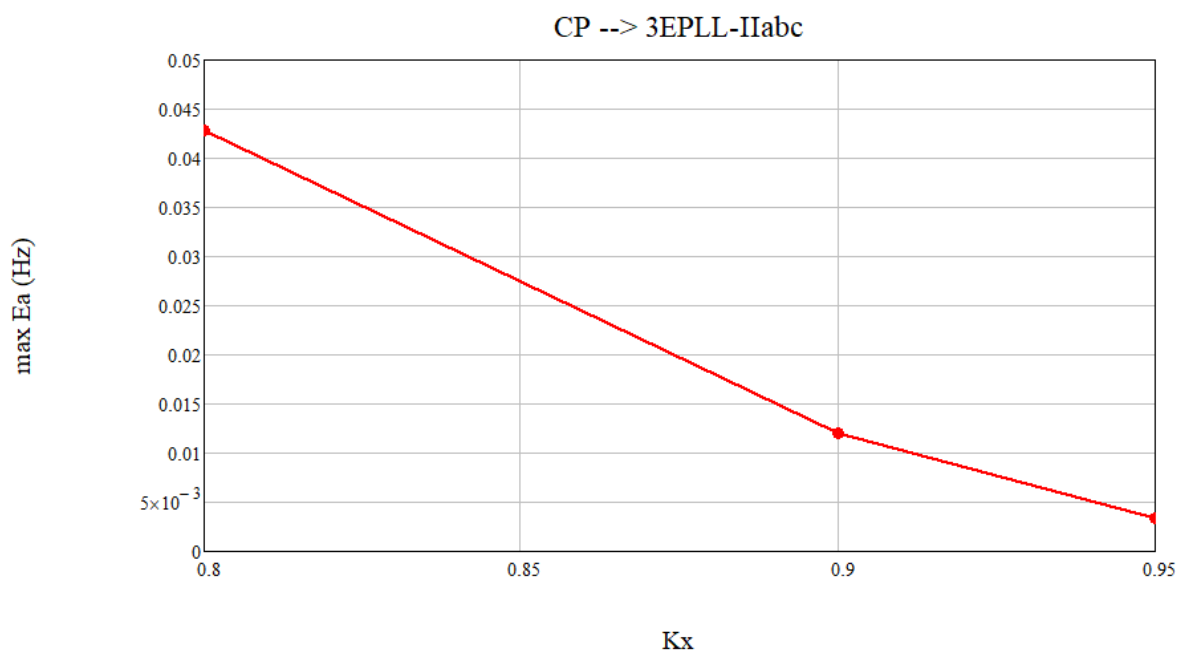
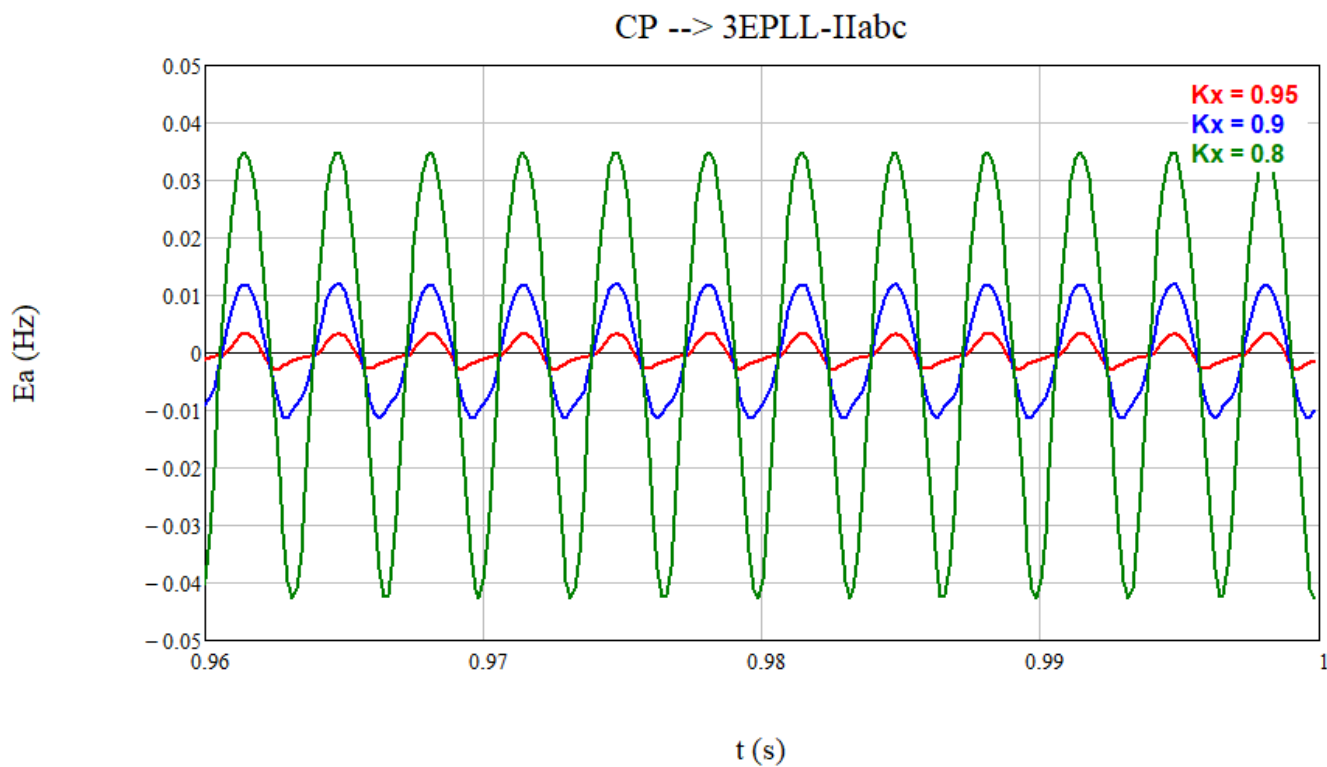
A.3.7. SRF-PLL



A.3.8. 3EPLL-Iabc

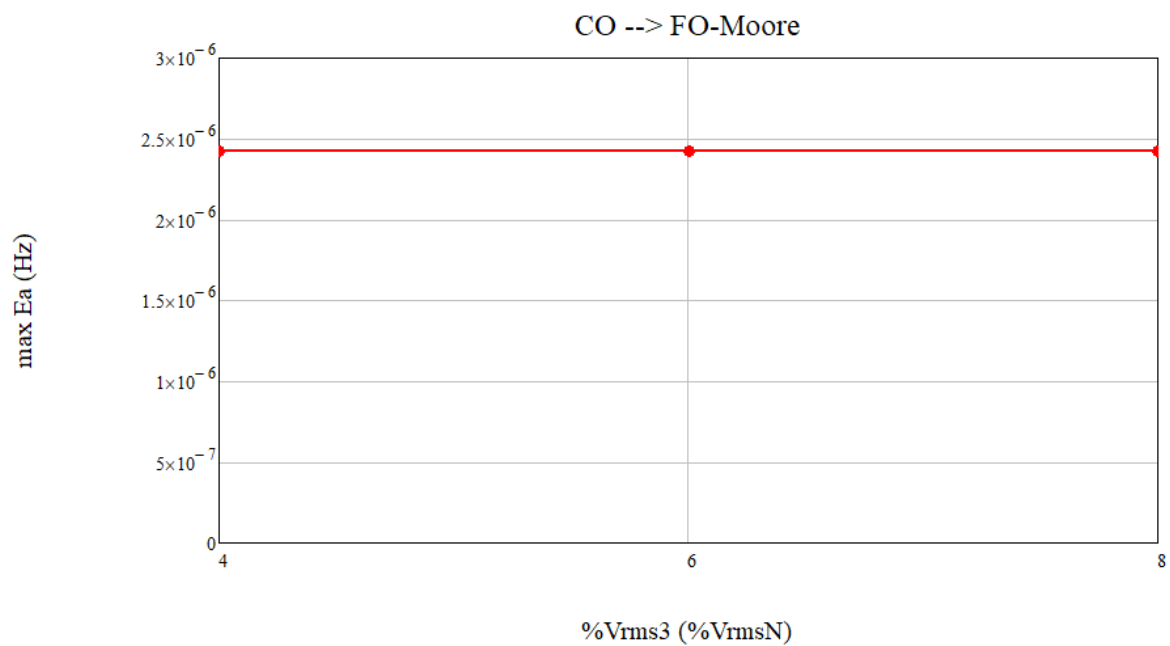
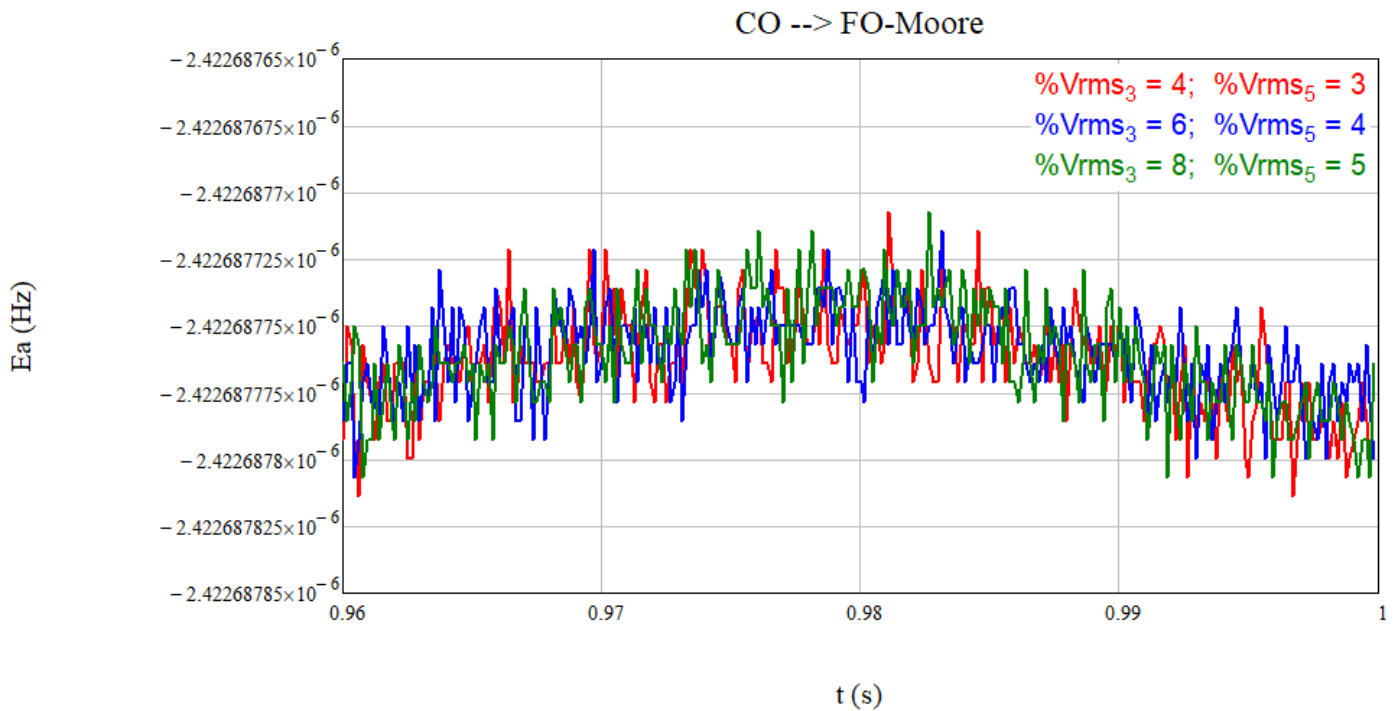


A.3.9. 3EPLL-IIabc

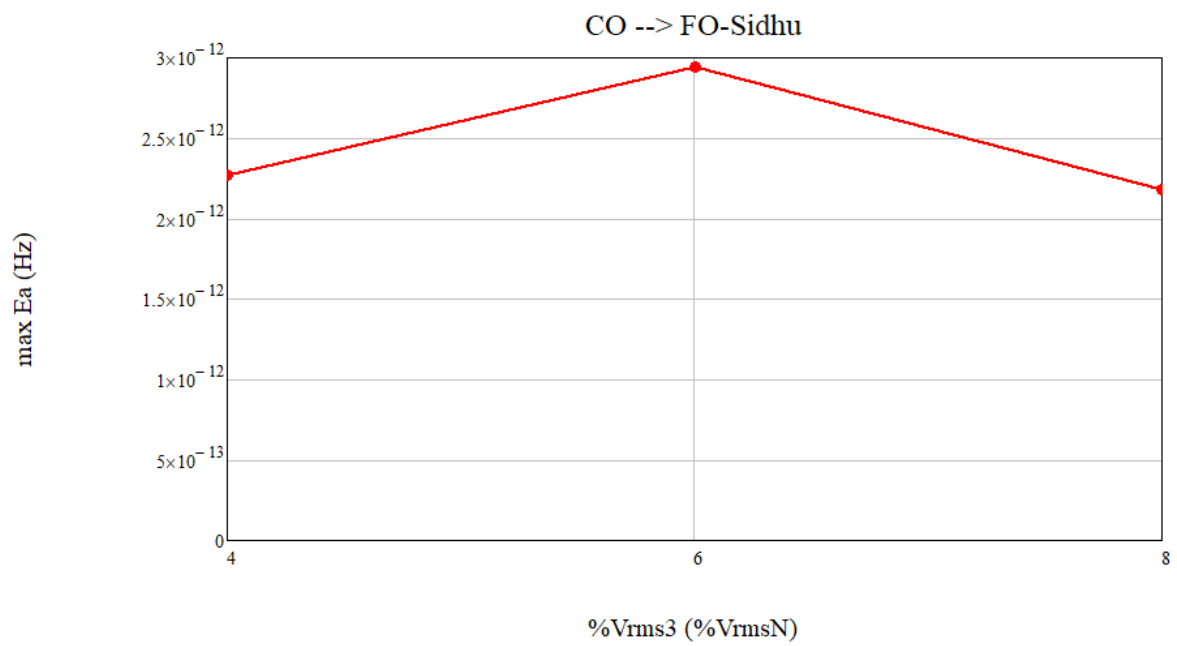
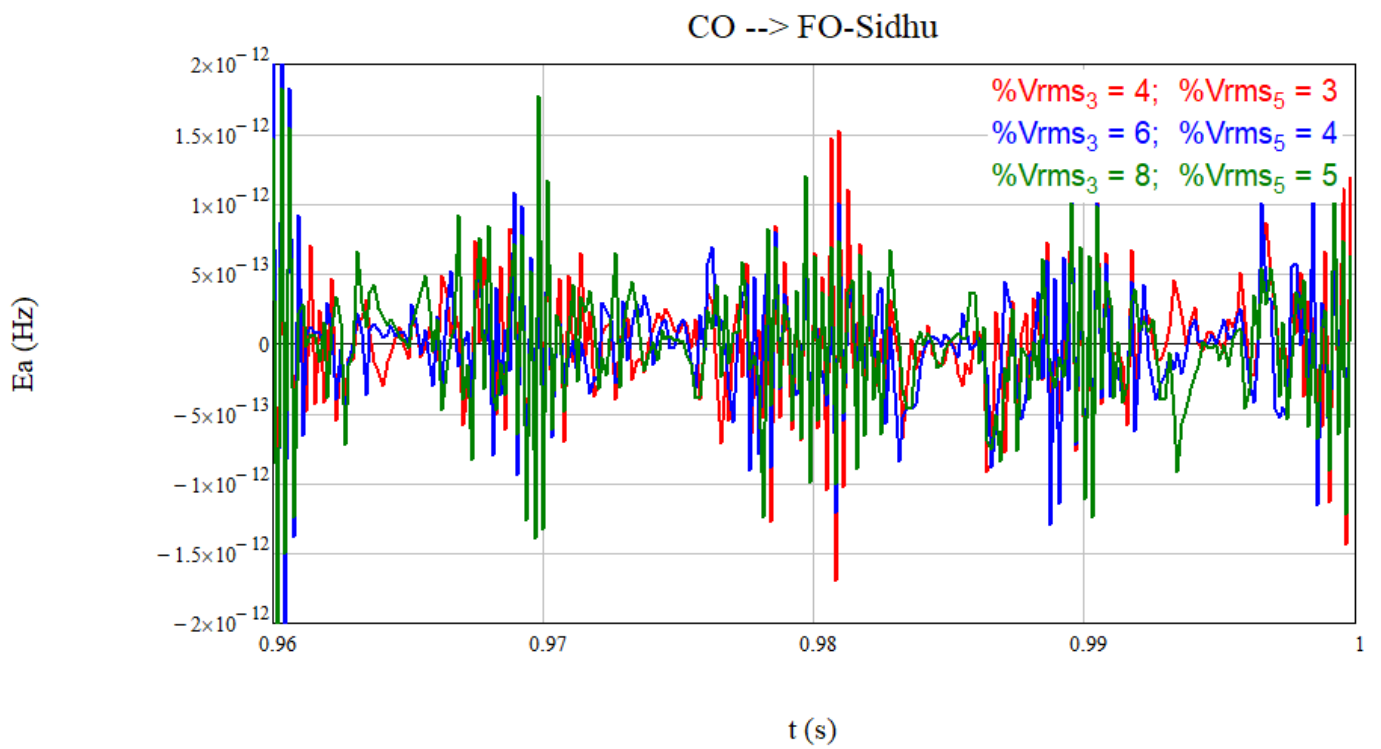


A.4. Señal de prueba: Curva de oscilación (CO)

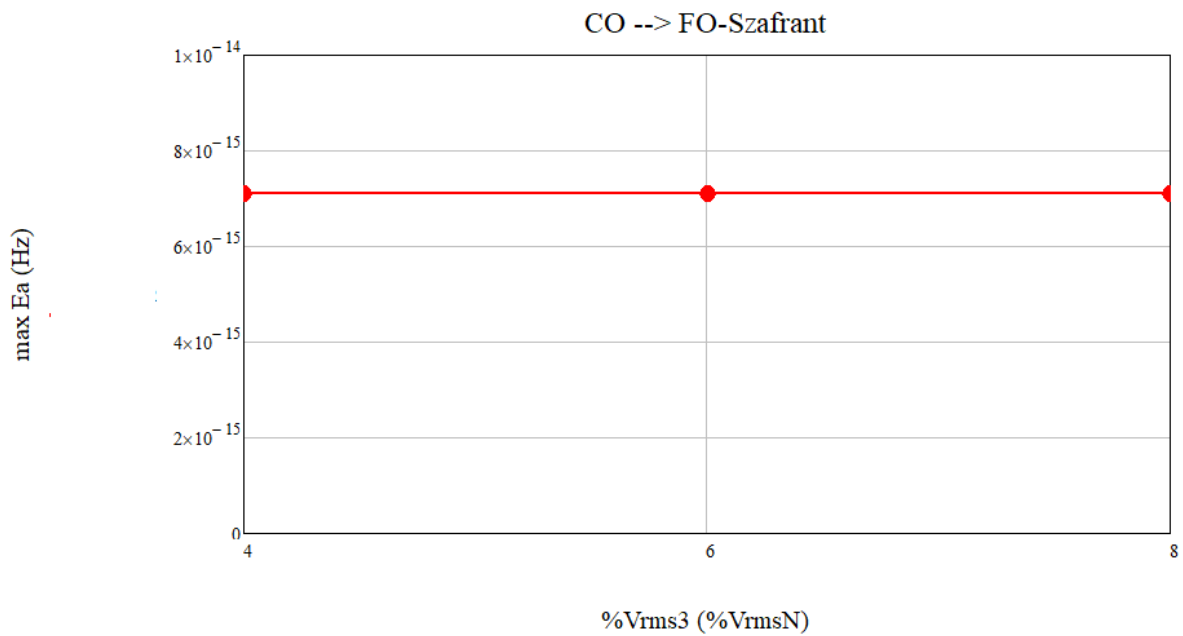
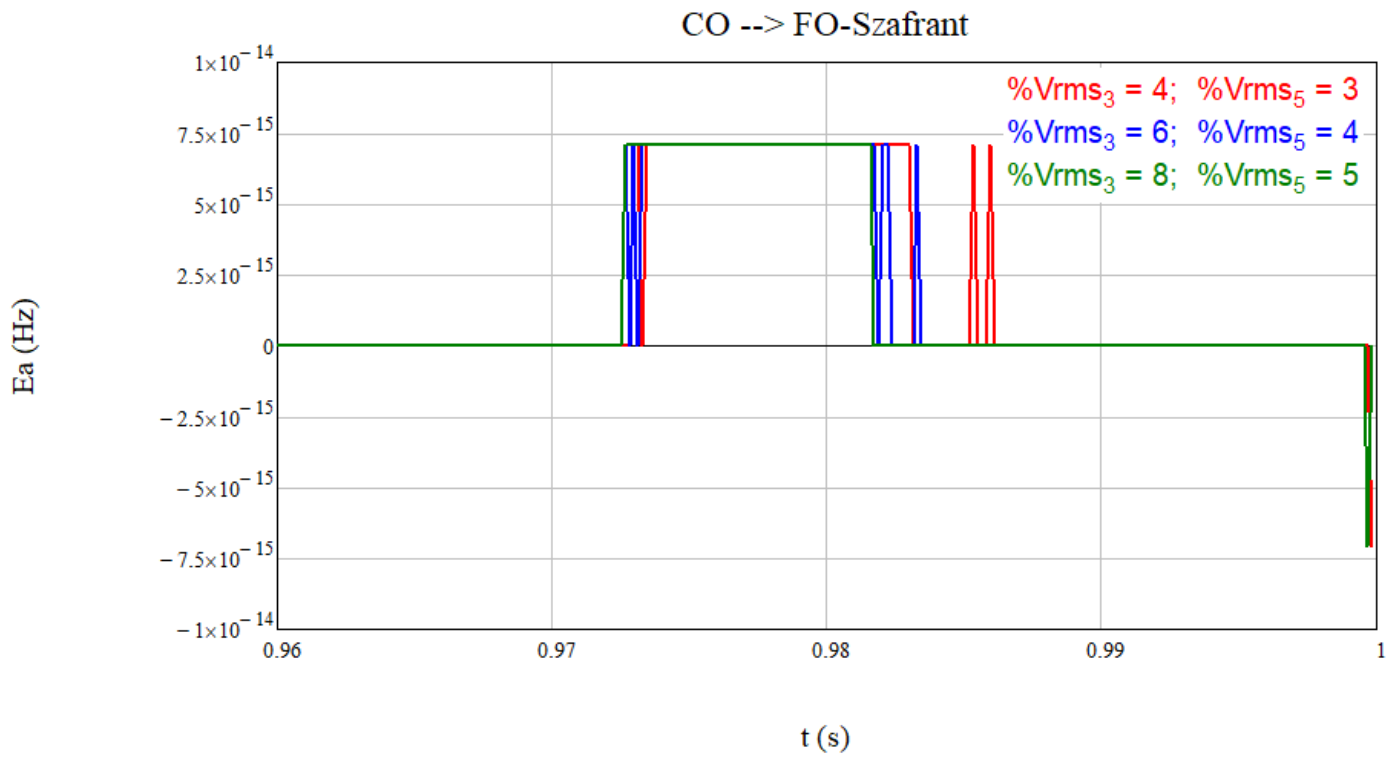
A.4.1. FO-Moore-t



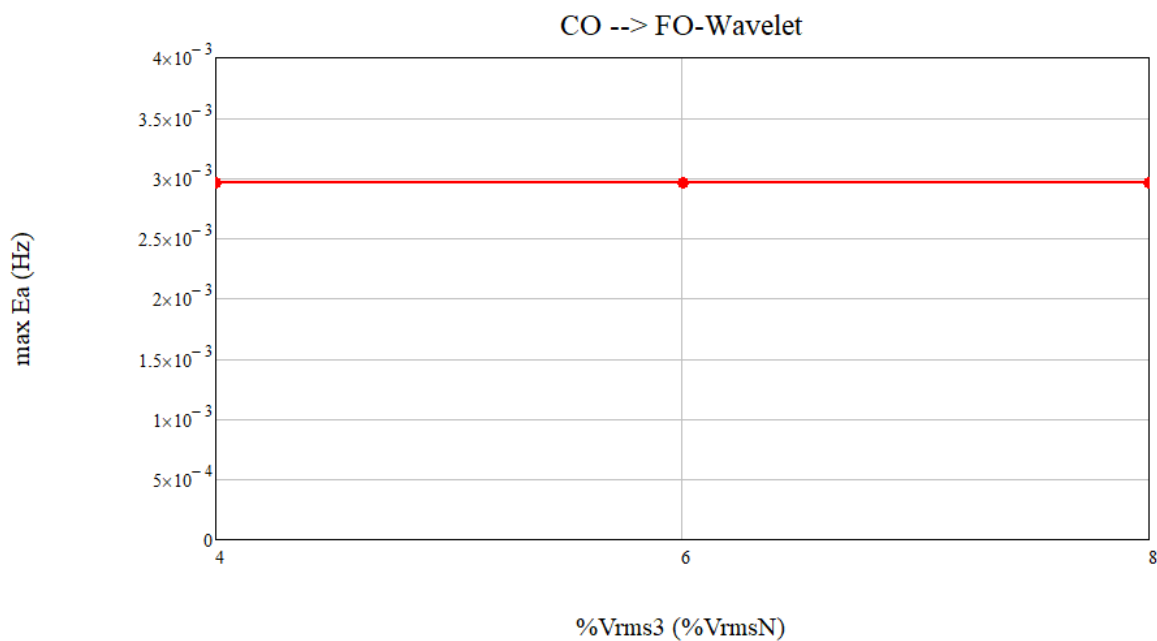
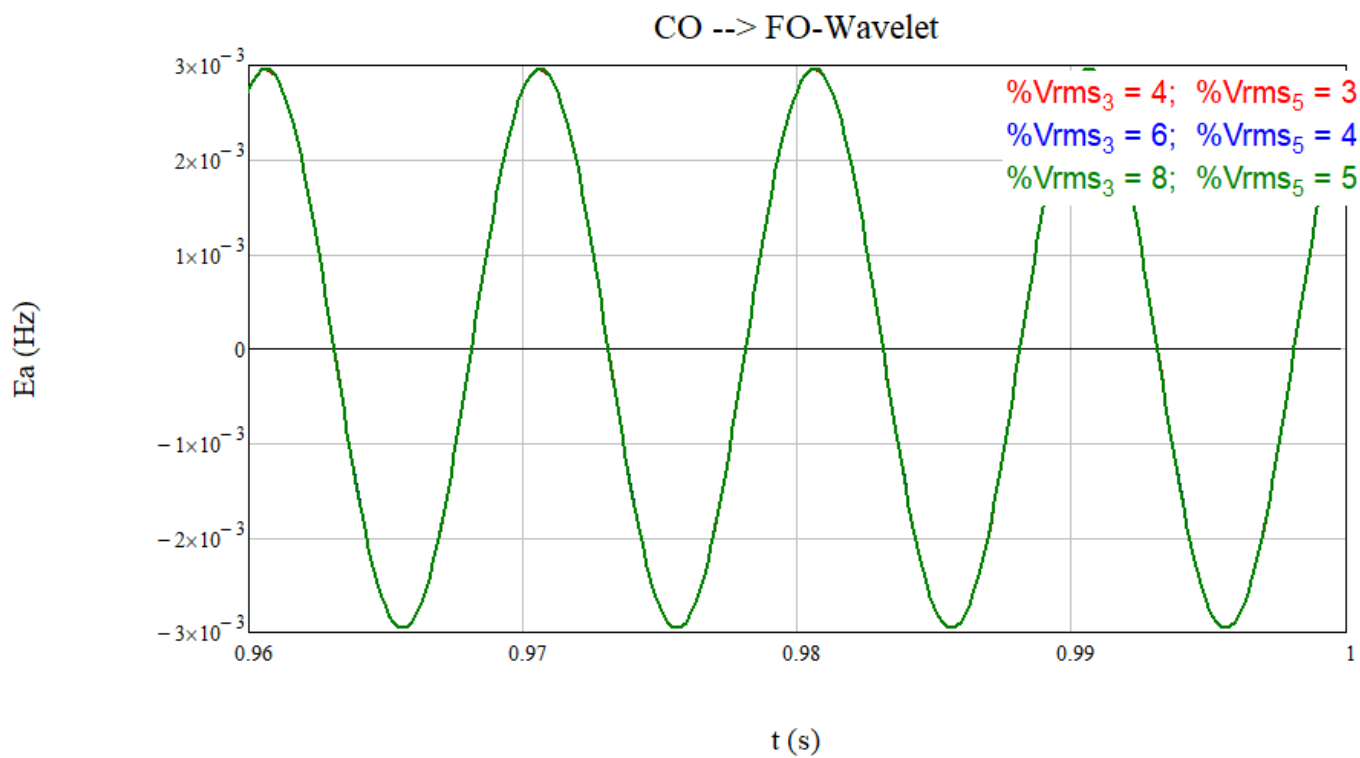
A.4.2. FO-Sidhu-t



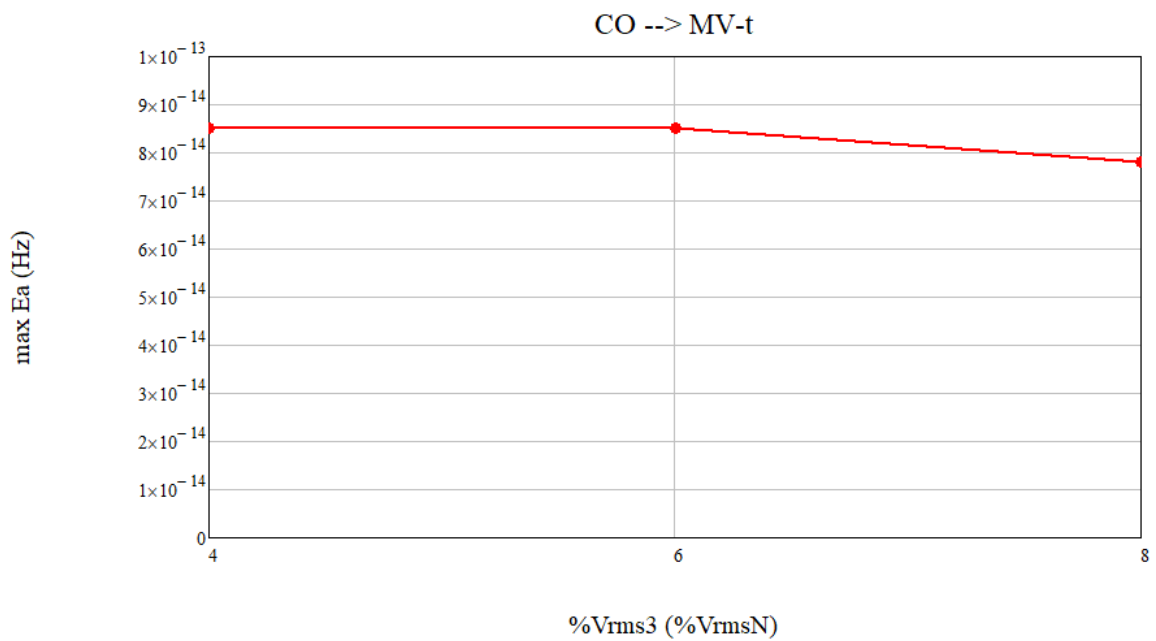
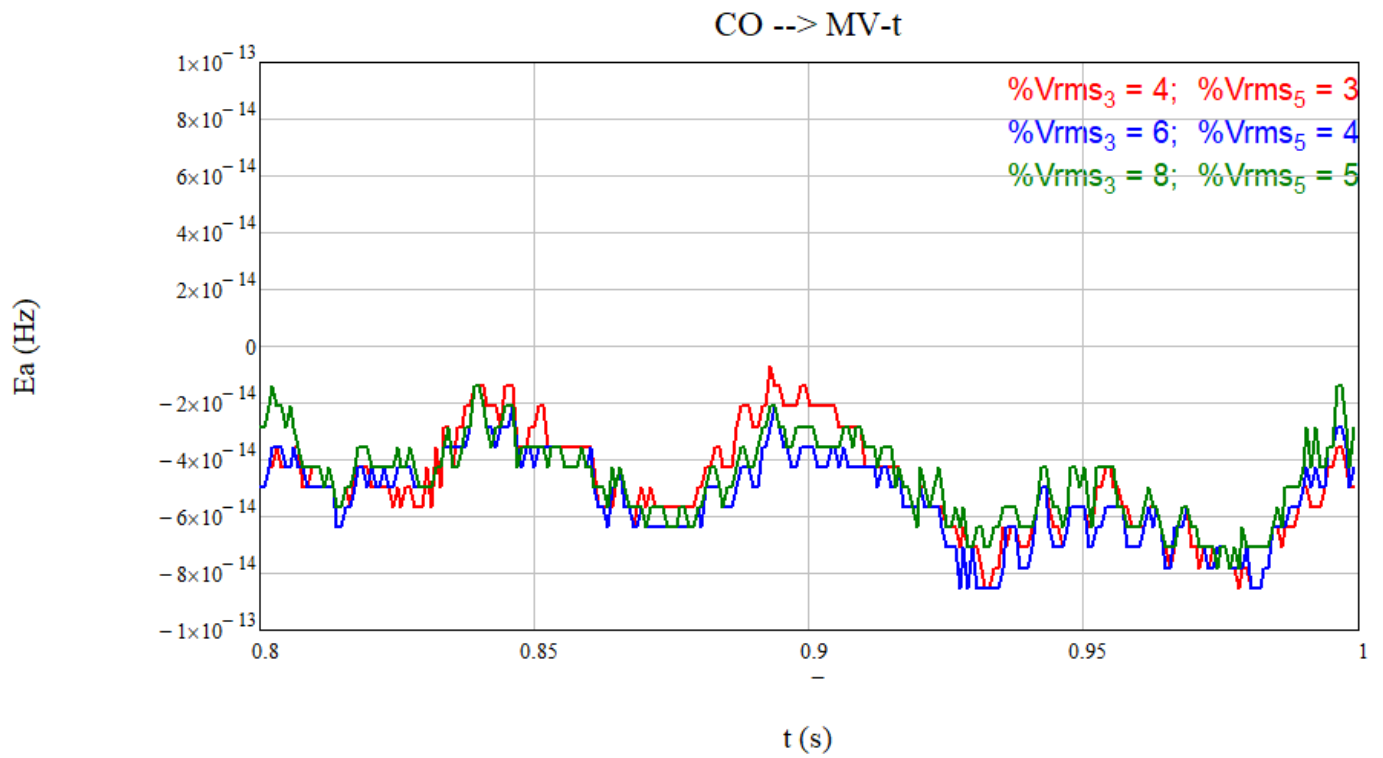
A.4.3. FO-Szafrant-t



A.4.4. FO-Wavelet-t

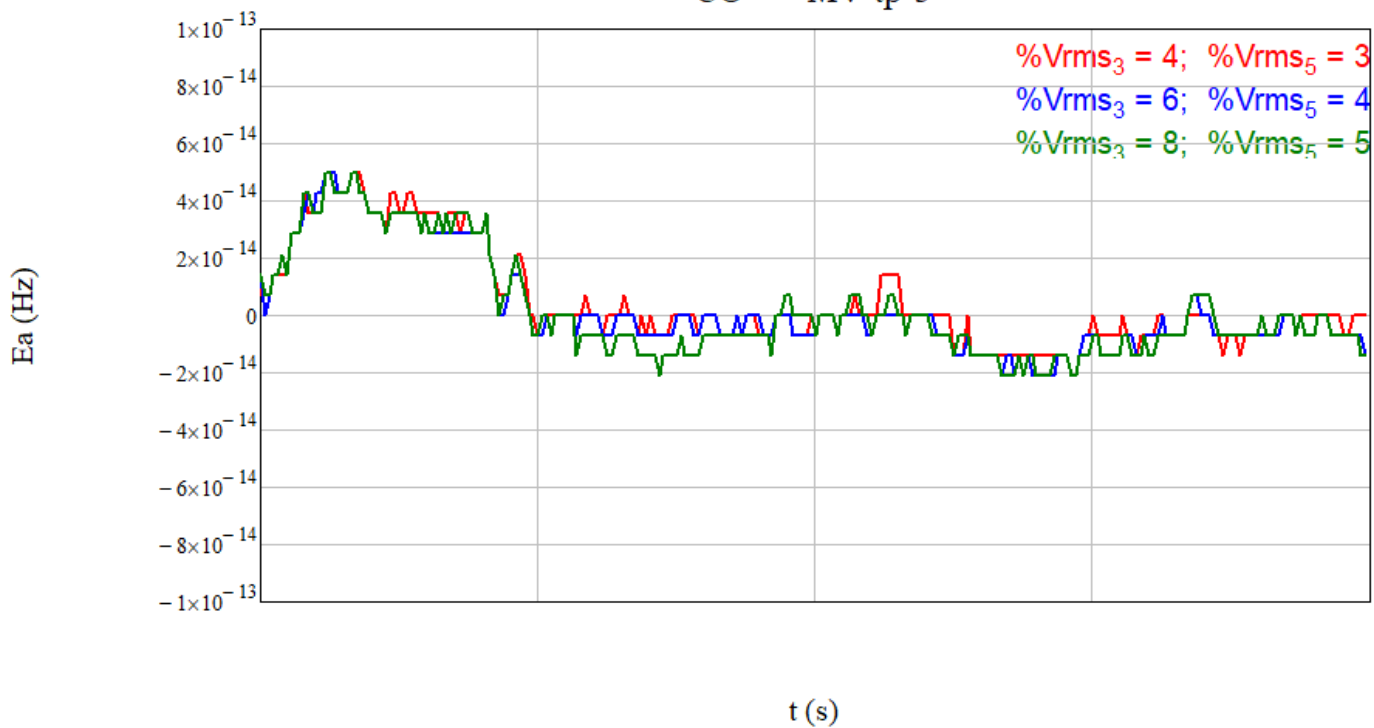


A.4.5. MV-t

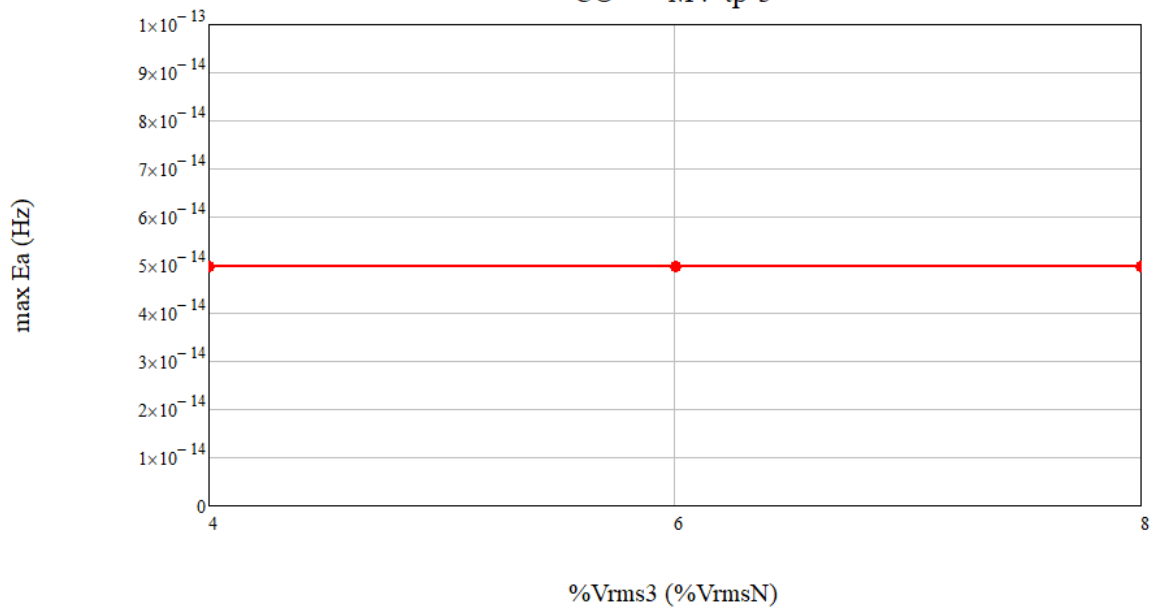


A.4.6. MV-tp-3

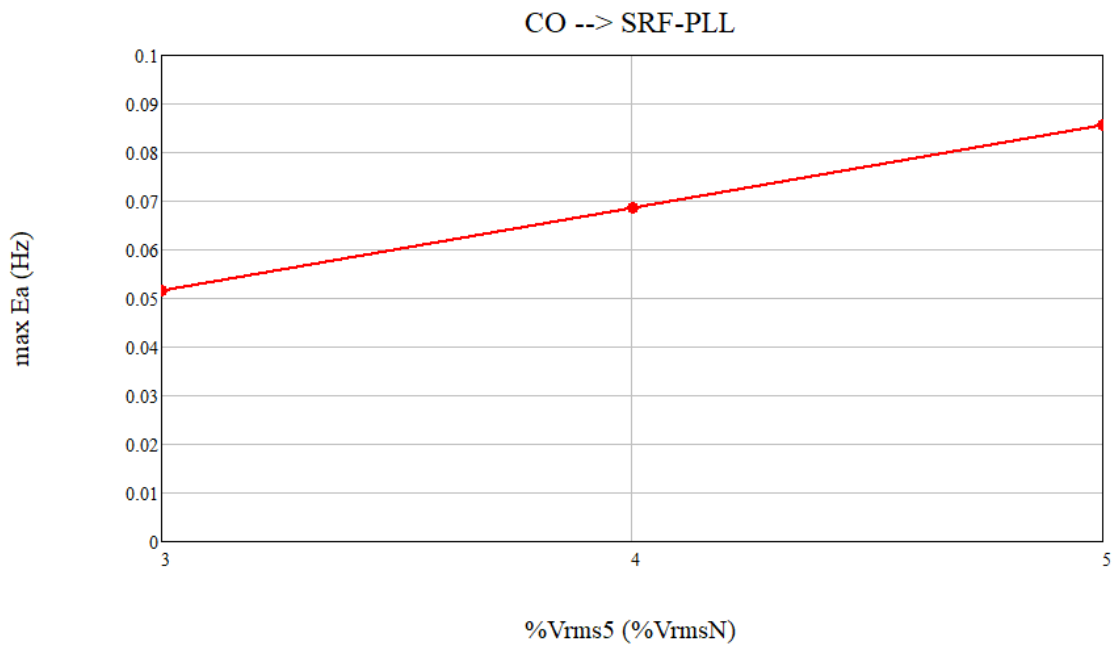
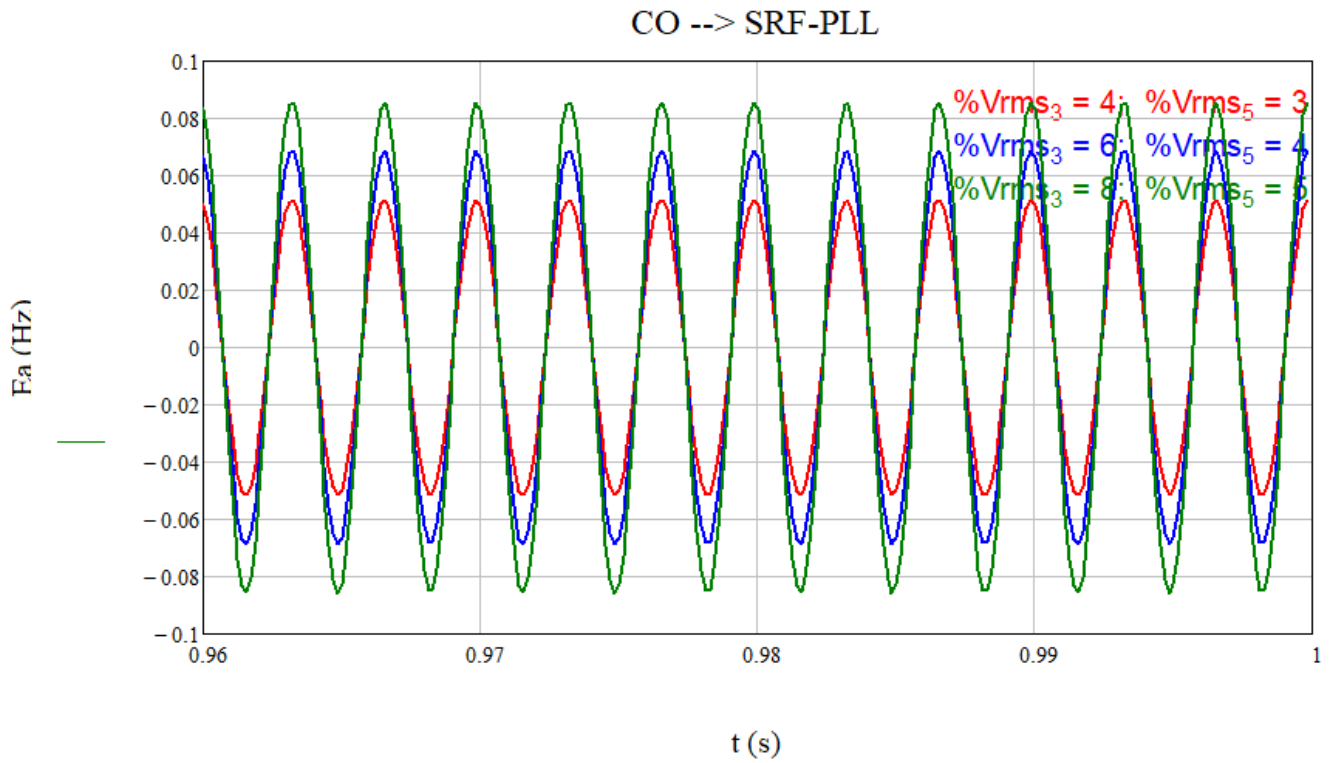
CO --> MV-tp-3



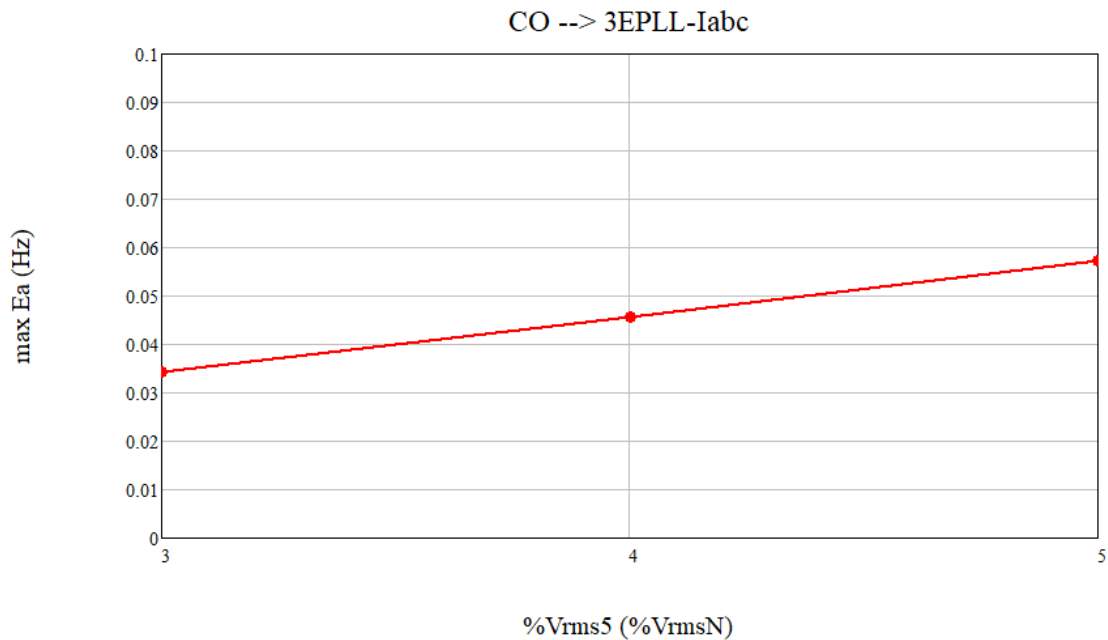
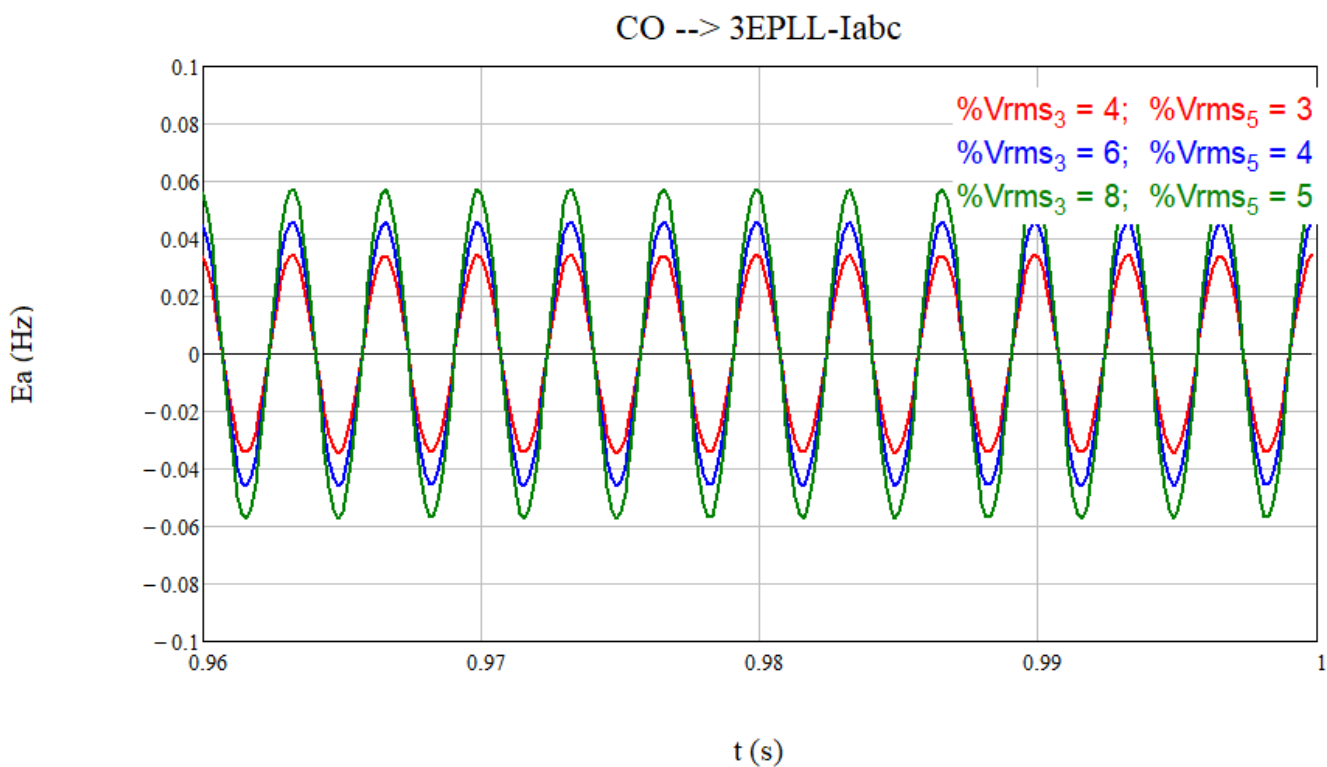
CO --> MV-tp-3



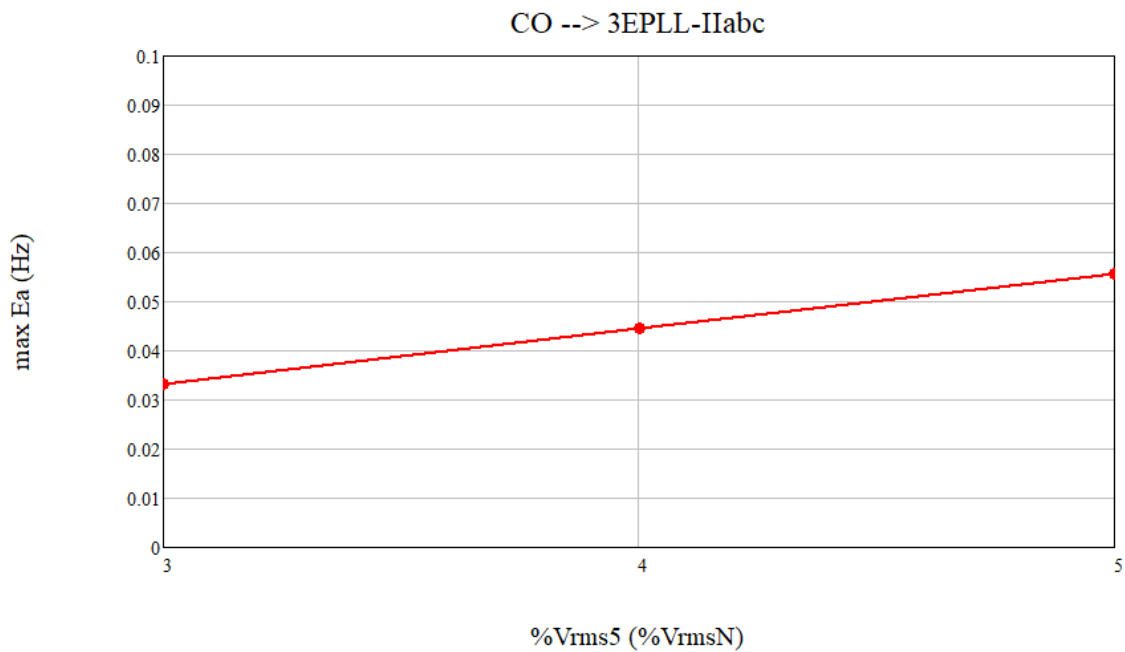
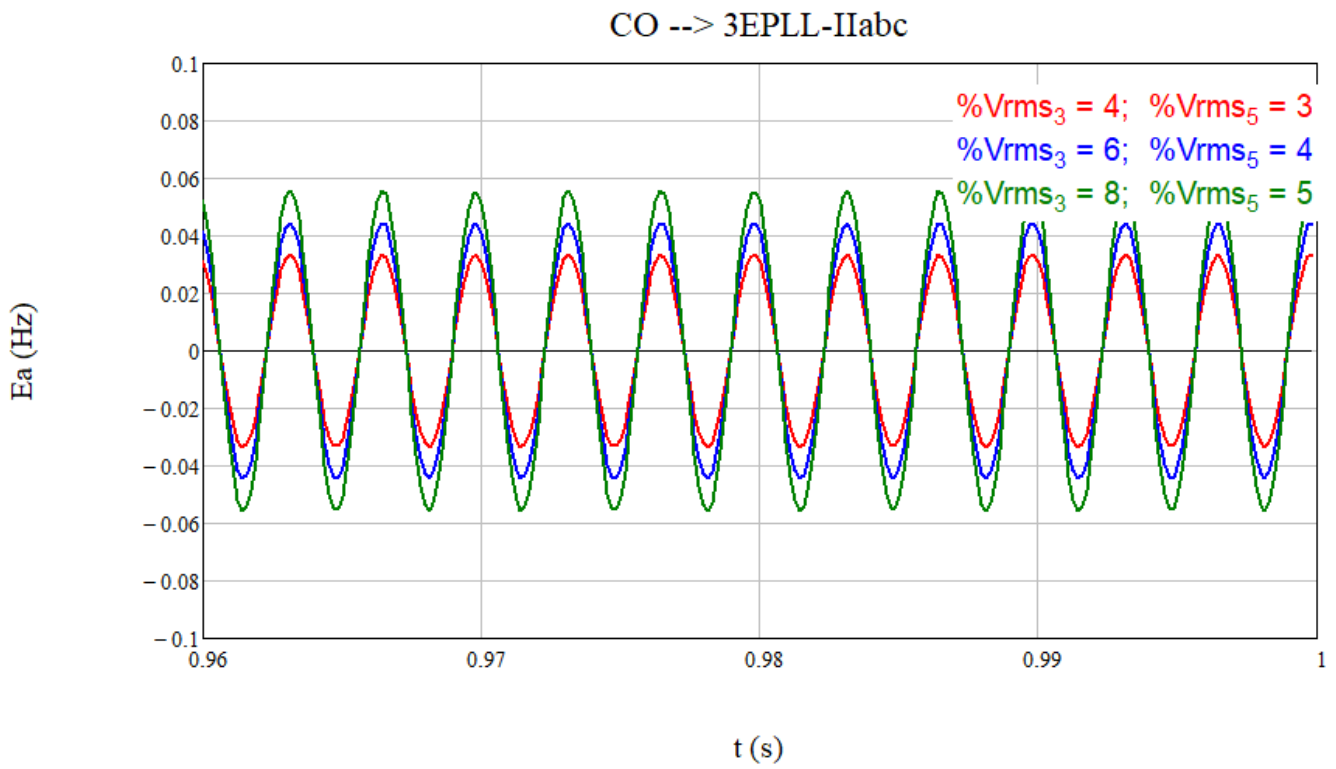
A.4.7. SRF-PLL



A.4.8. 3EPLL-Iabc

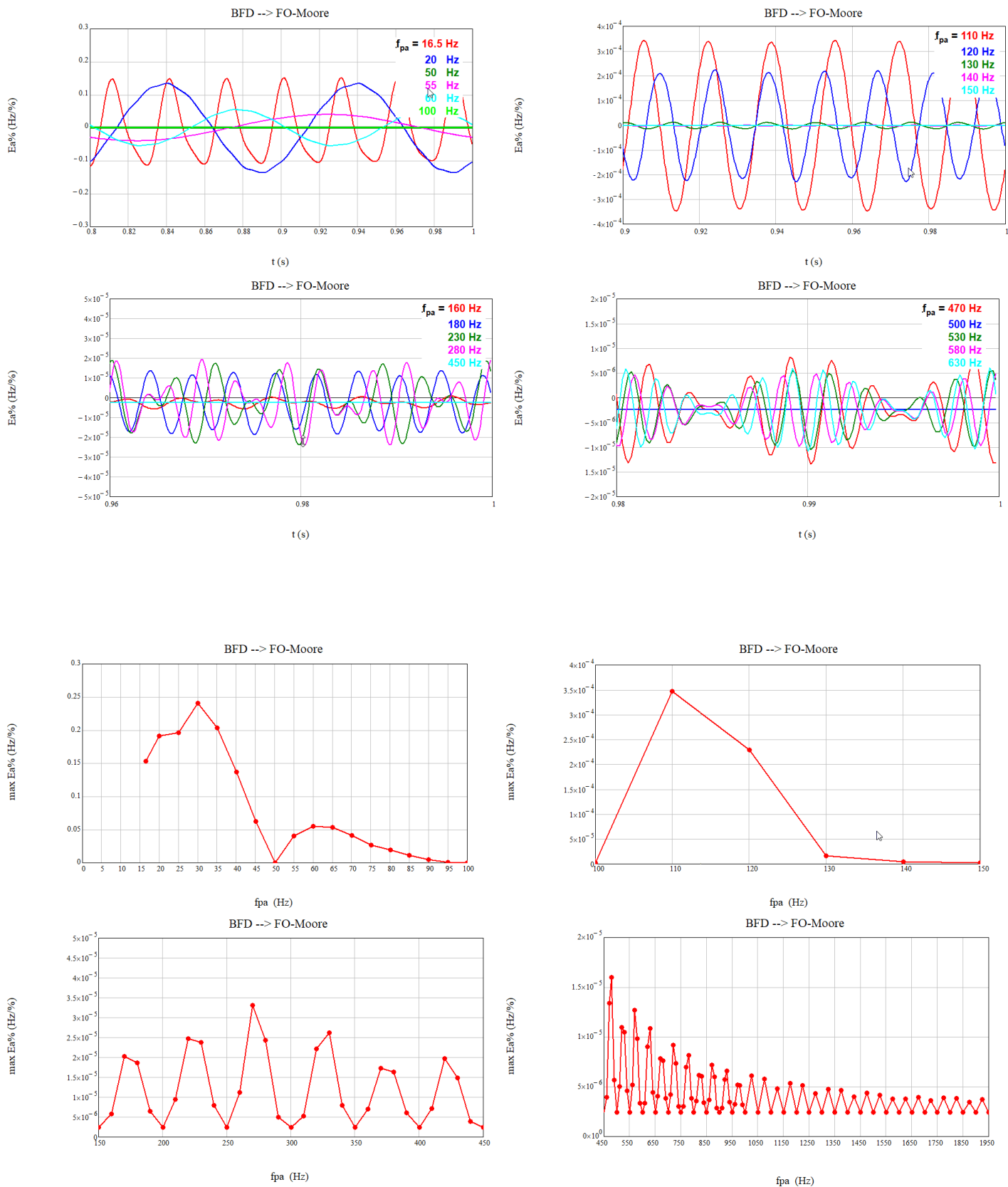


A.4.9. 3EPLL-IIabc

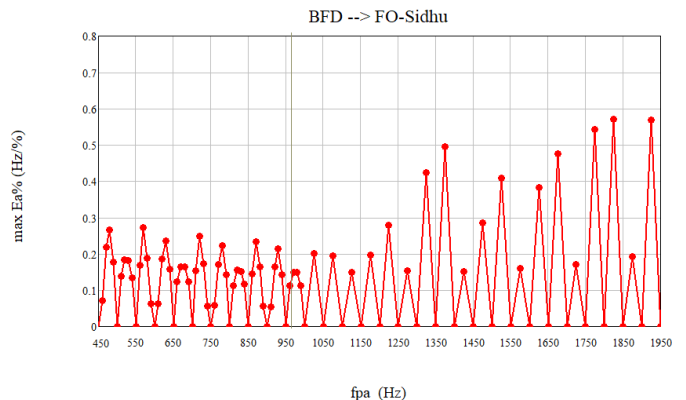
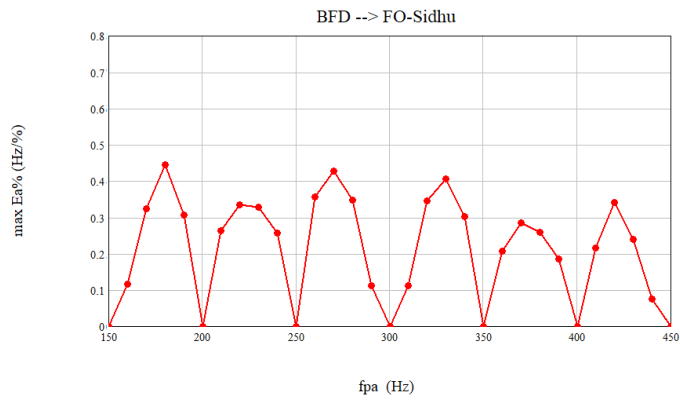
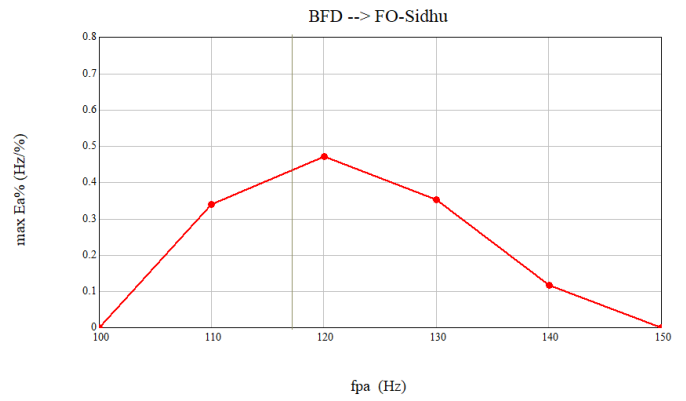
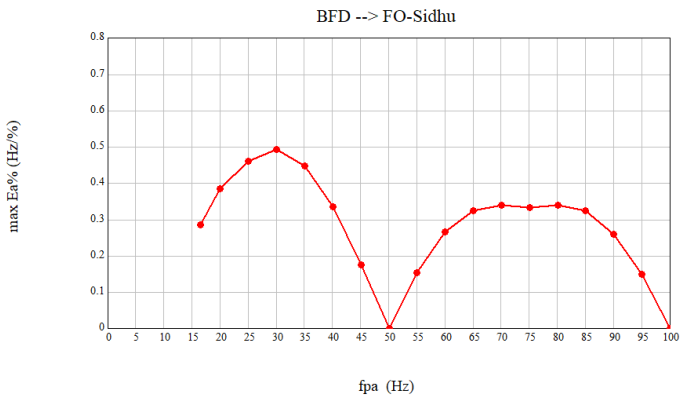
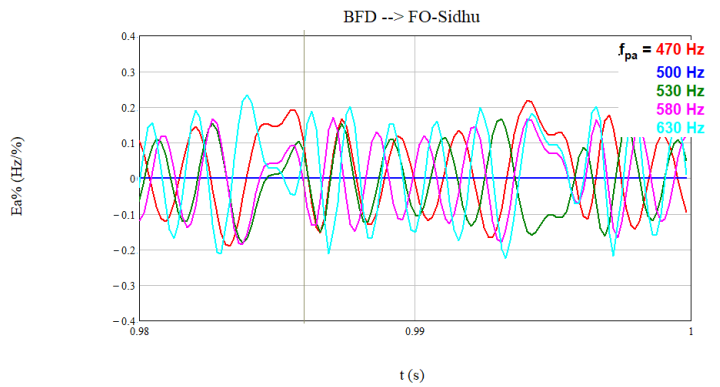
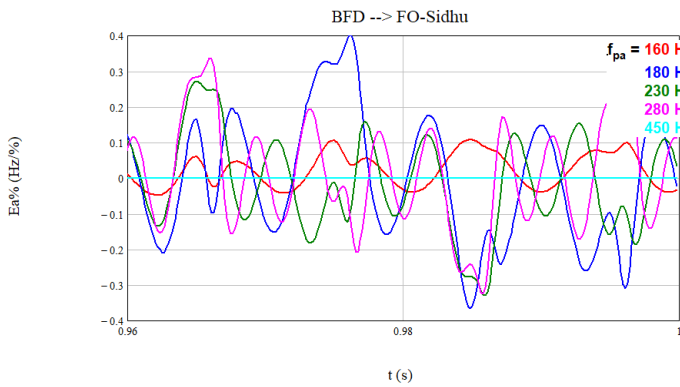
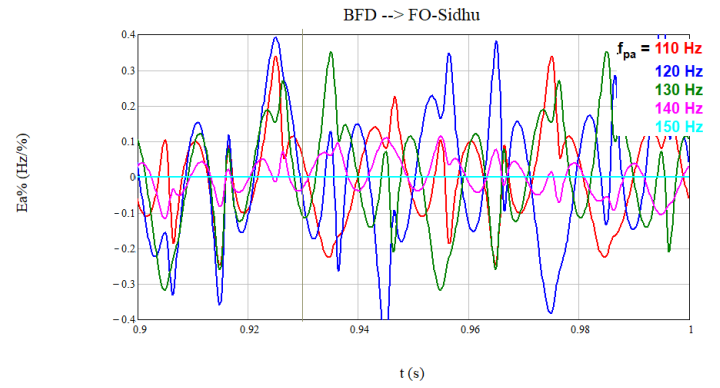
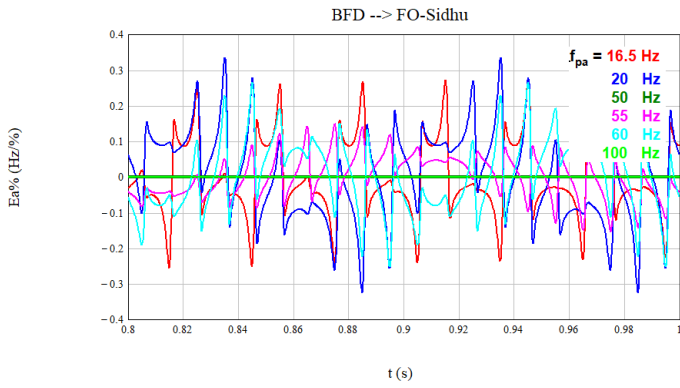


A.5. Señal de prueba: Barrido de frecuencia digital (BFD)

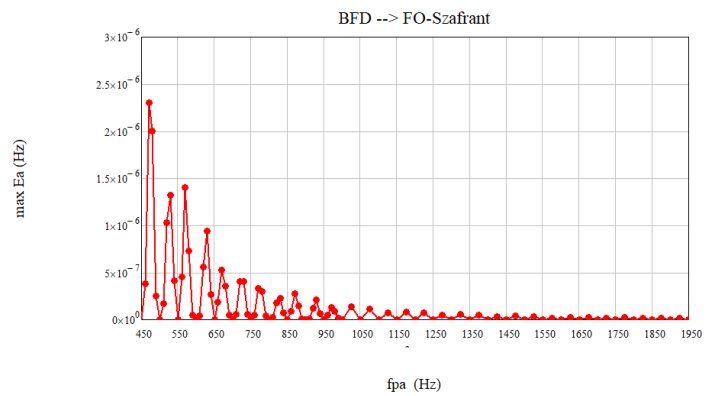
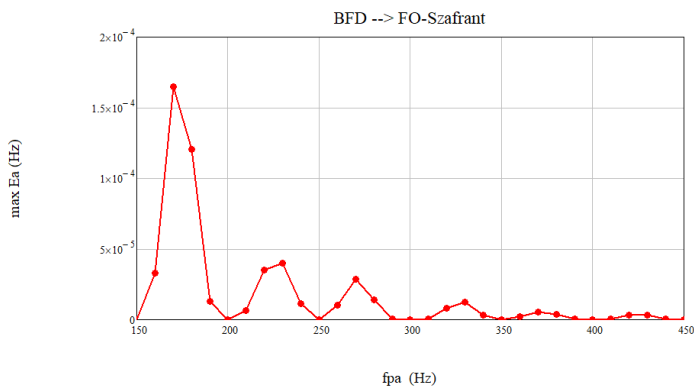
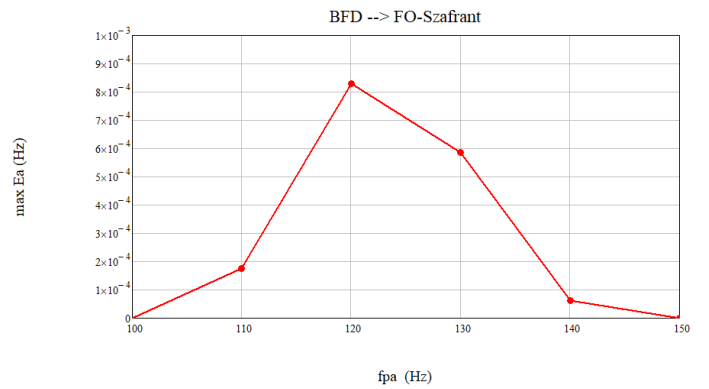
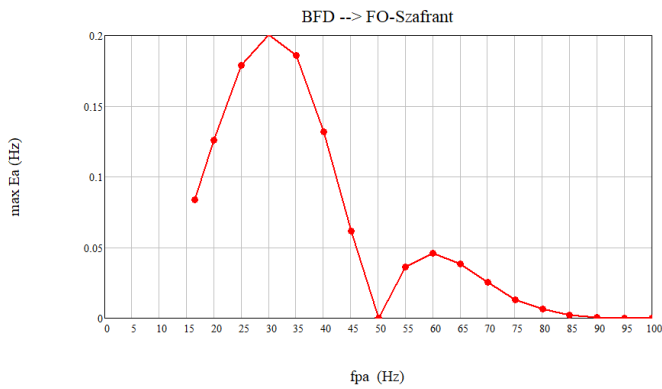
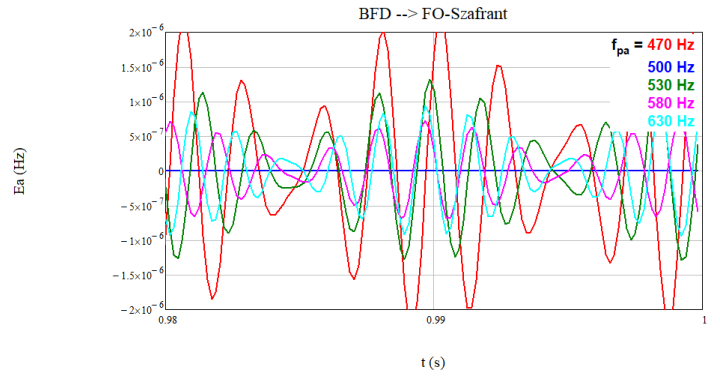
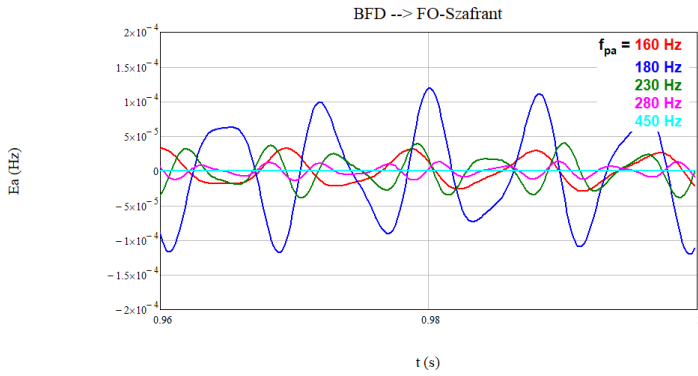
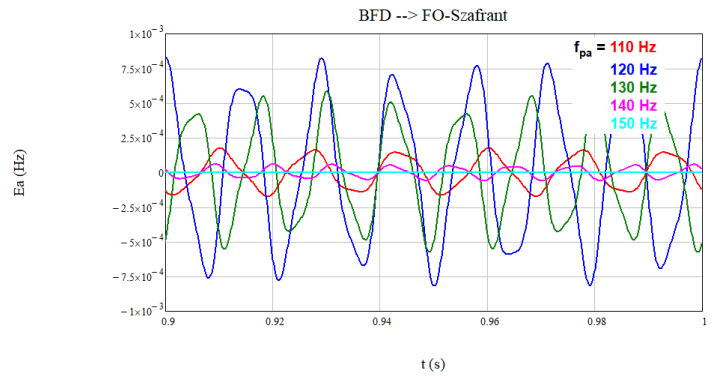
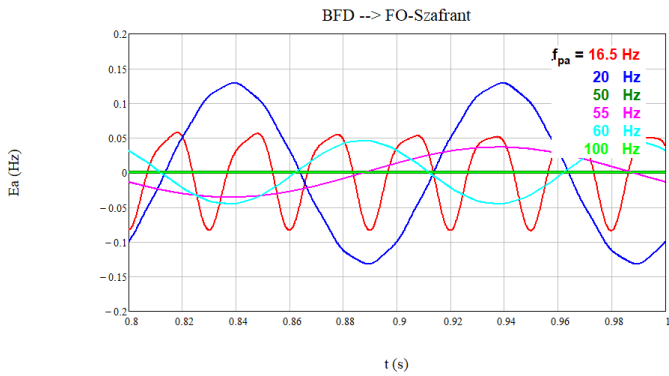
A.5.1. FO-Moore-t



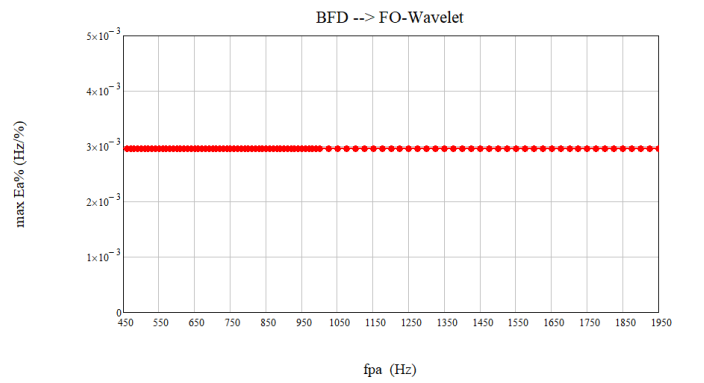
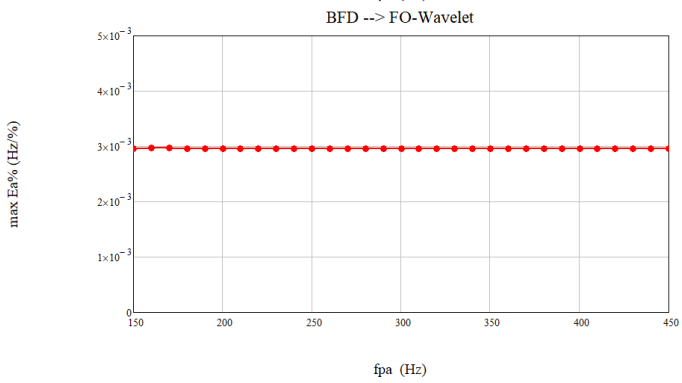
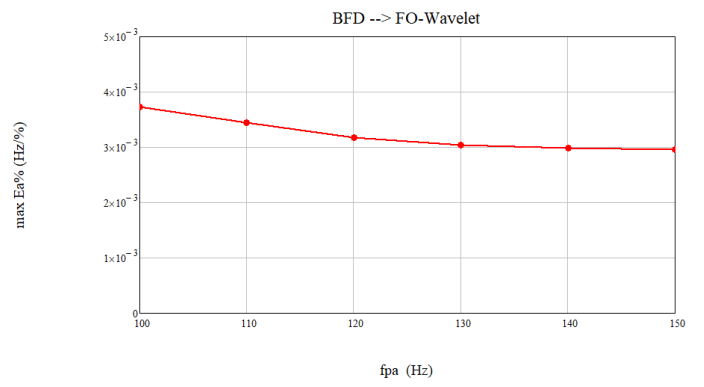
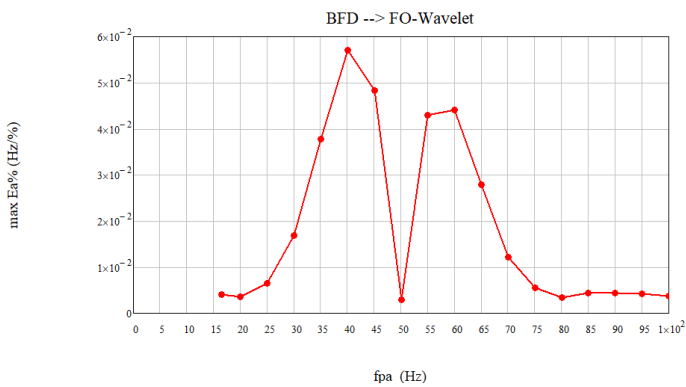
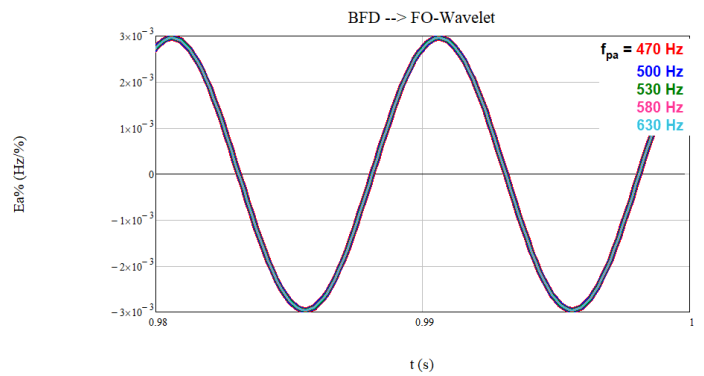
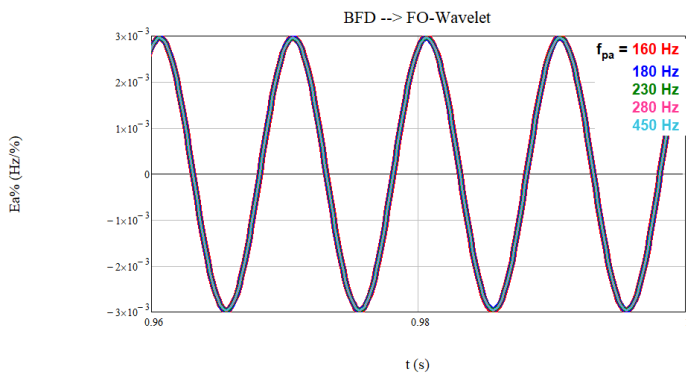
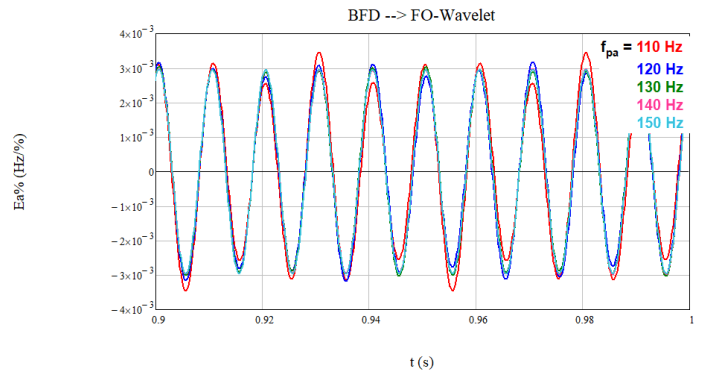
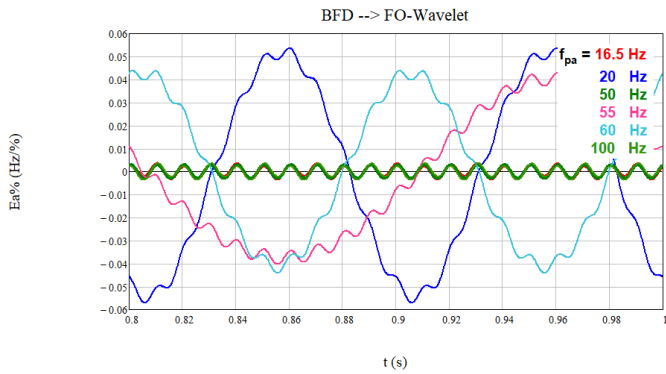
A.5.2. FO-Sidhu-t



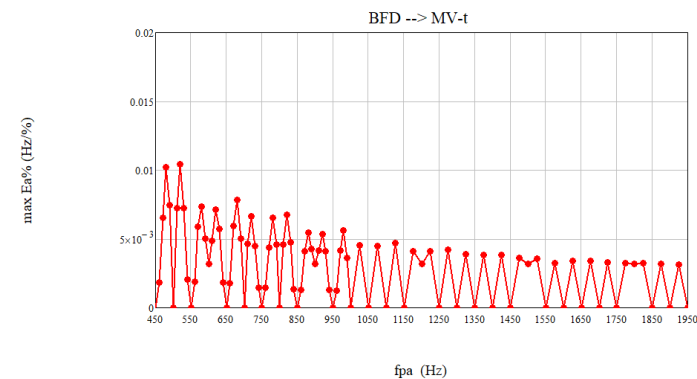
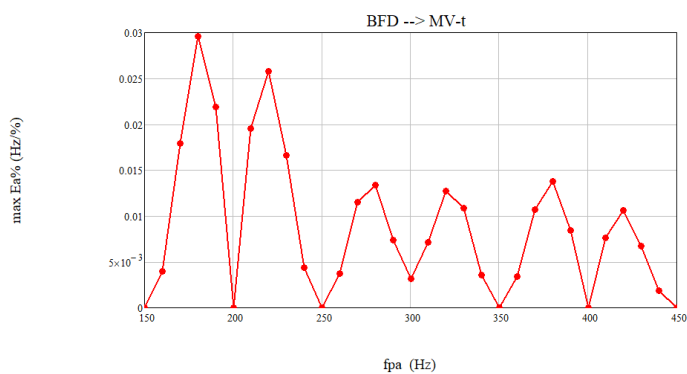
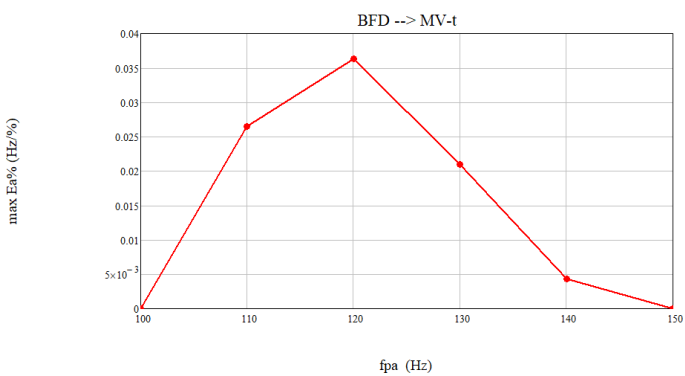
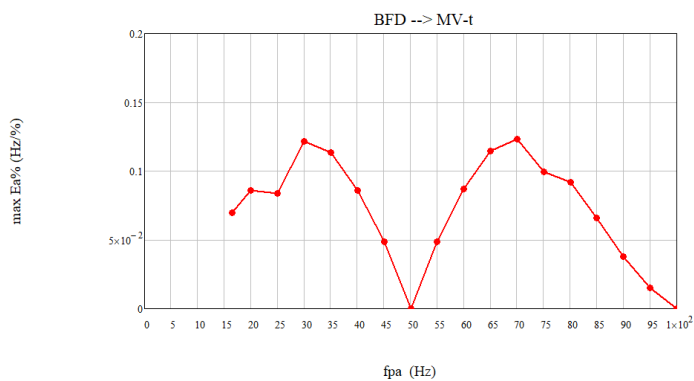
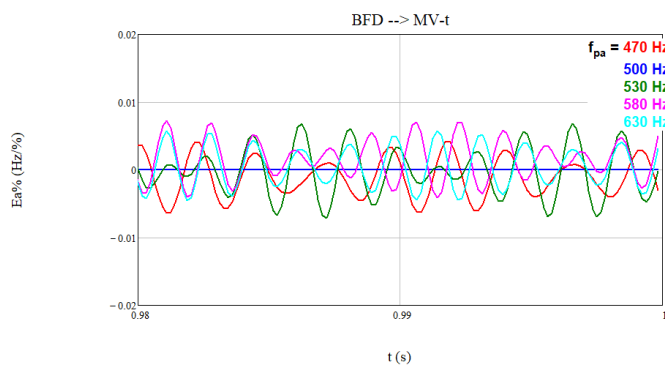
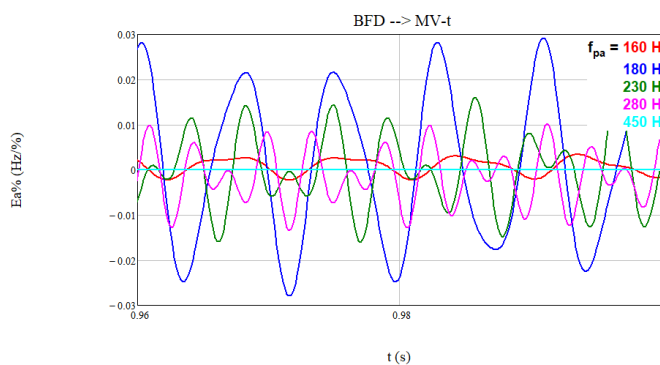
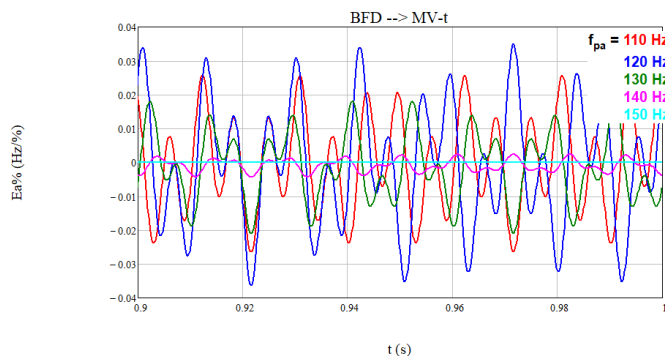
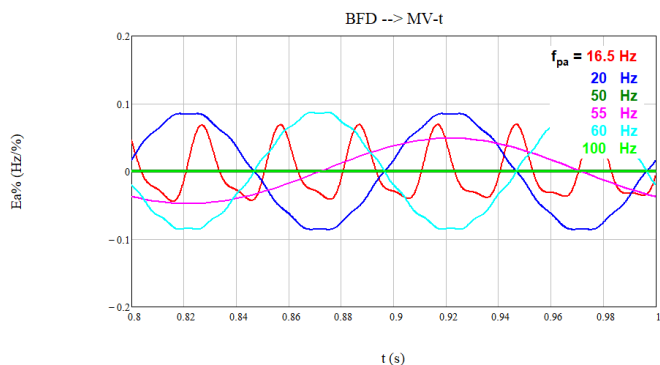
A.5.3. FO-Szafrant-t



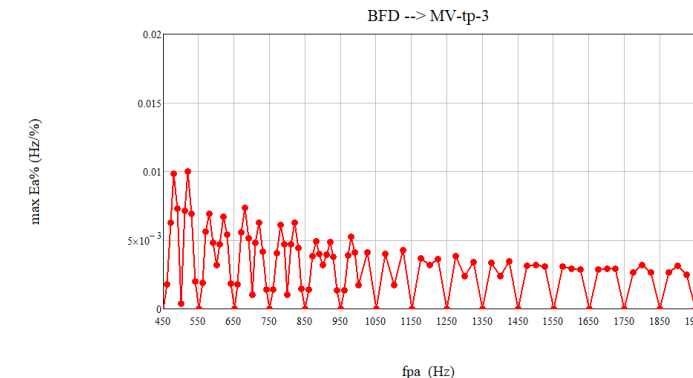
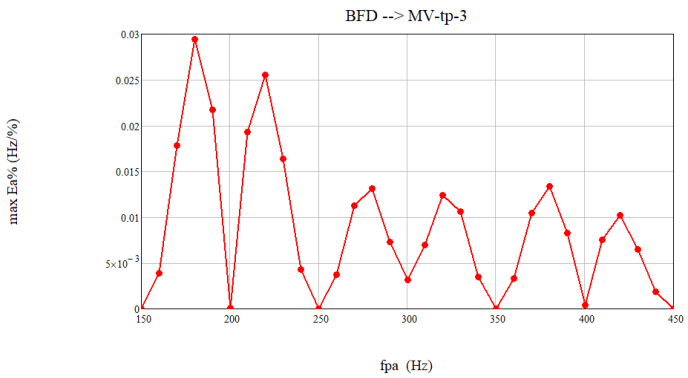
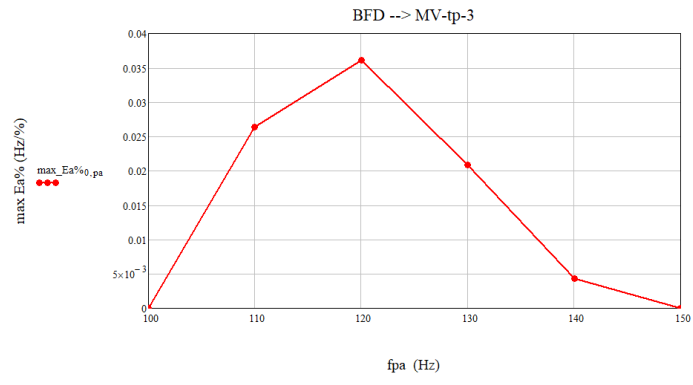
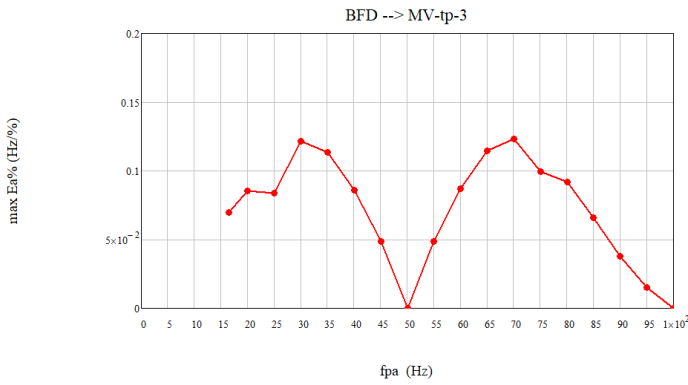
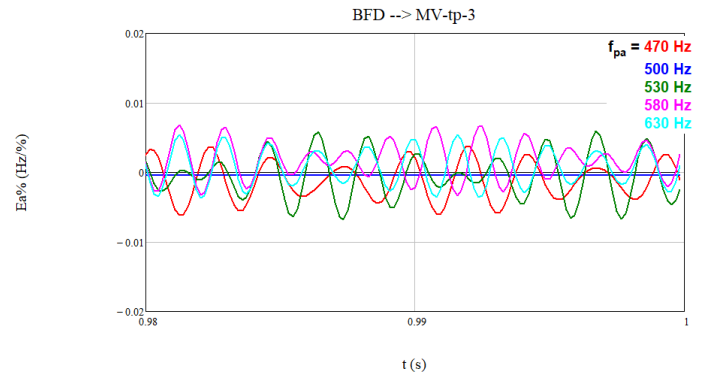
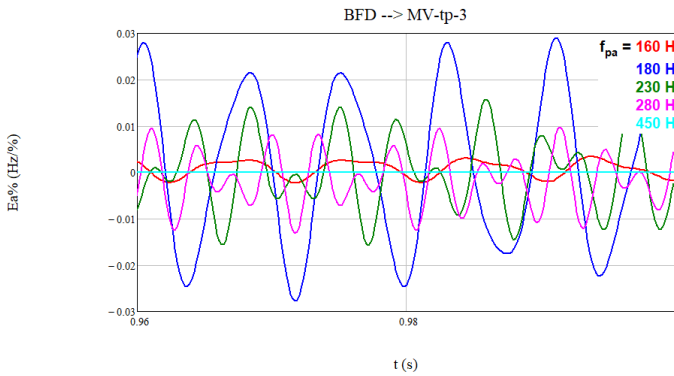
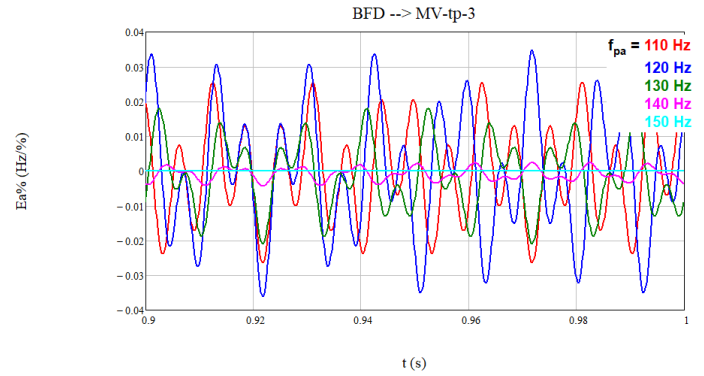
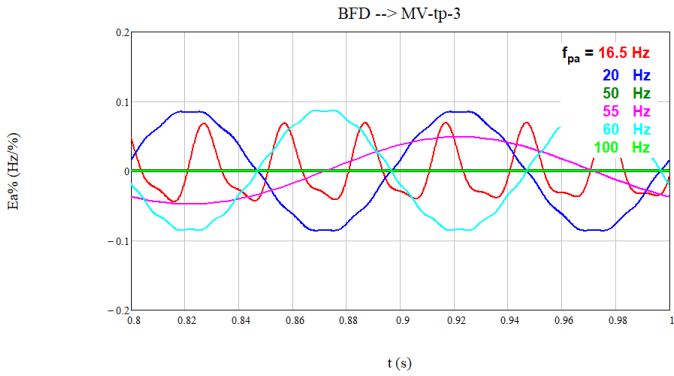
A.5.4. FO-Wavelet-t



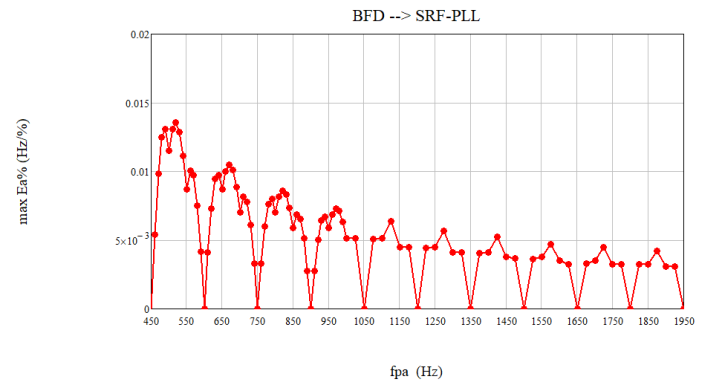
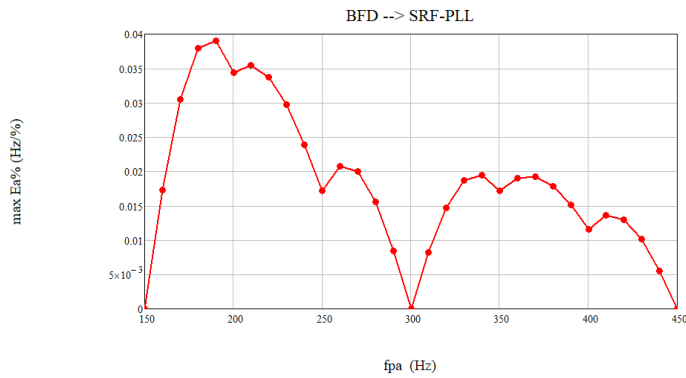
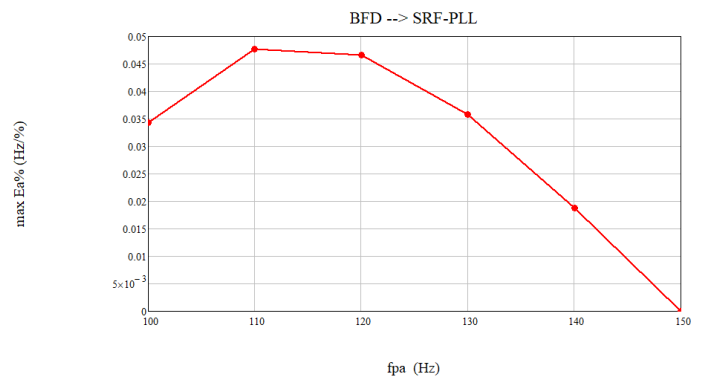
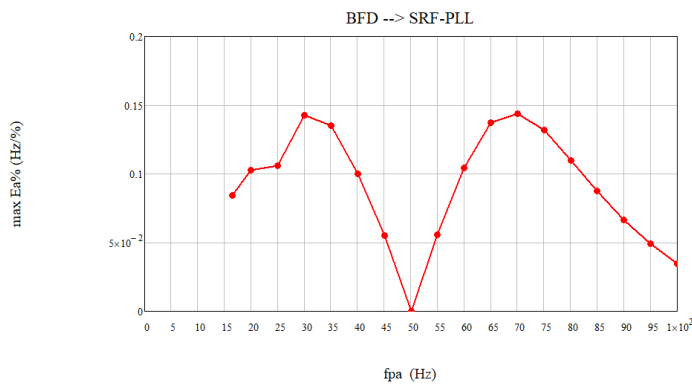
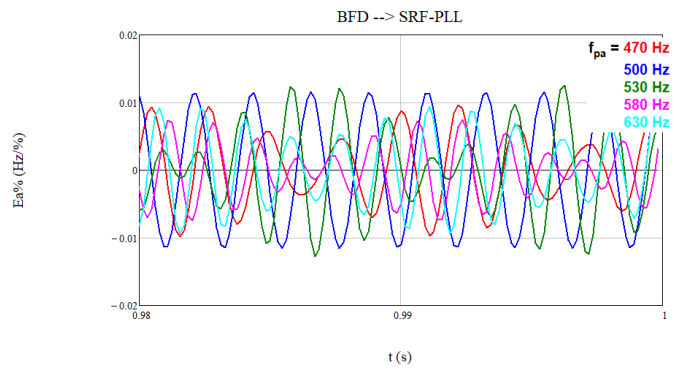
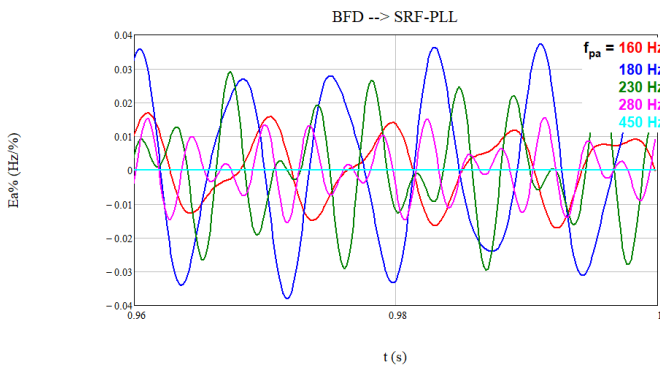
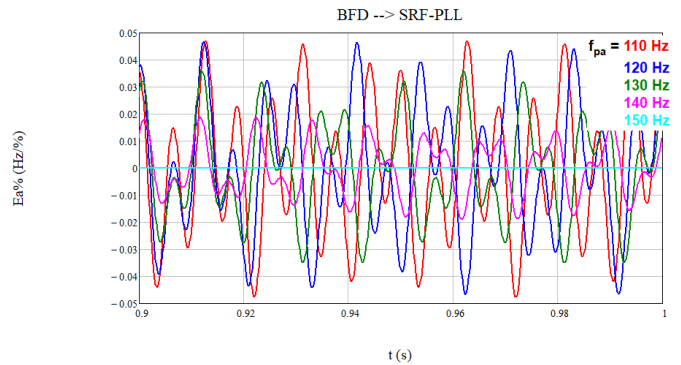
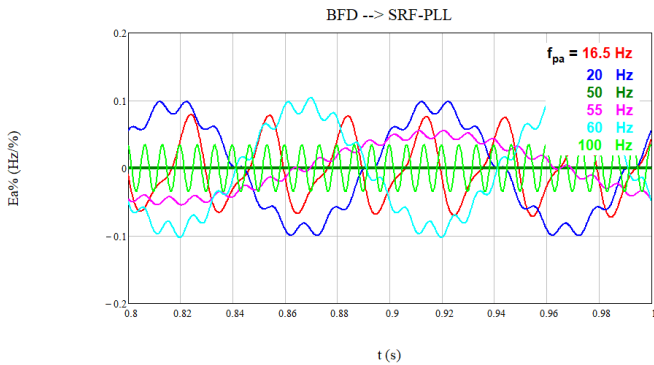
A.5.5. MV-t



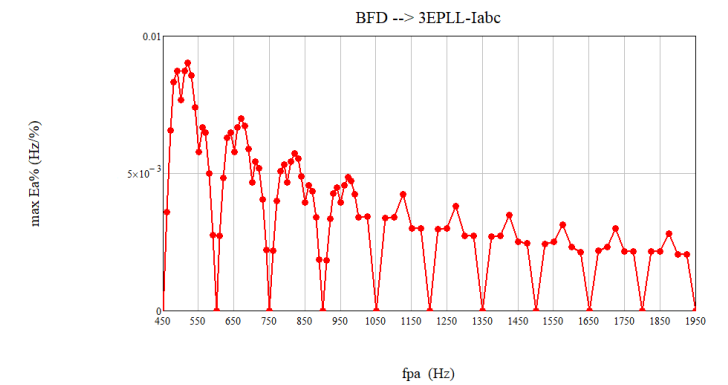
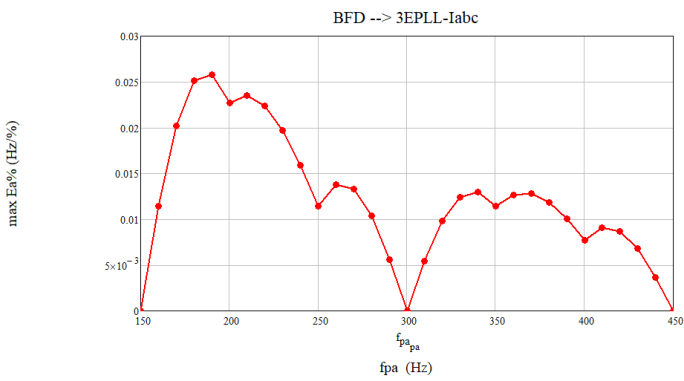
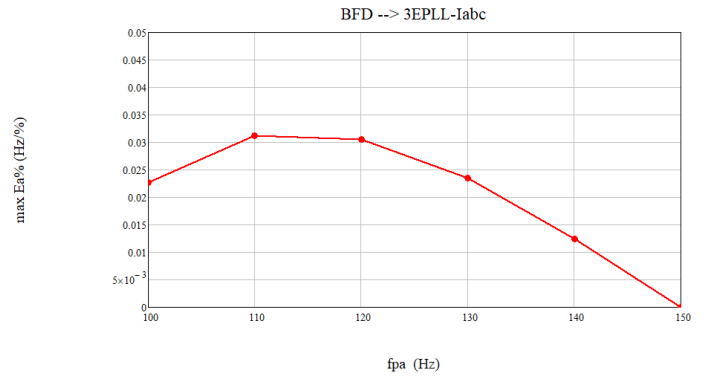
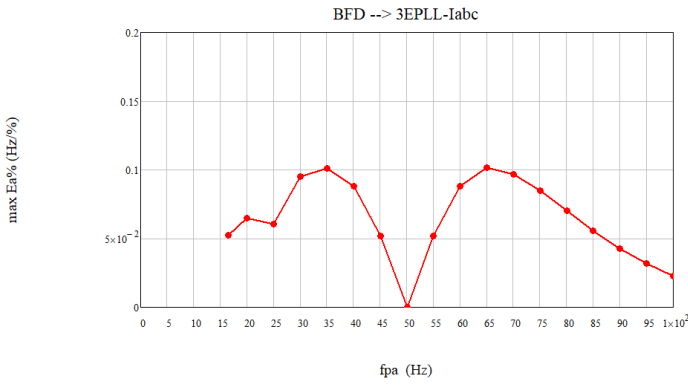
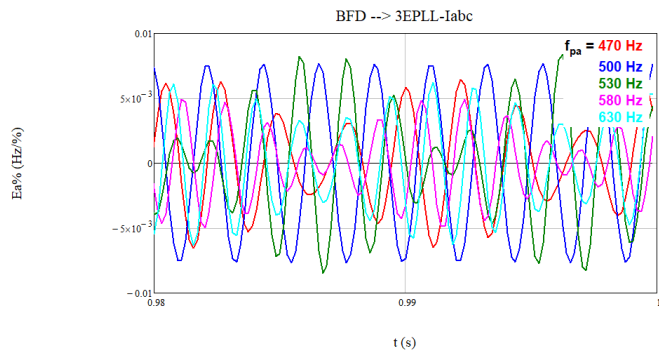
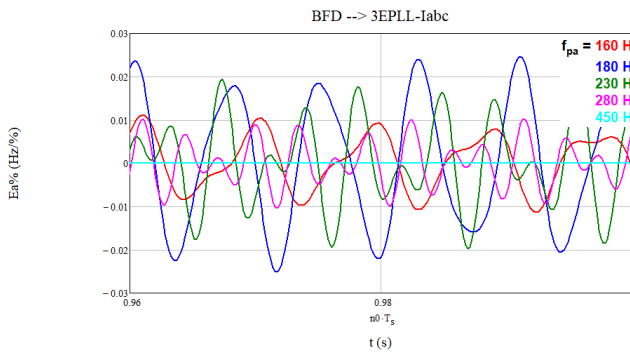
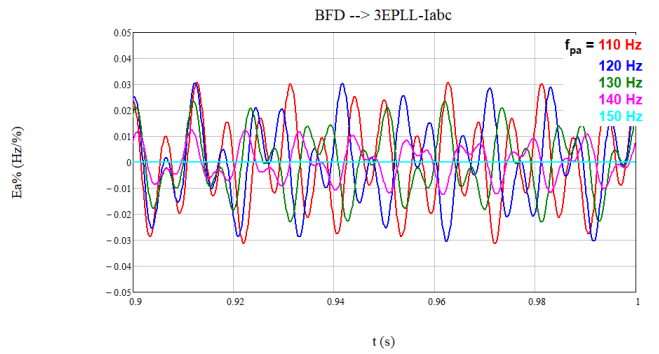
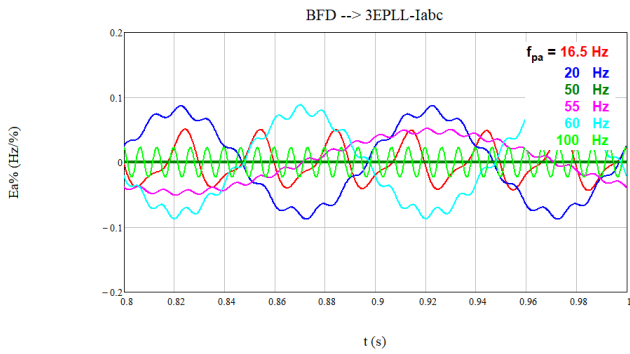
A.5.6. MV-tp-3



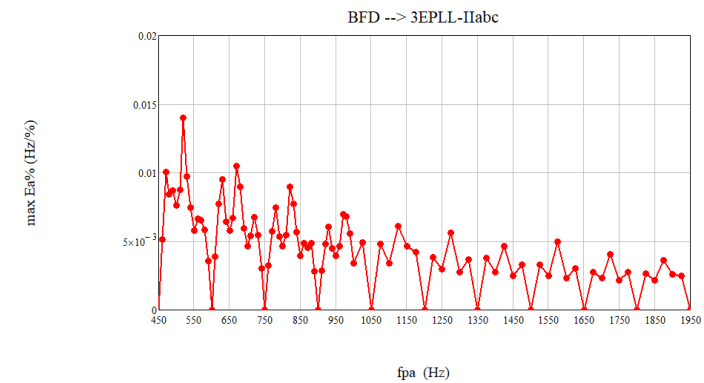
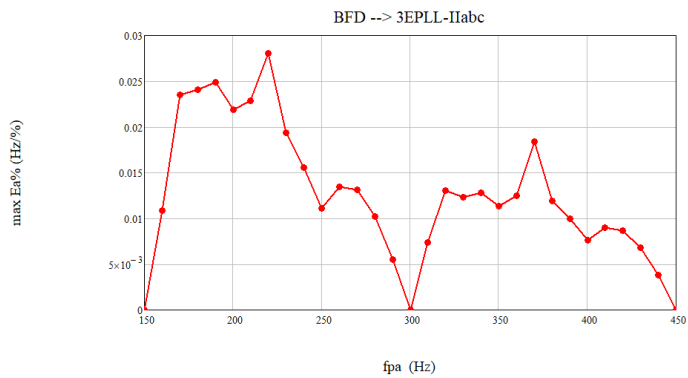
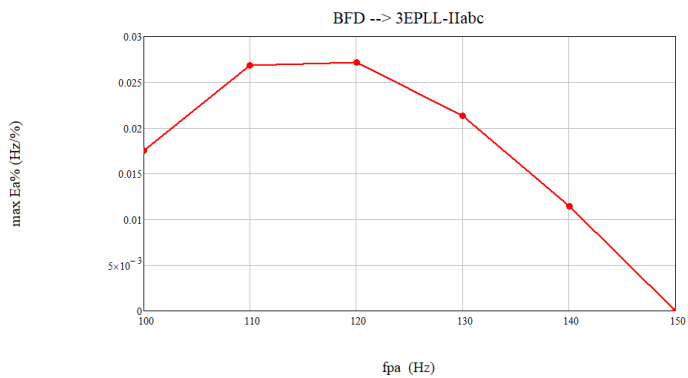
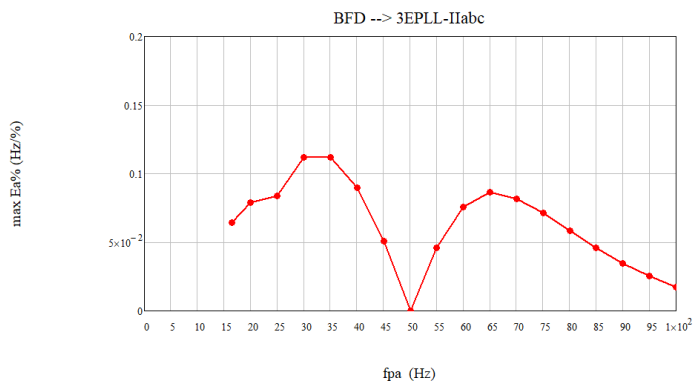
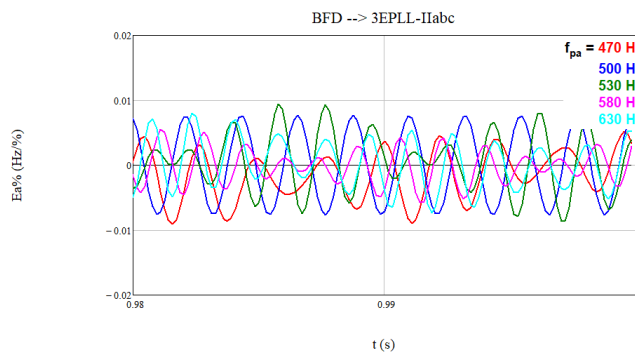
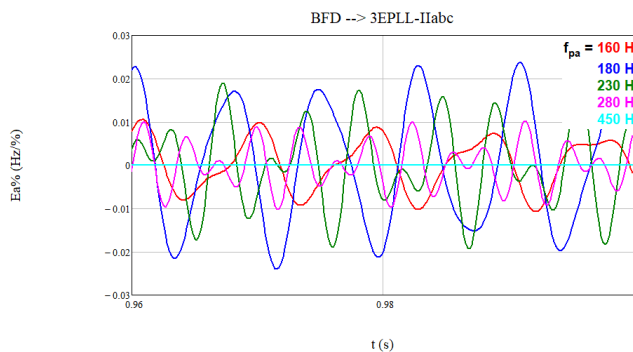
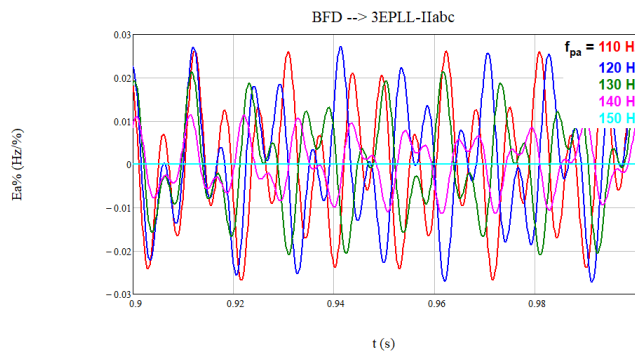
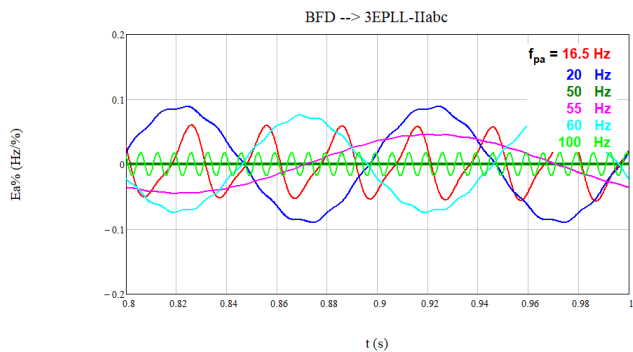
A.5.7. SRF-PLL



A.5.8. 3EPLL-labc

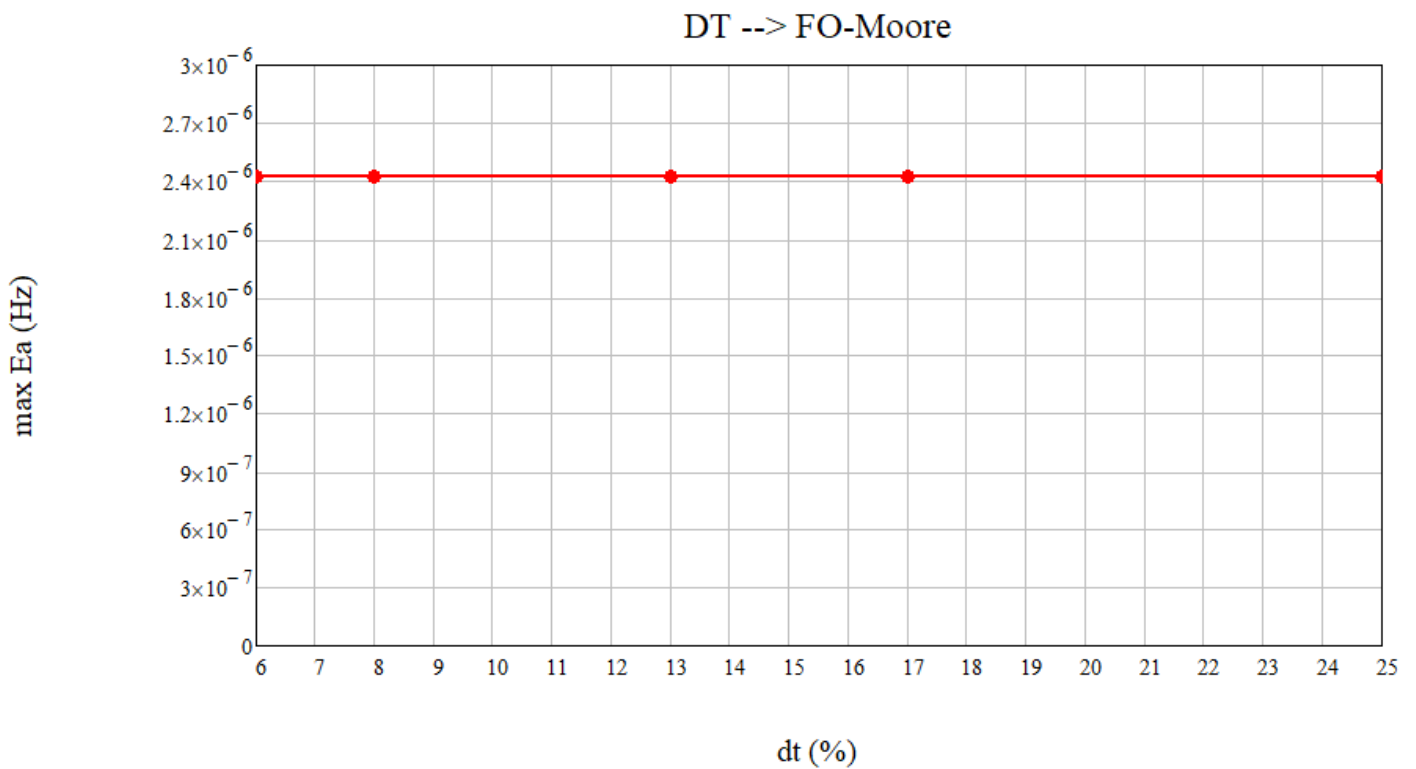
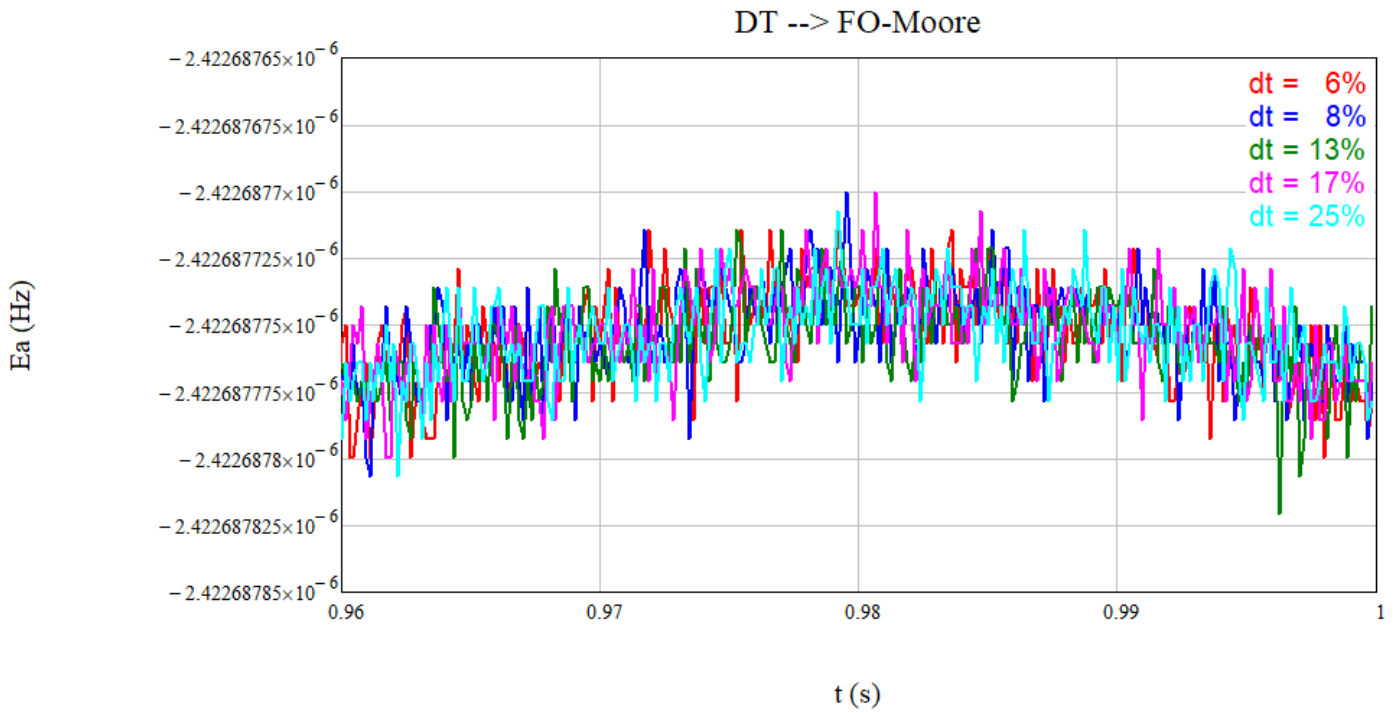


A.5.9. 3EPLL-IIabc

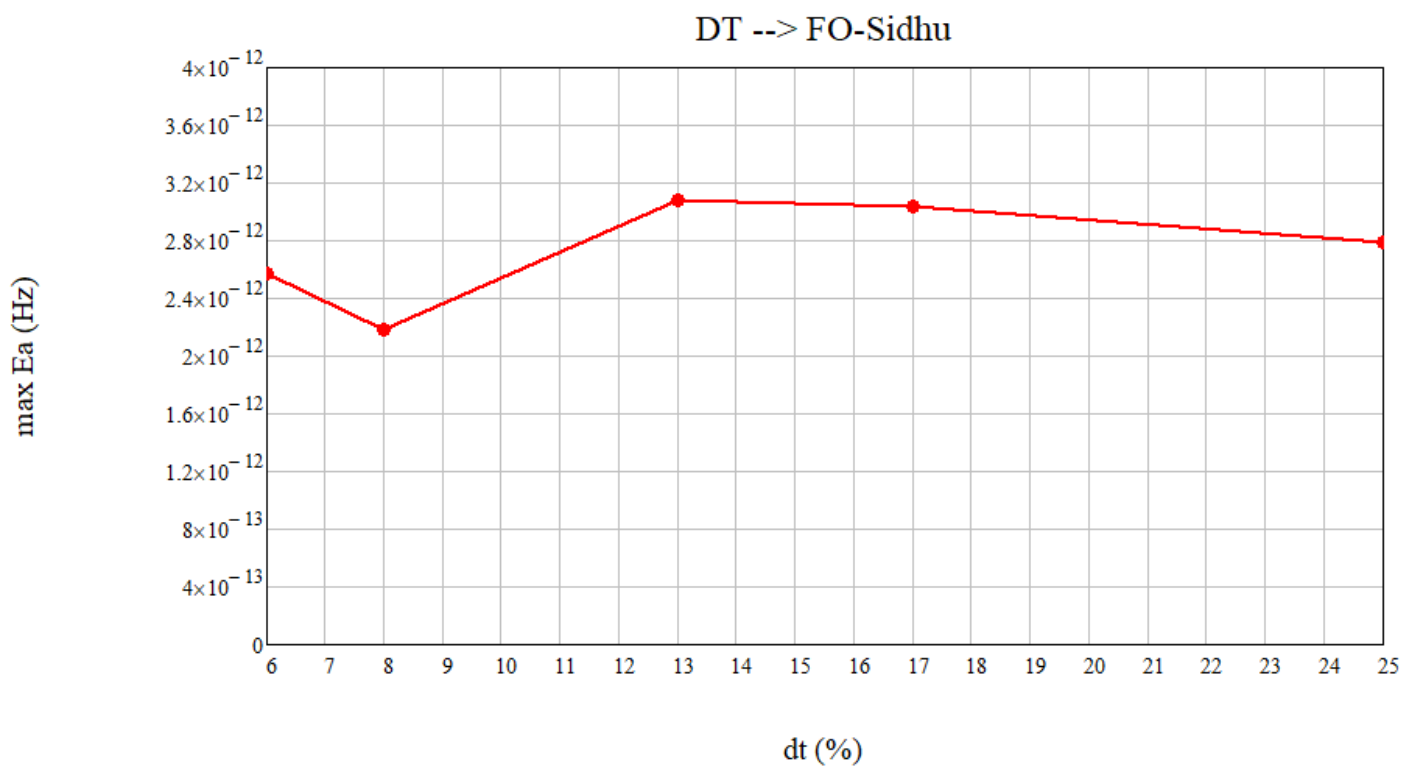
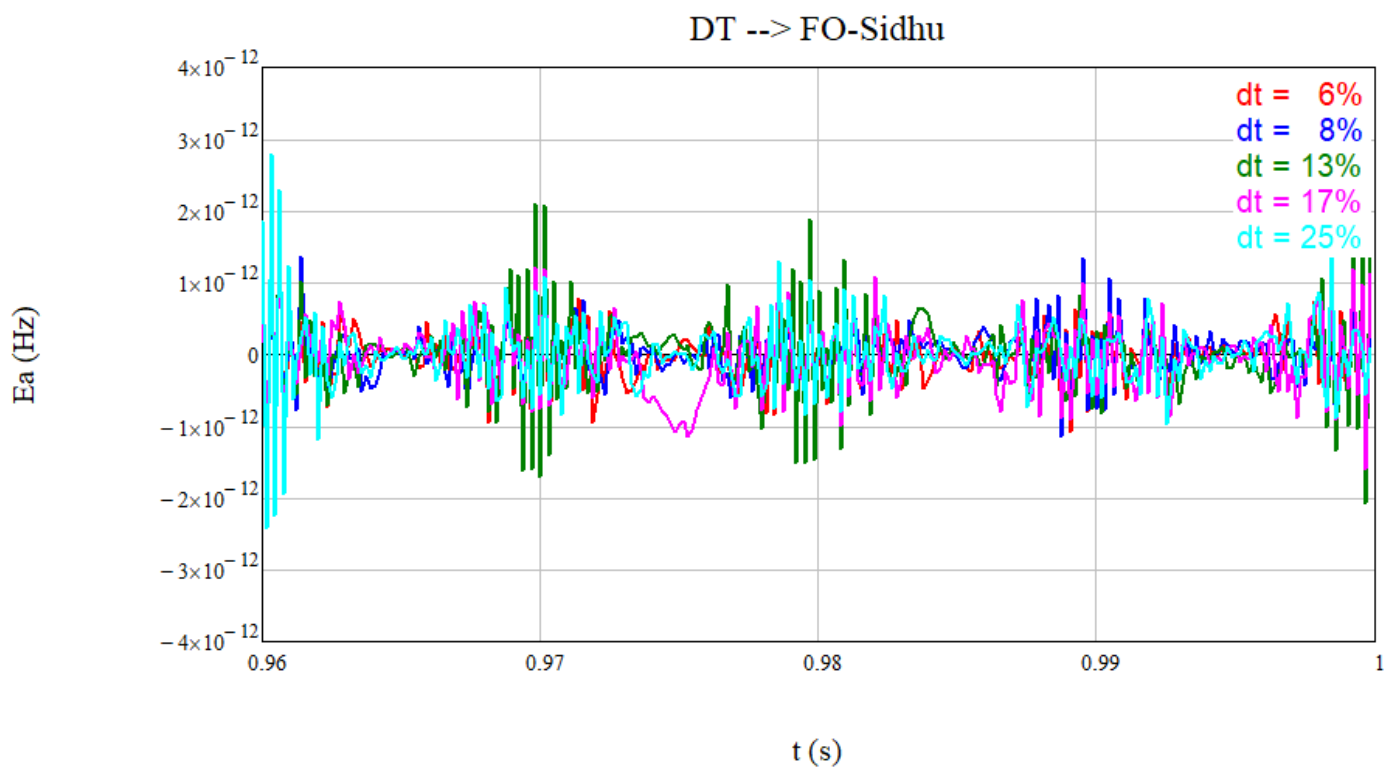


A.6. Señal de prueba: Desequilibrio de tensión (DT)

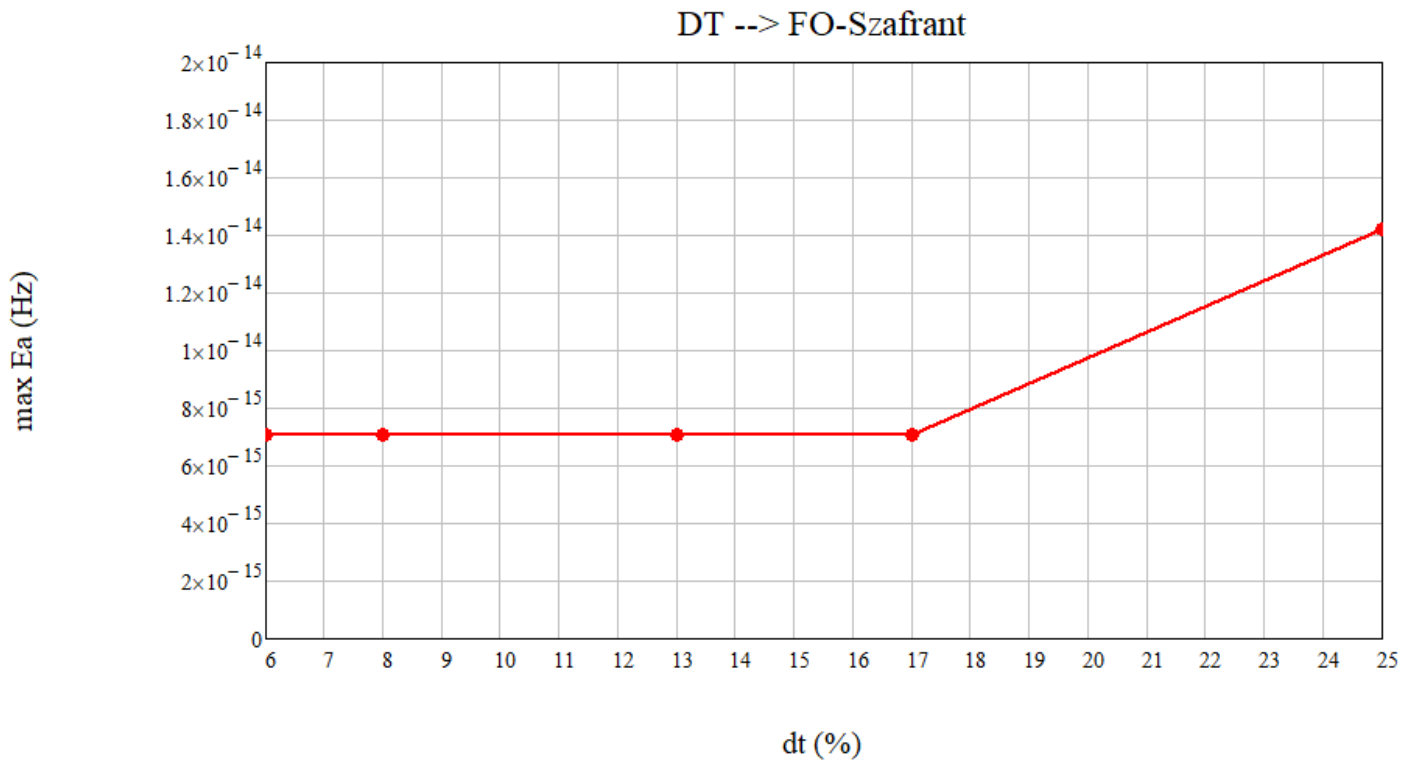
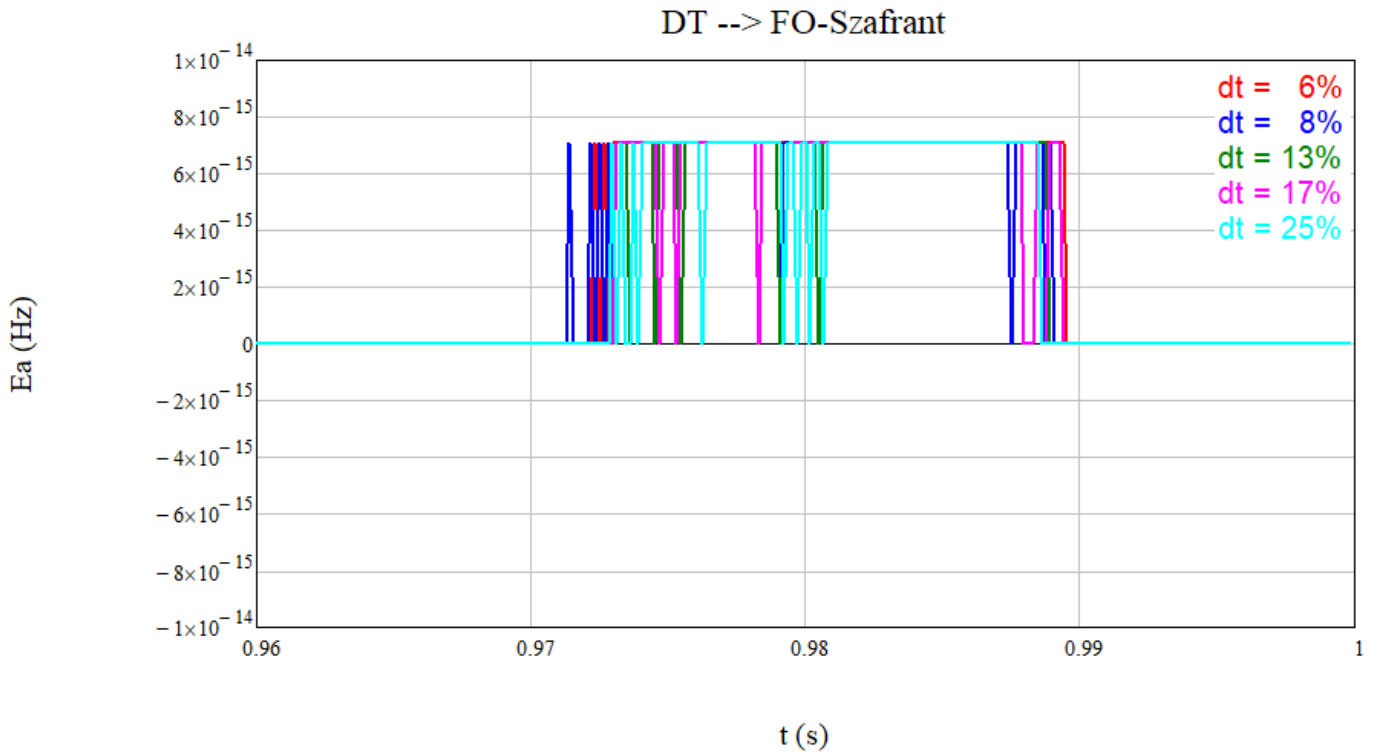
A.6.1. FO-Moore-t



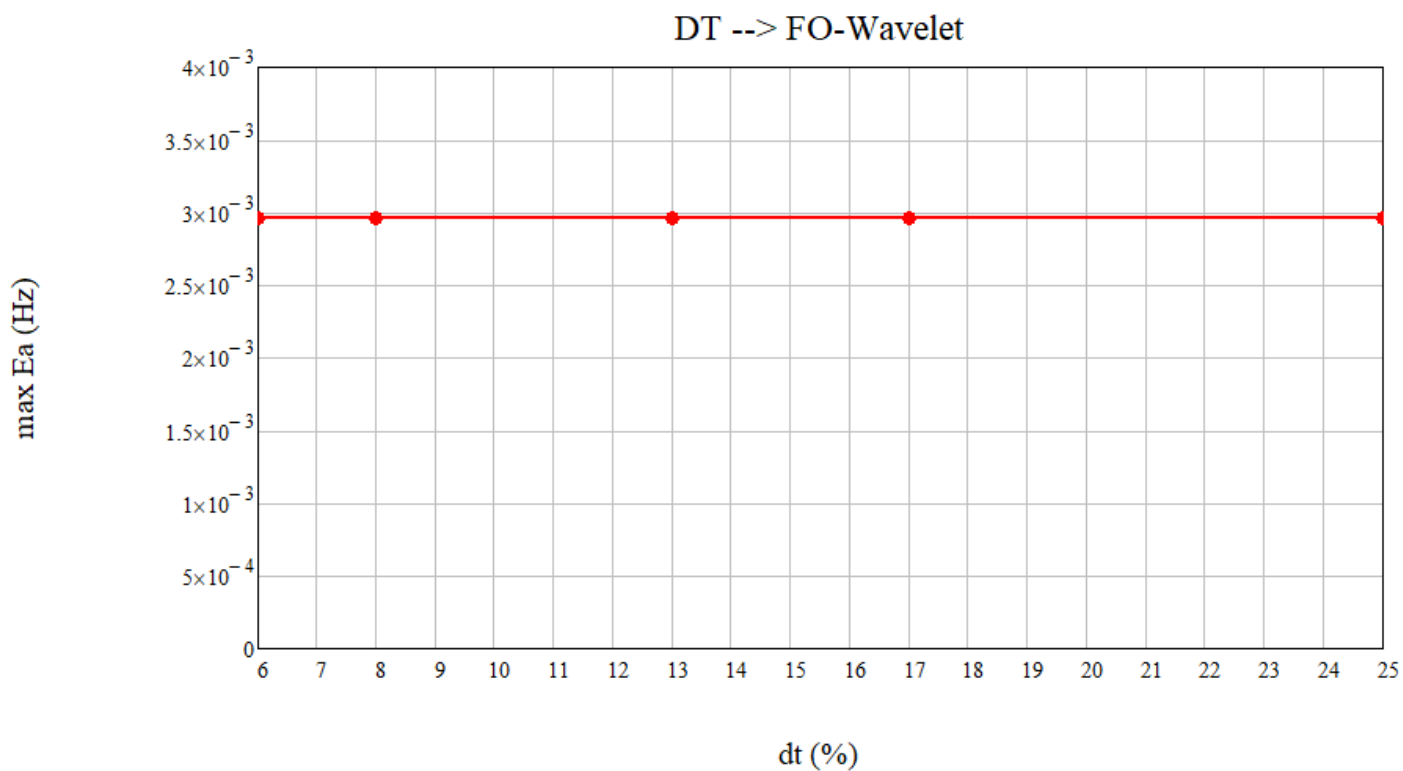
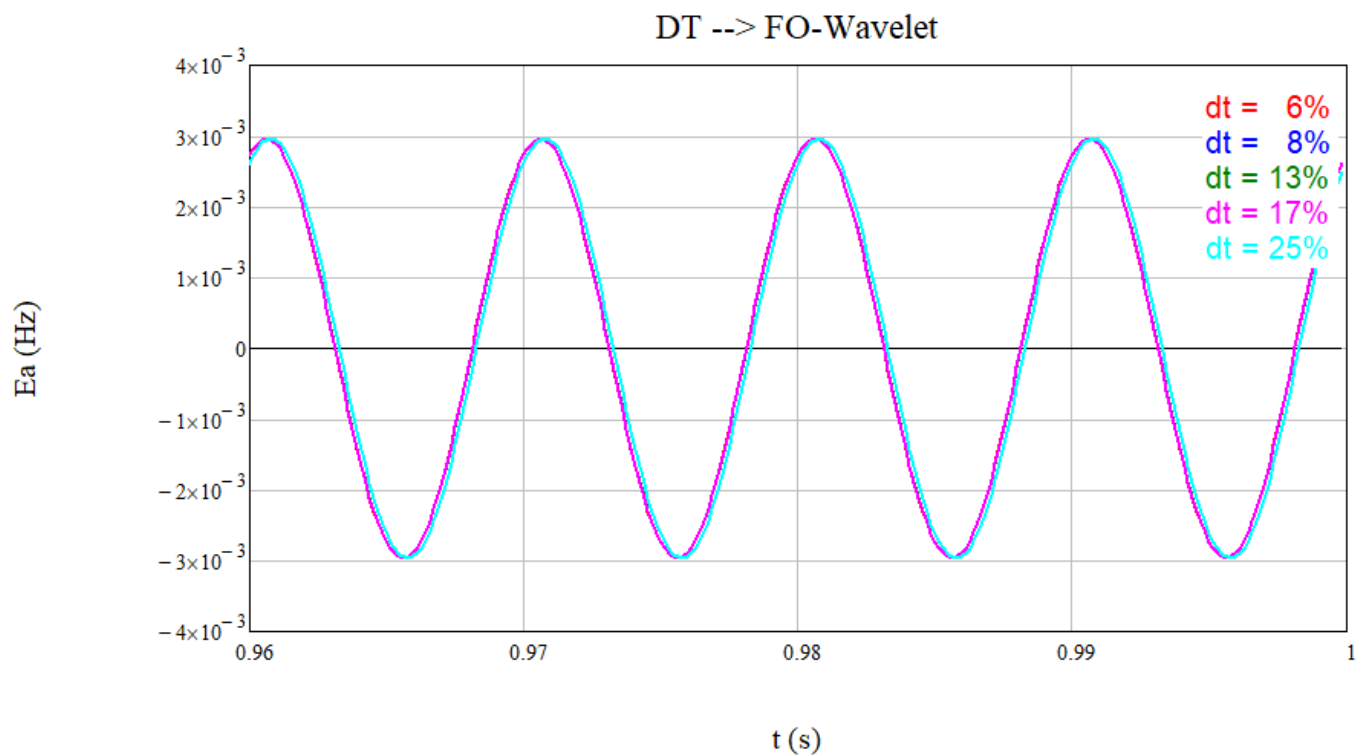
A.6.2. FO-Sidhu-t



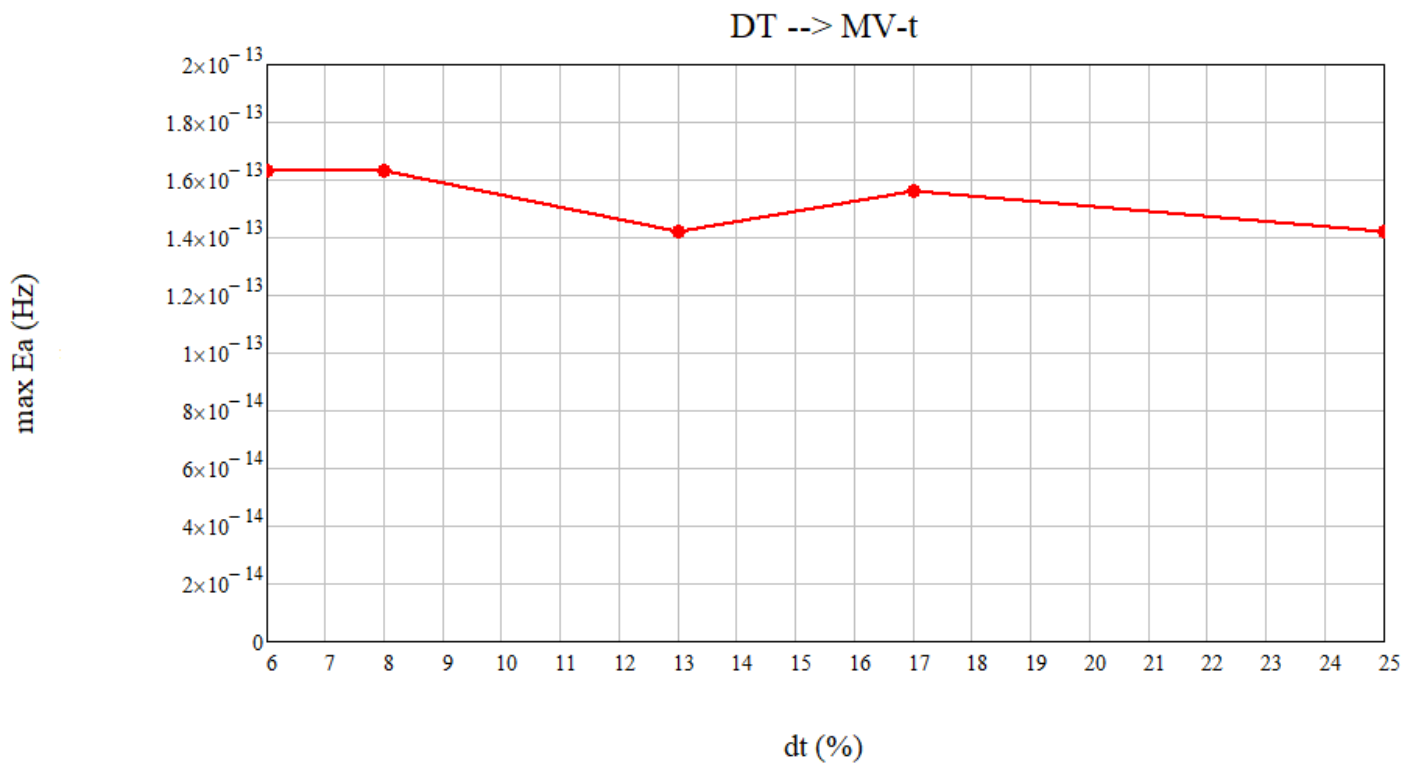
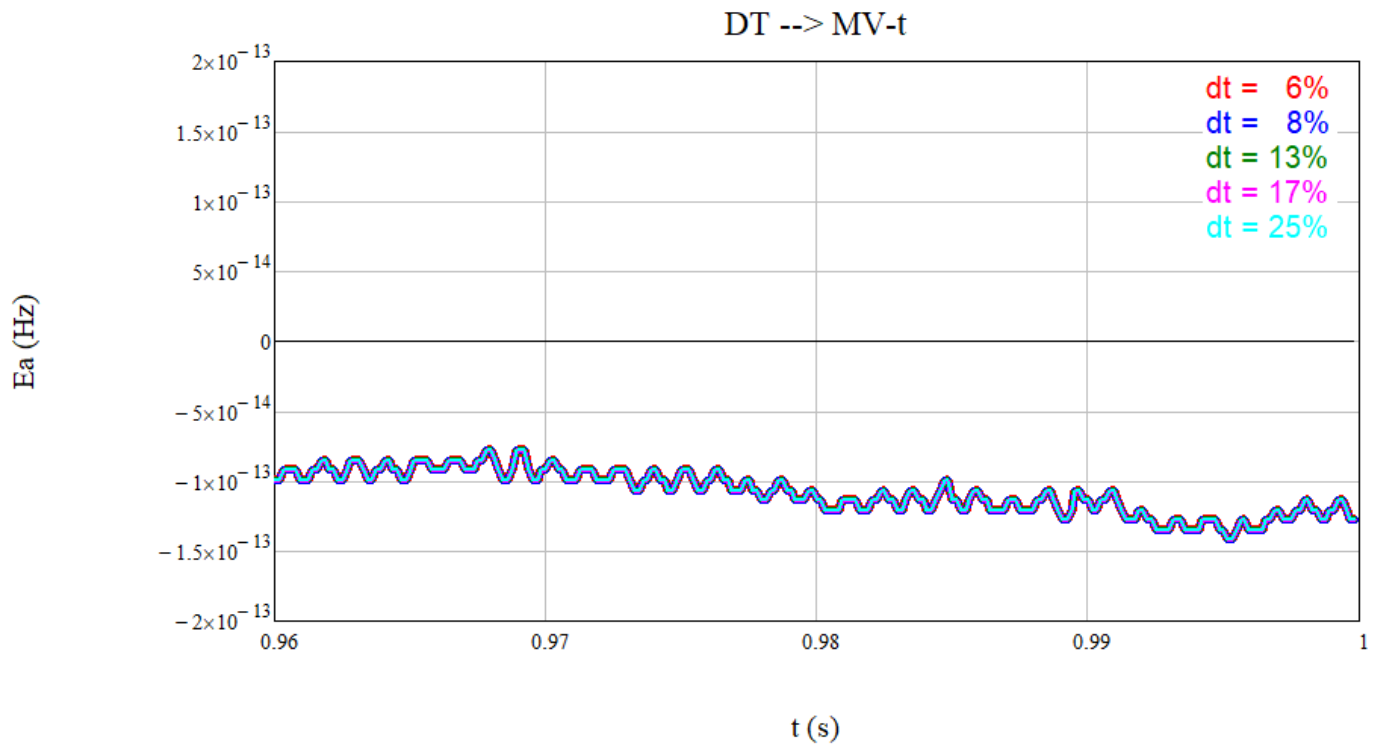
A.6.3. FO-Szafrant-t



A.6.4. FO-Wavelet-t

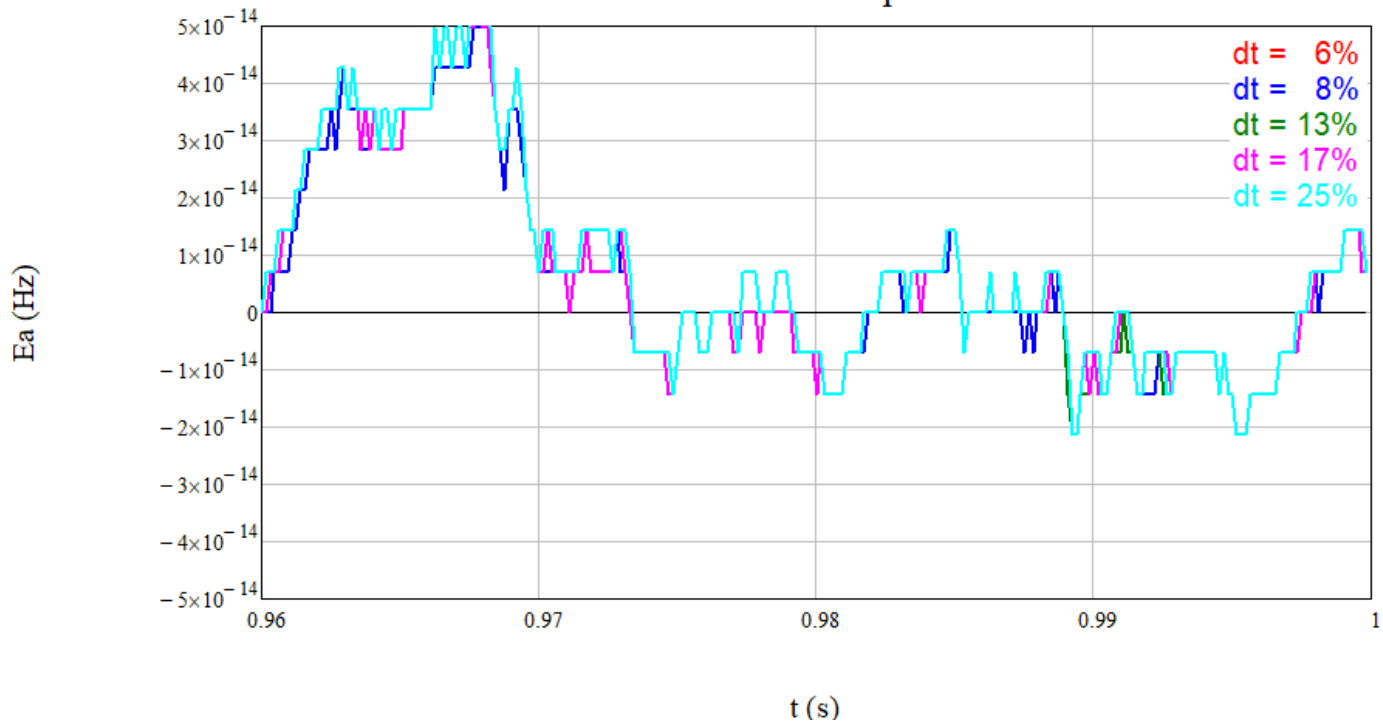


A.6.5. MV-t

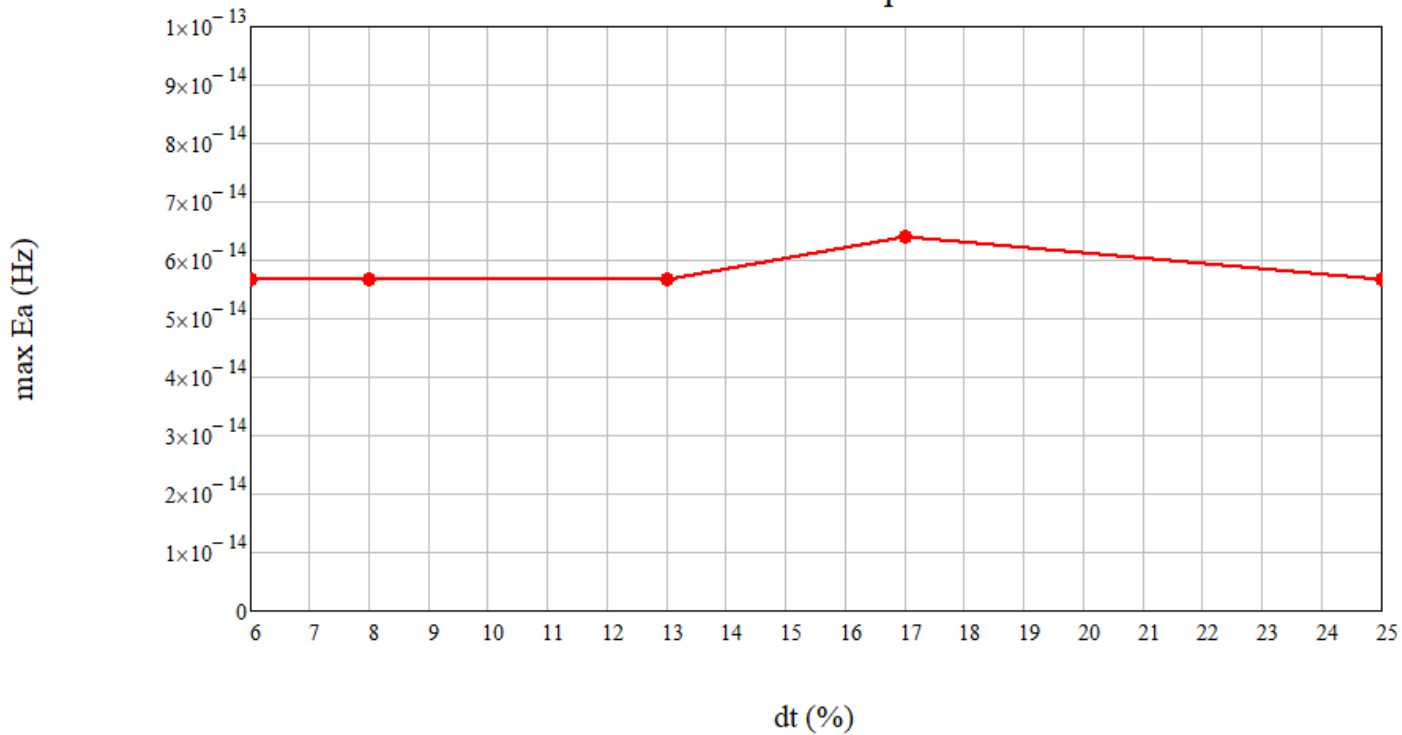


A.6.6. MV-tp-3

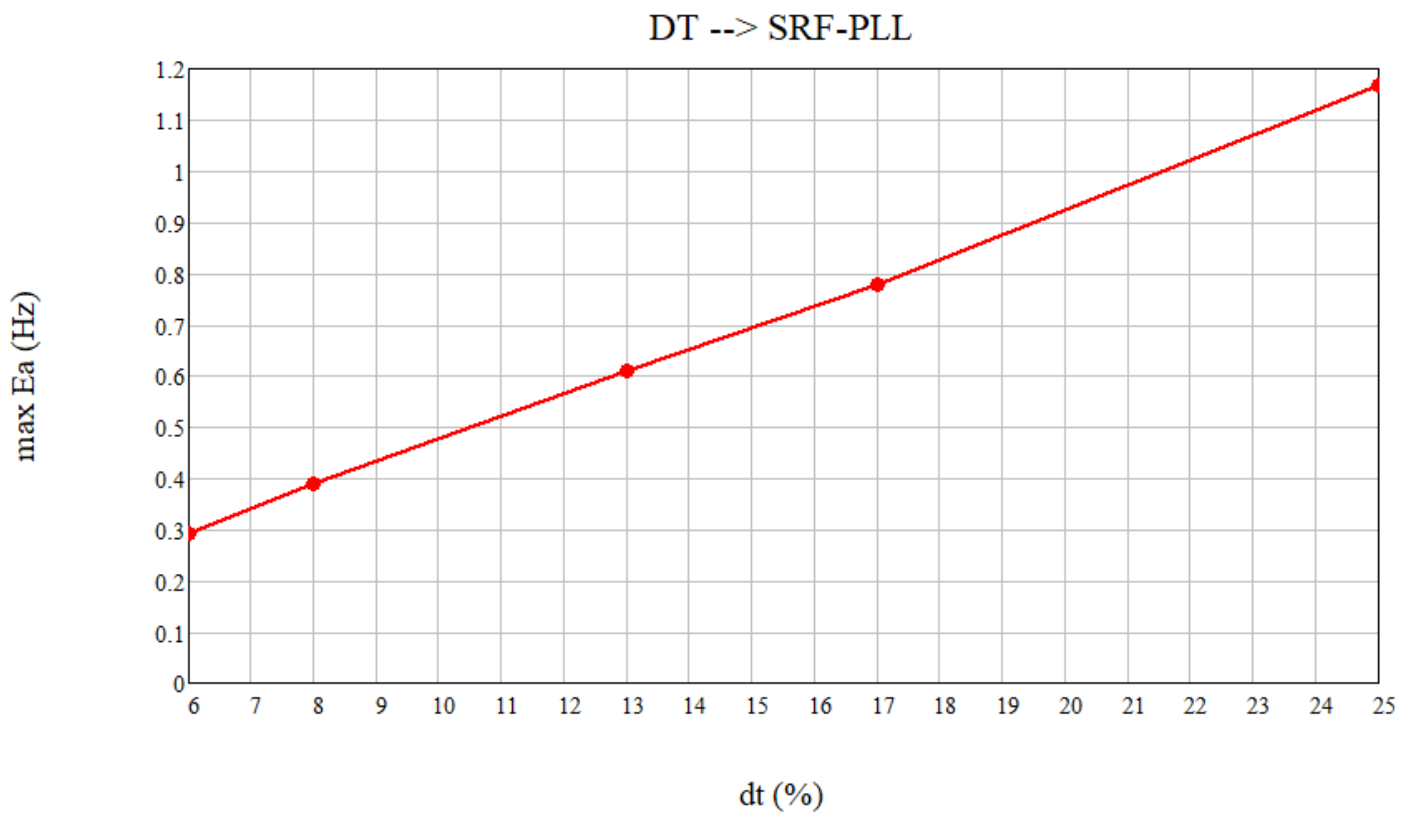
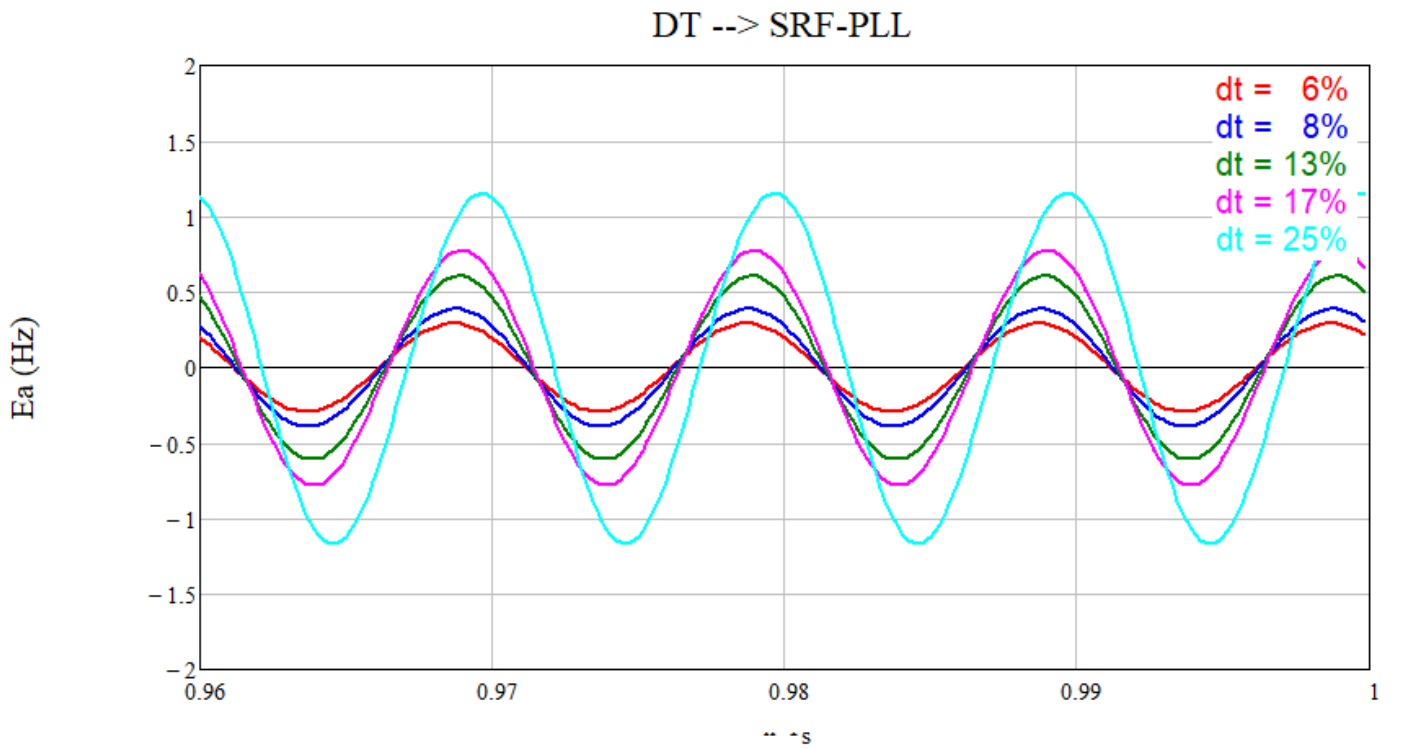
DT --> MV-tp-3



DT --> MV-tp-3

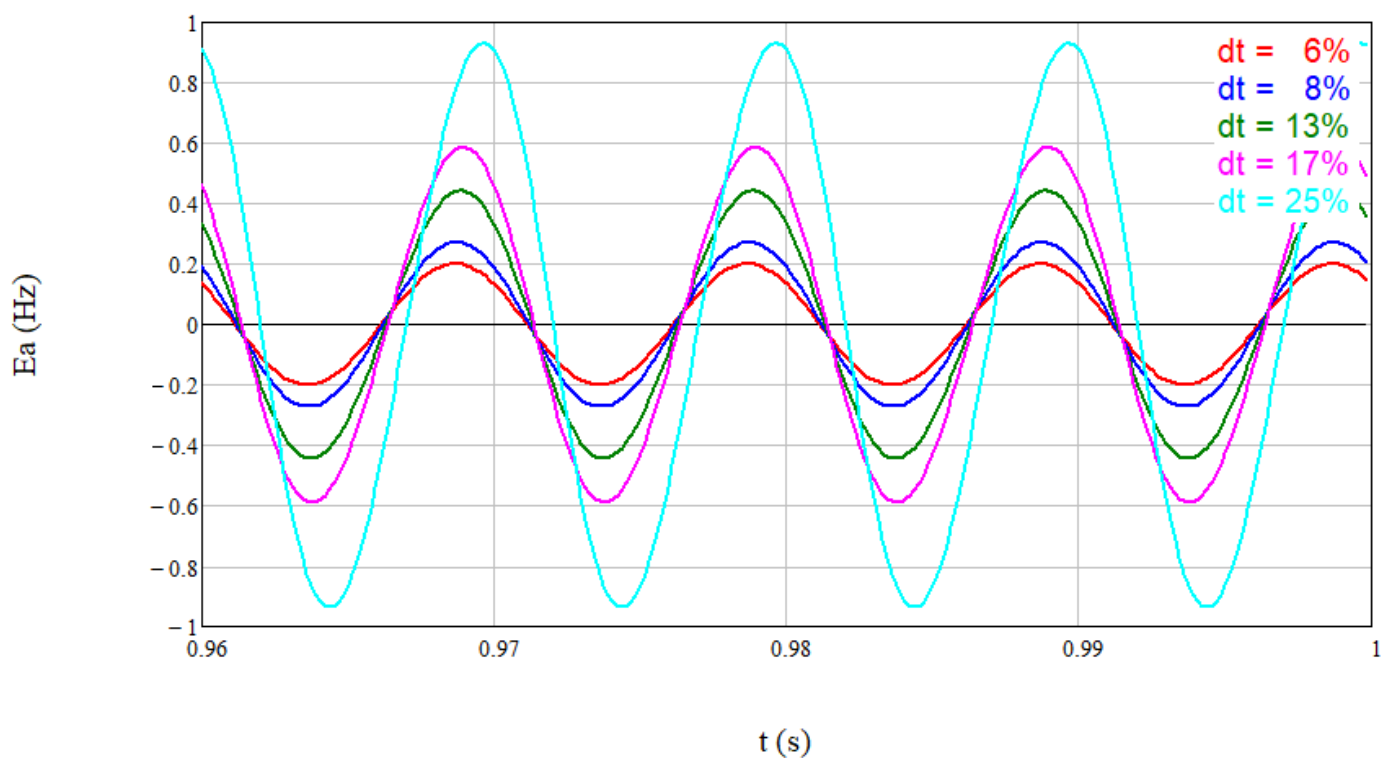


A.6.7. SRF-PLL

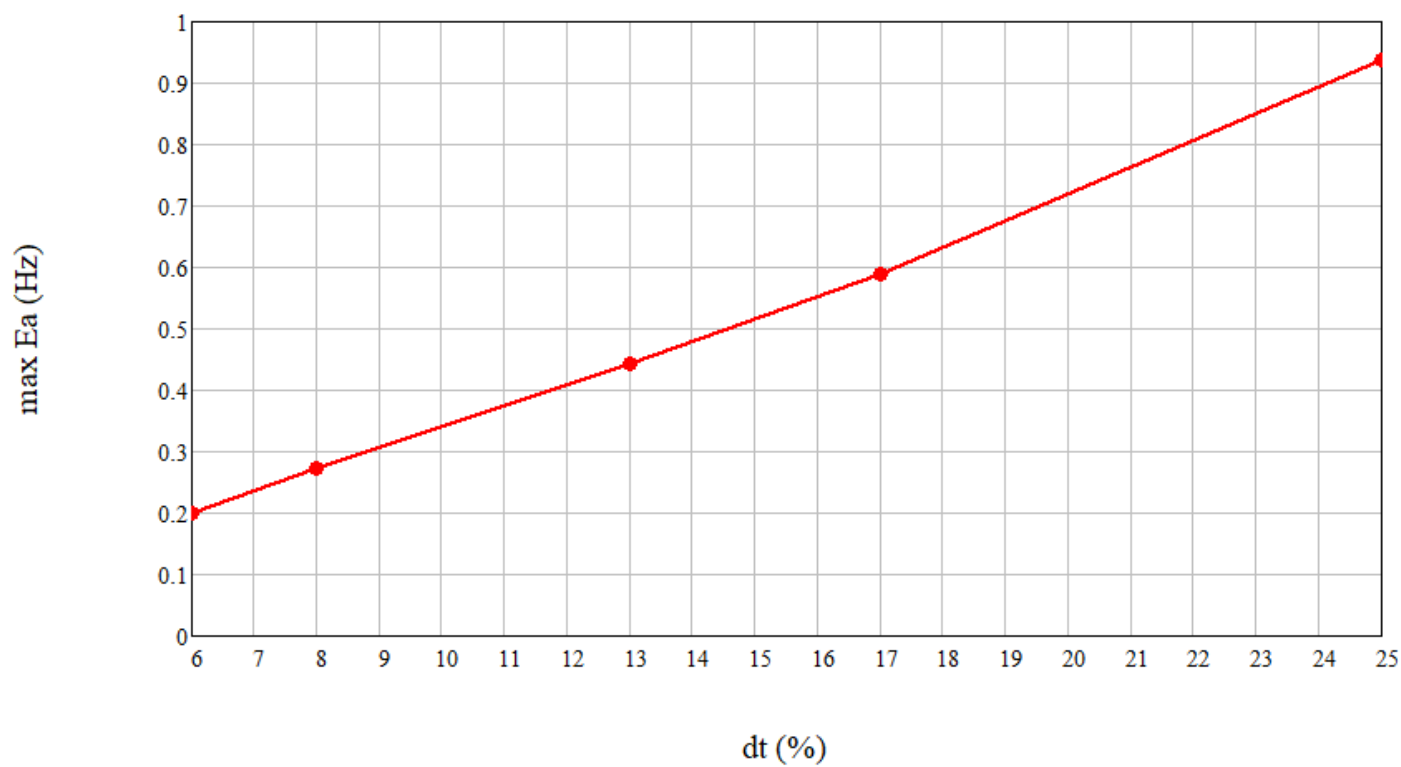


A.6.8. 3EPLL-Iabc

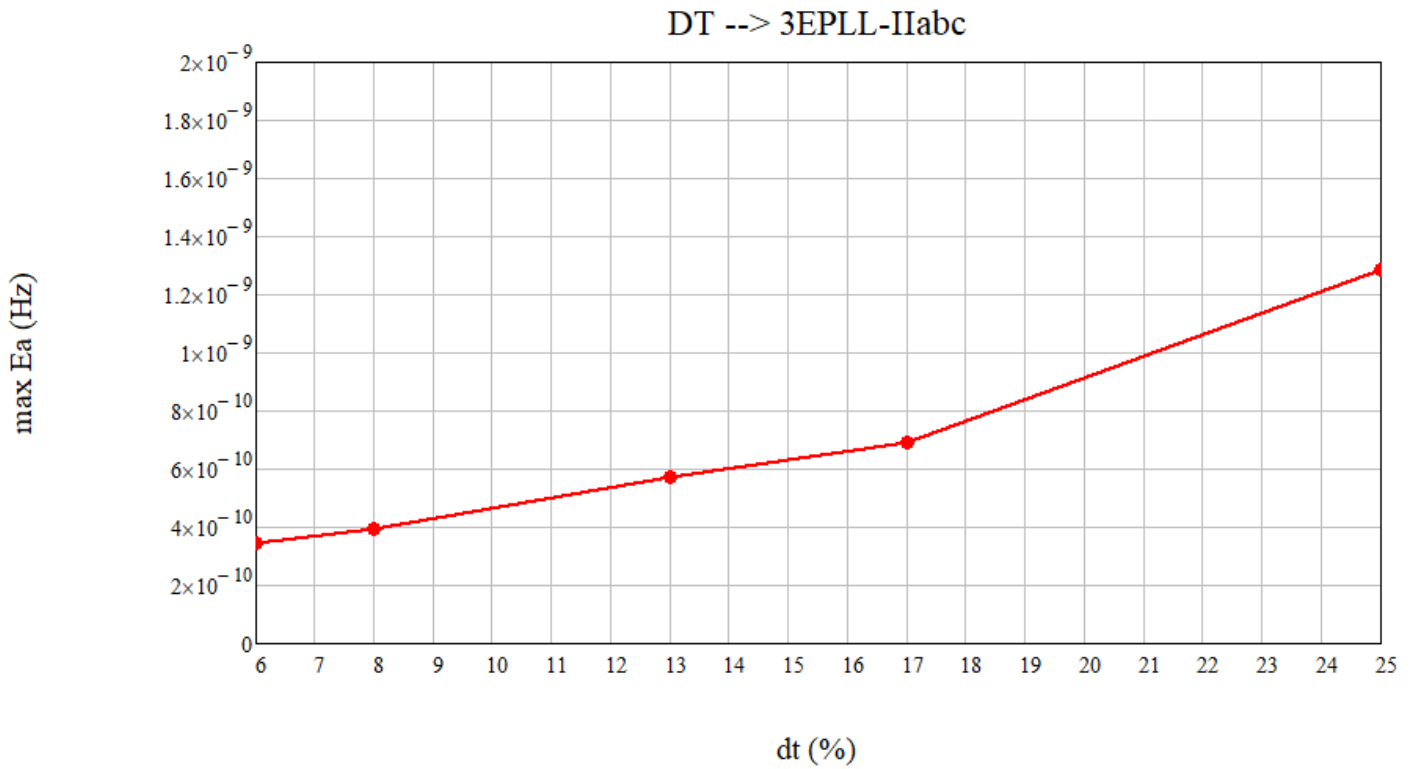
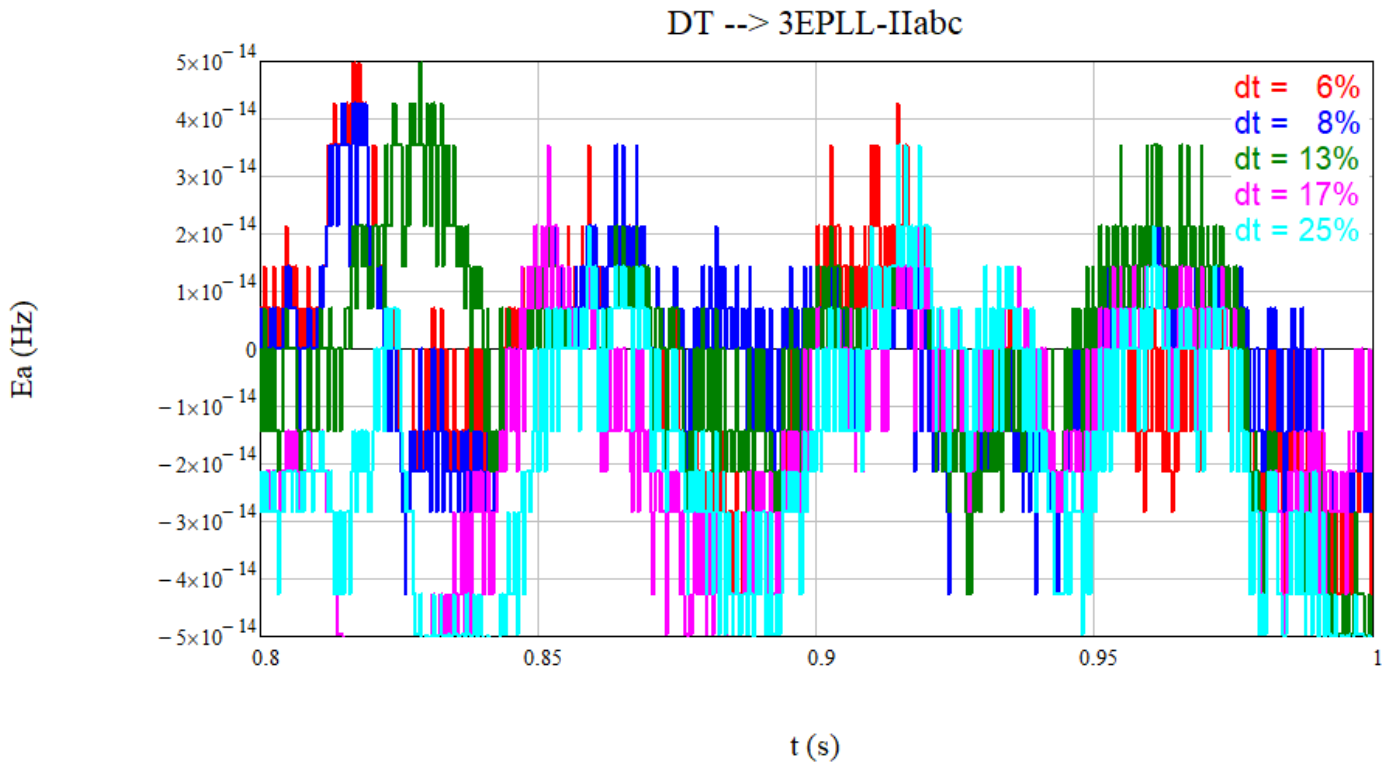
DT --> 3EPLL-Iabc



DT --> 3EPLL-Iabc

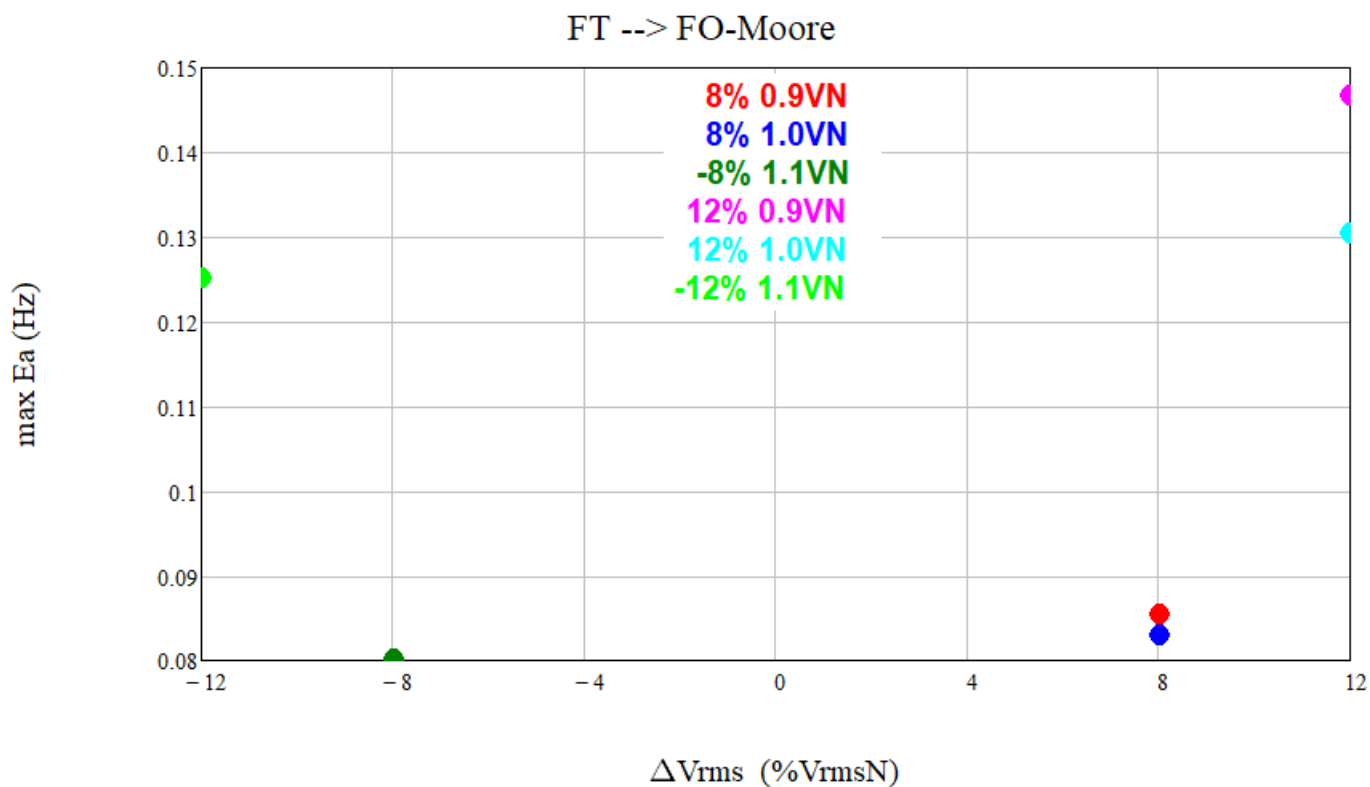
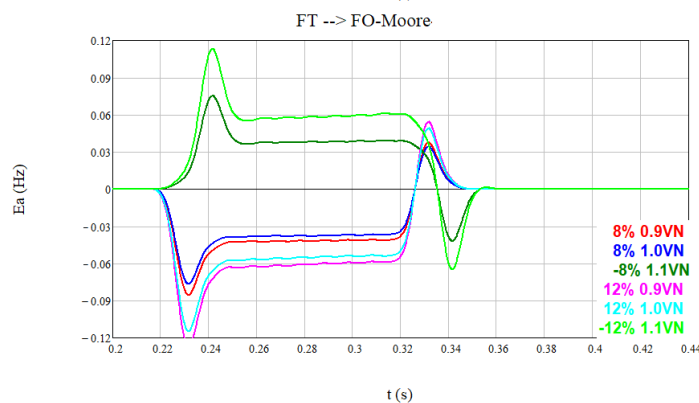
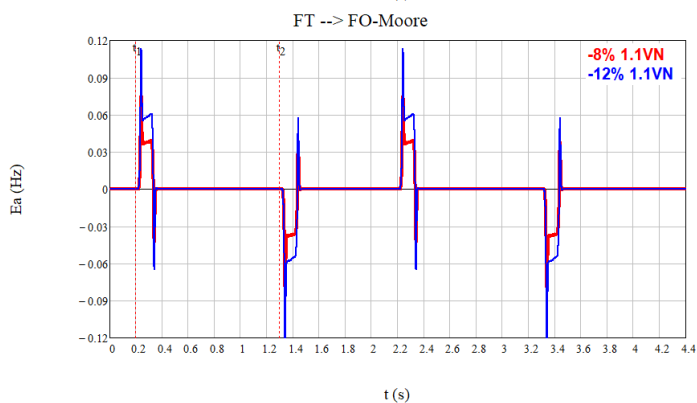
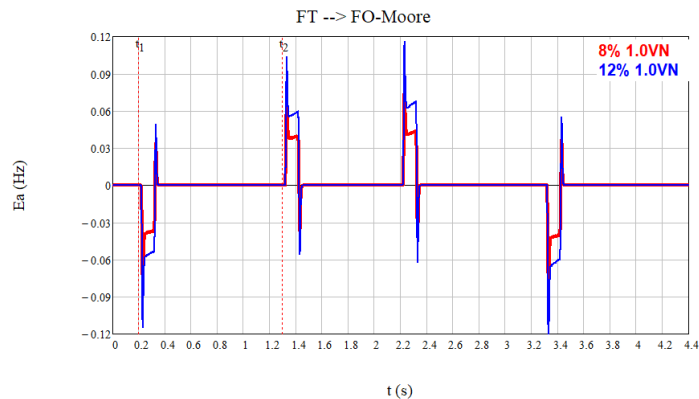
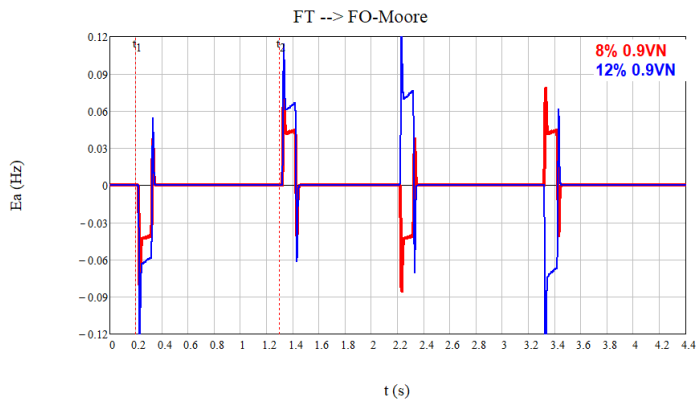


A.6.9. 3EPLL-IIabc

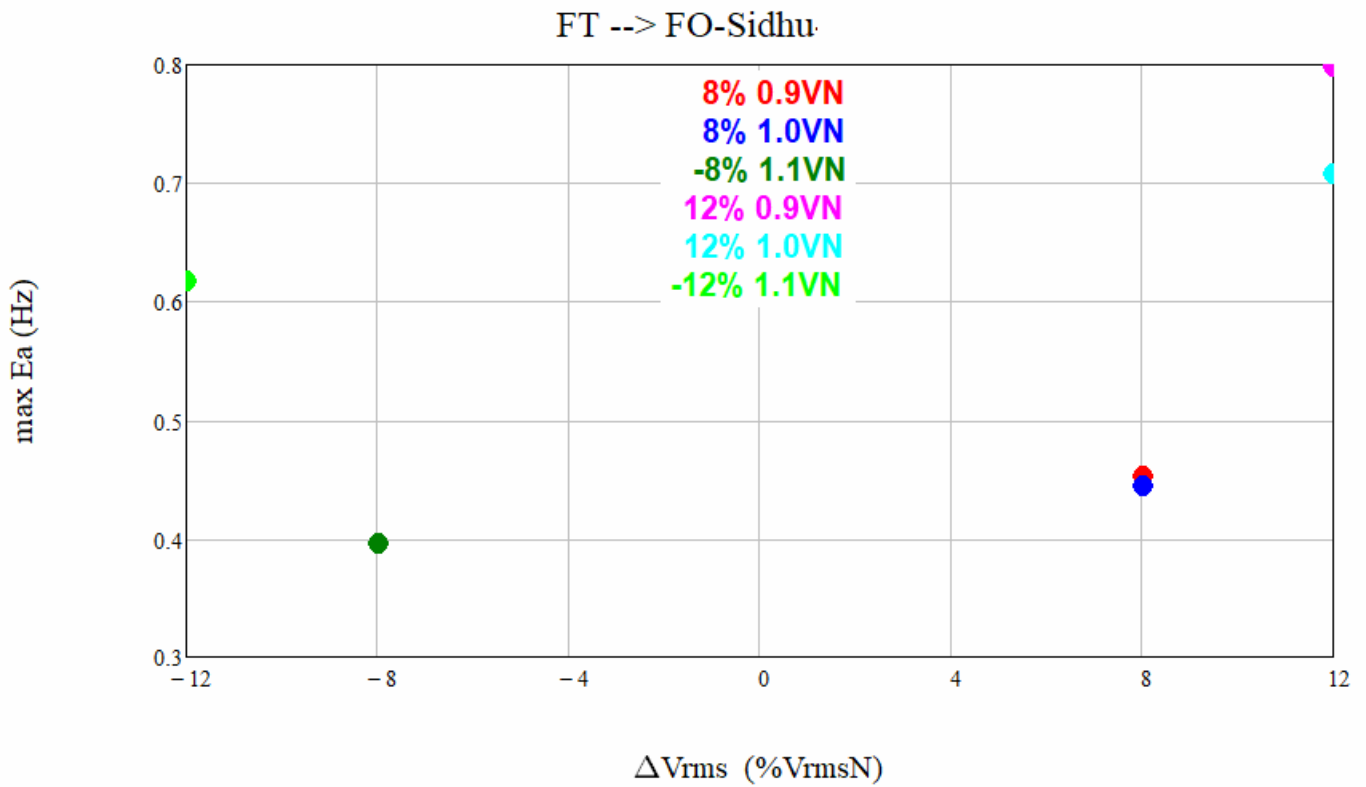
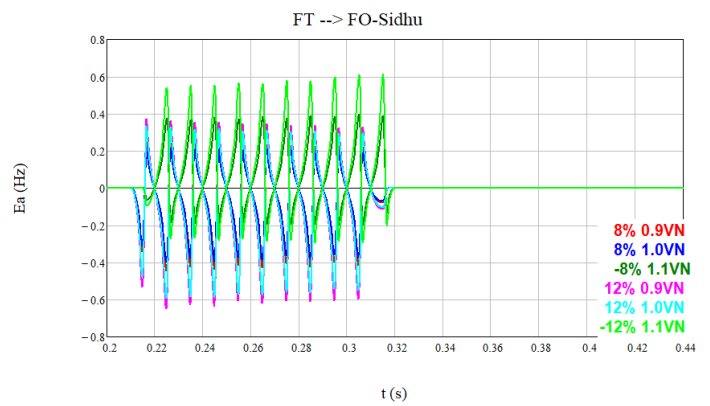
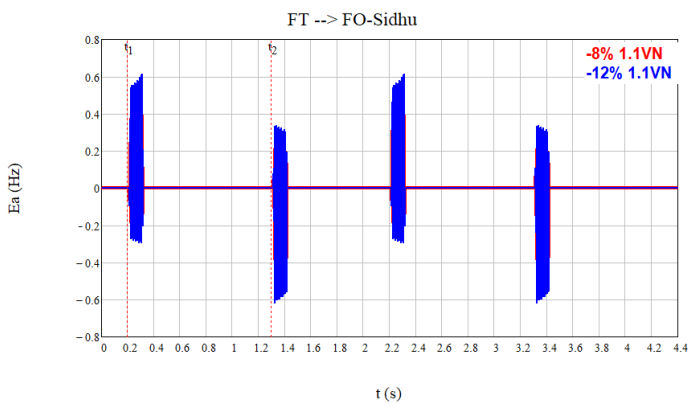
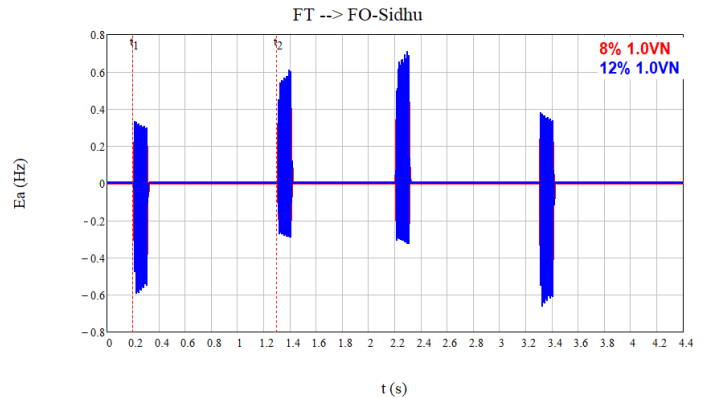
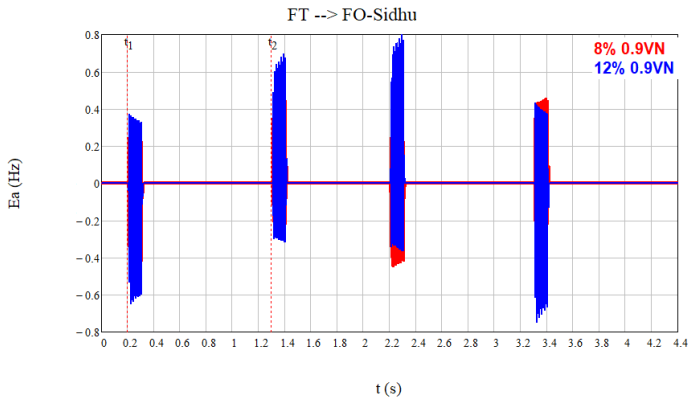


A.7. Señal de prueba: Fluctuación de tensión (FT)

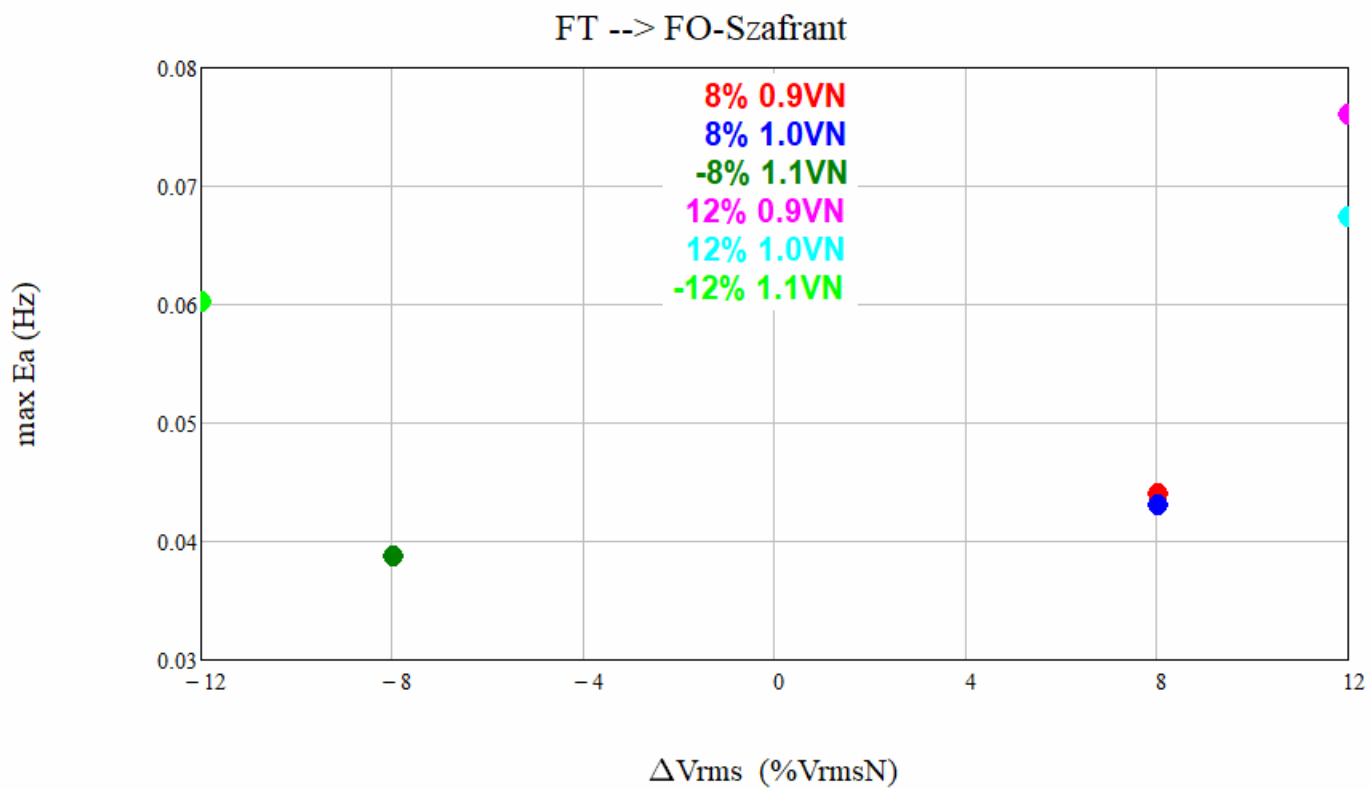
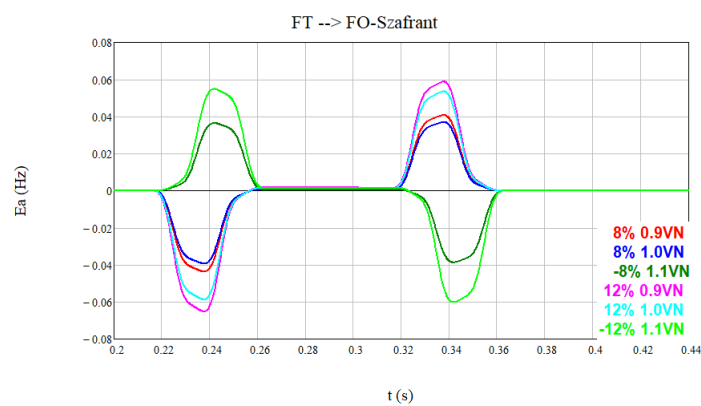
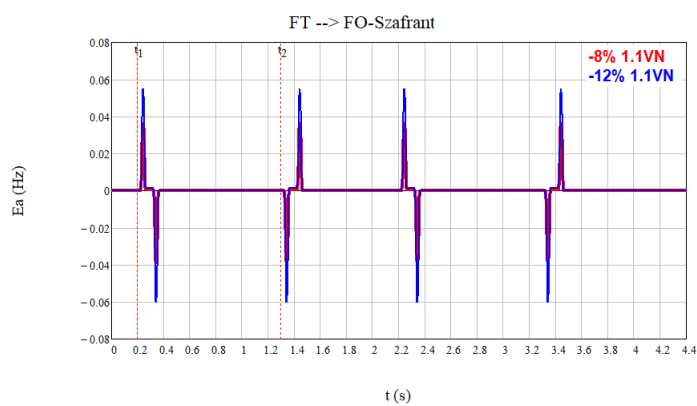
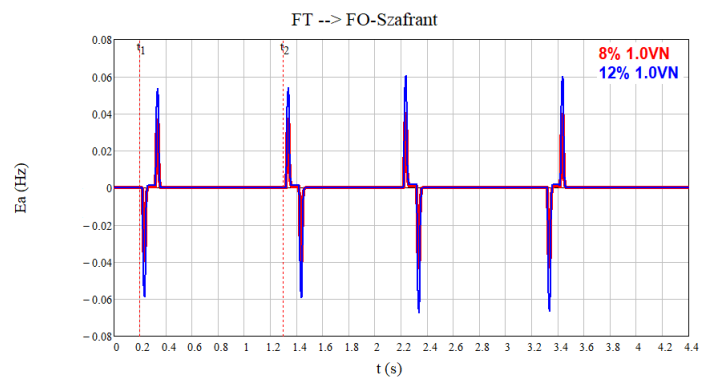
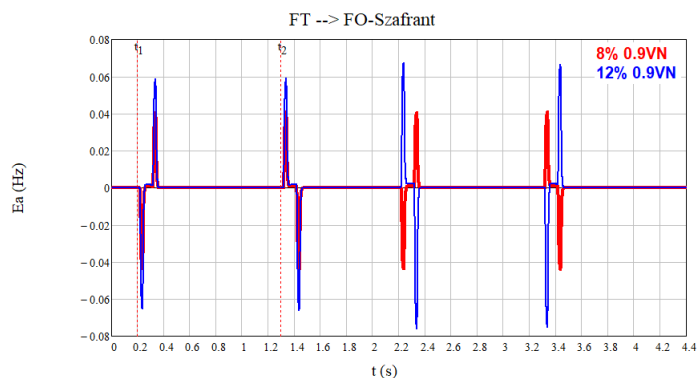
A.7.1. Método Moore



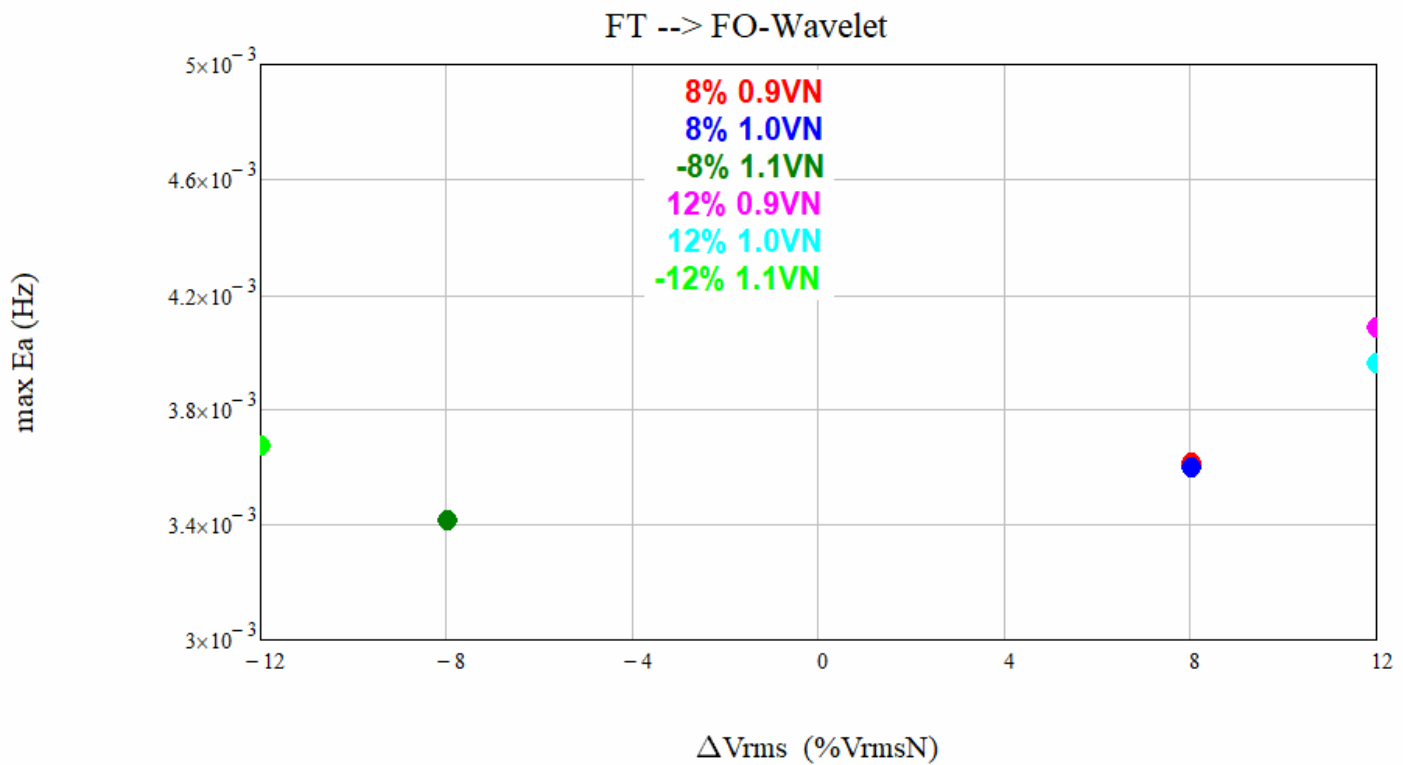
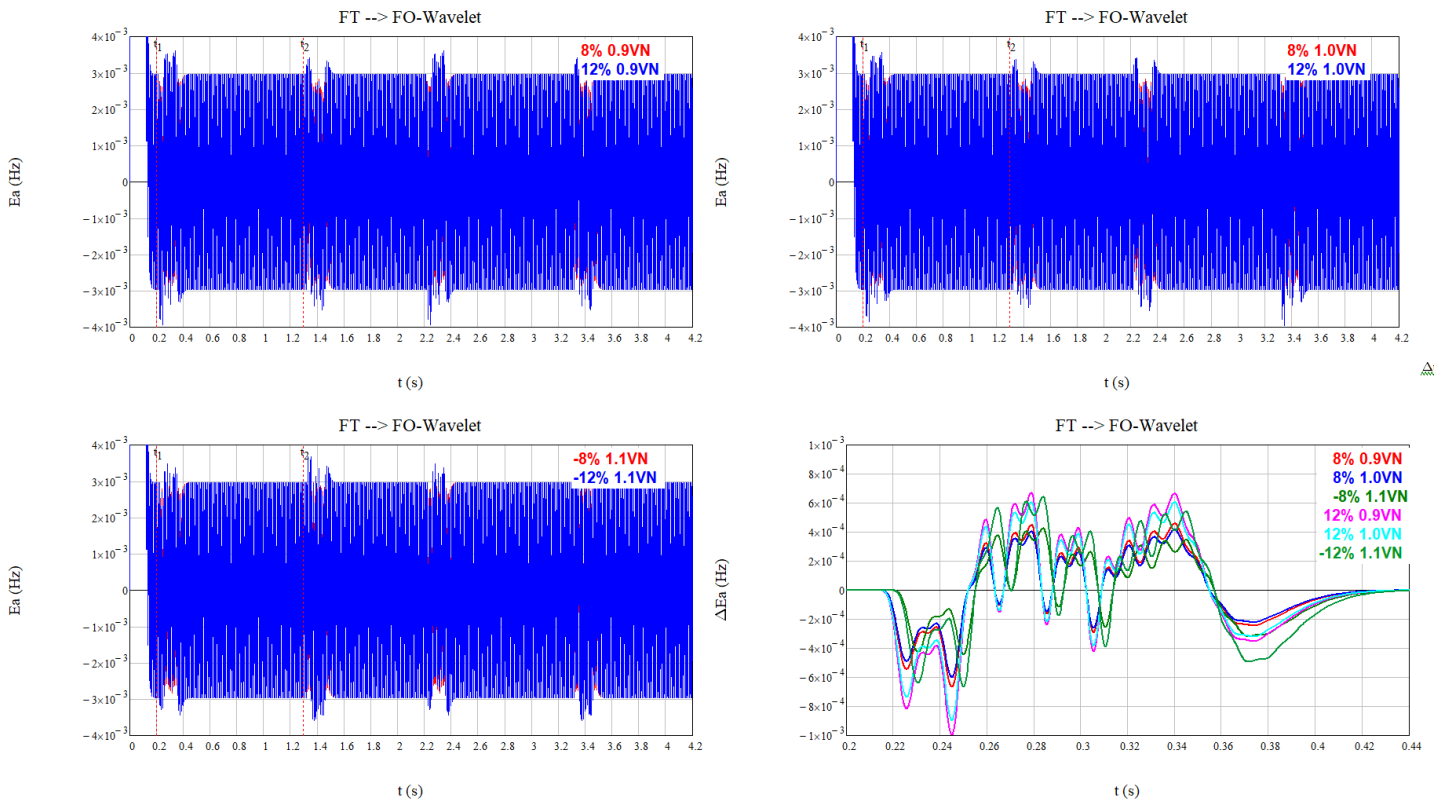
A.7.2. FO-Sidhu-t



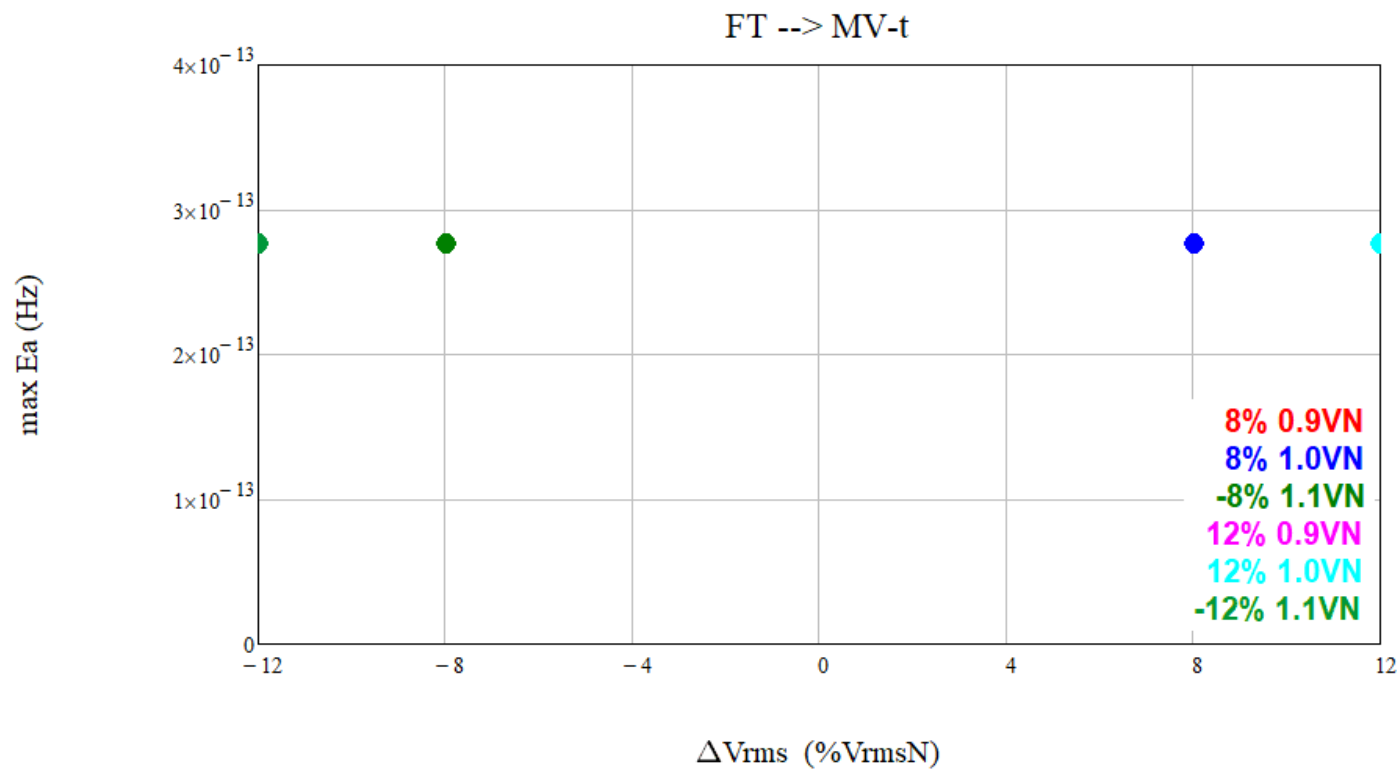
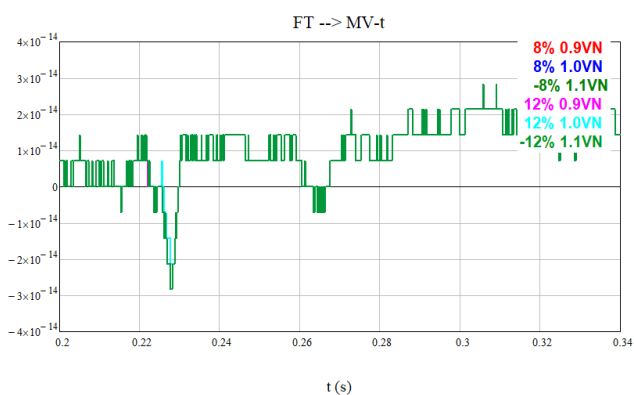
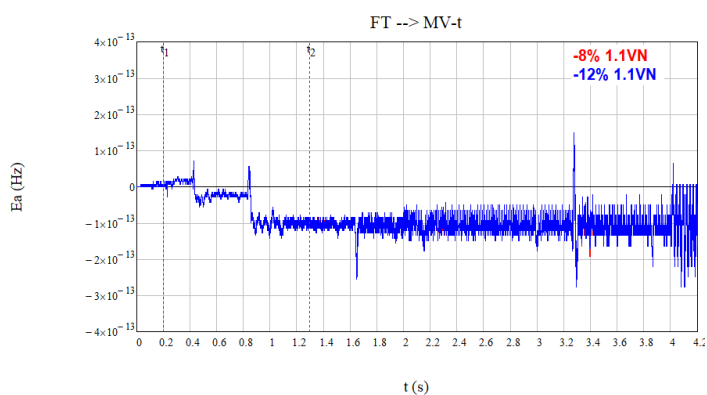
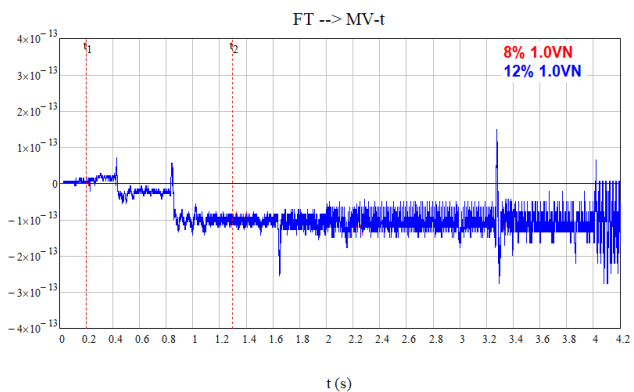
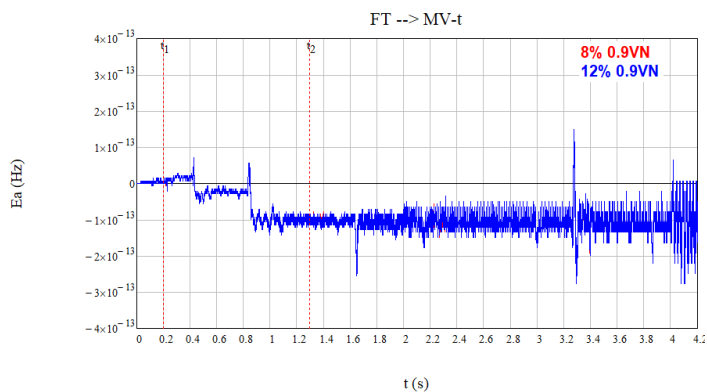
A.7.3. FO-Szafrant-t



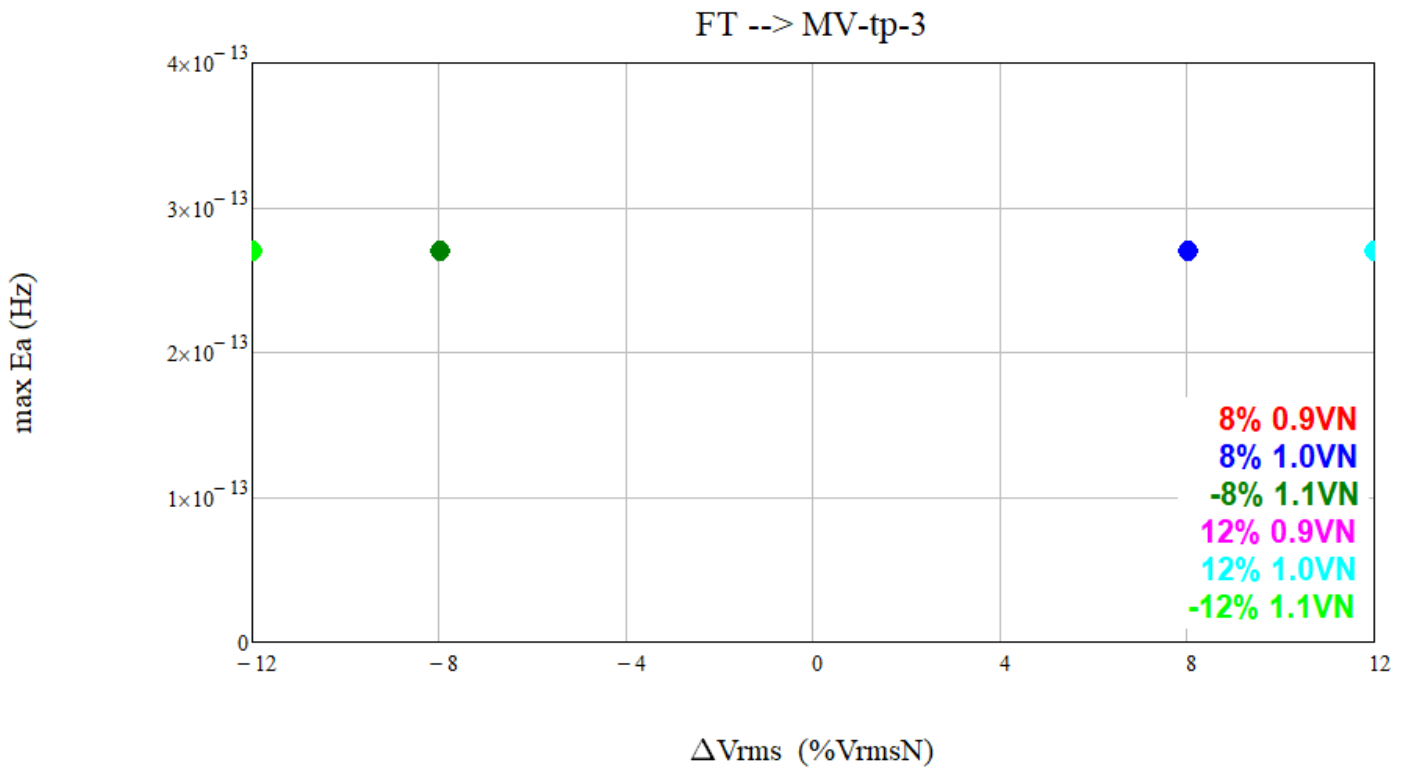
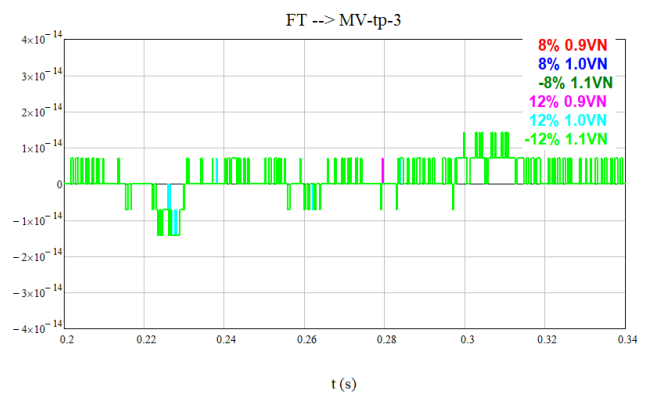
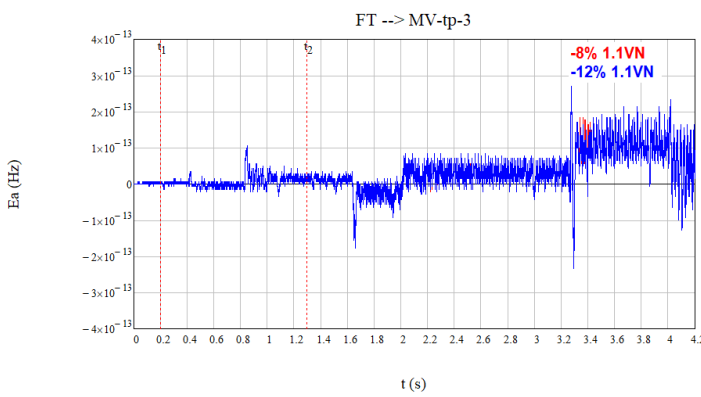
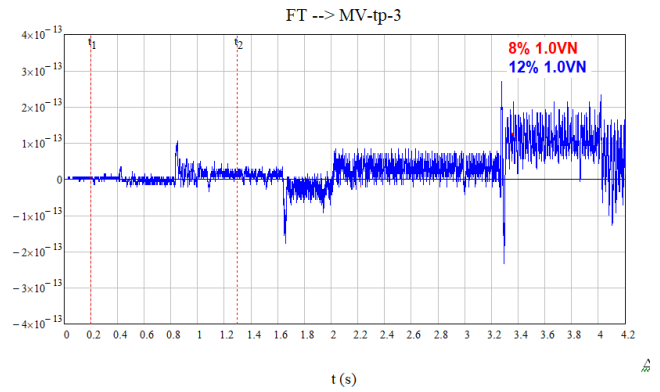
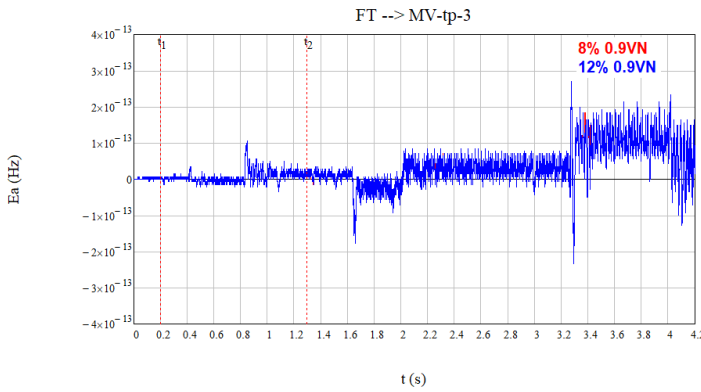
A.7.4. FO-Wavelet-t



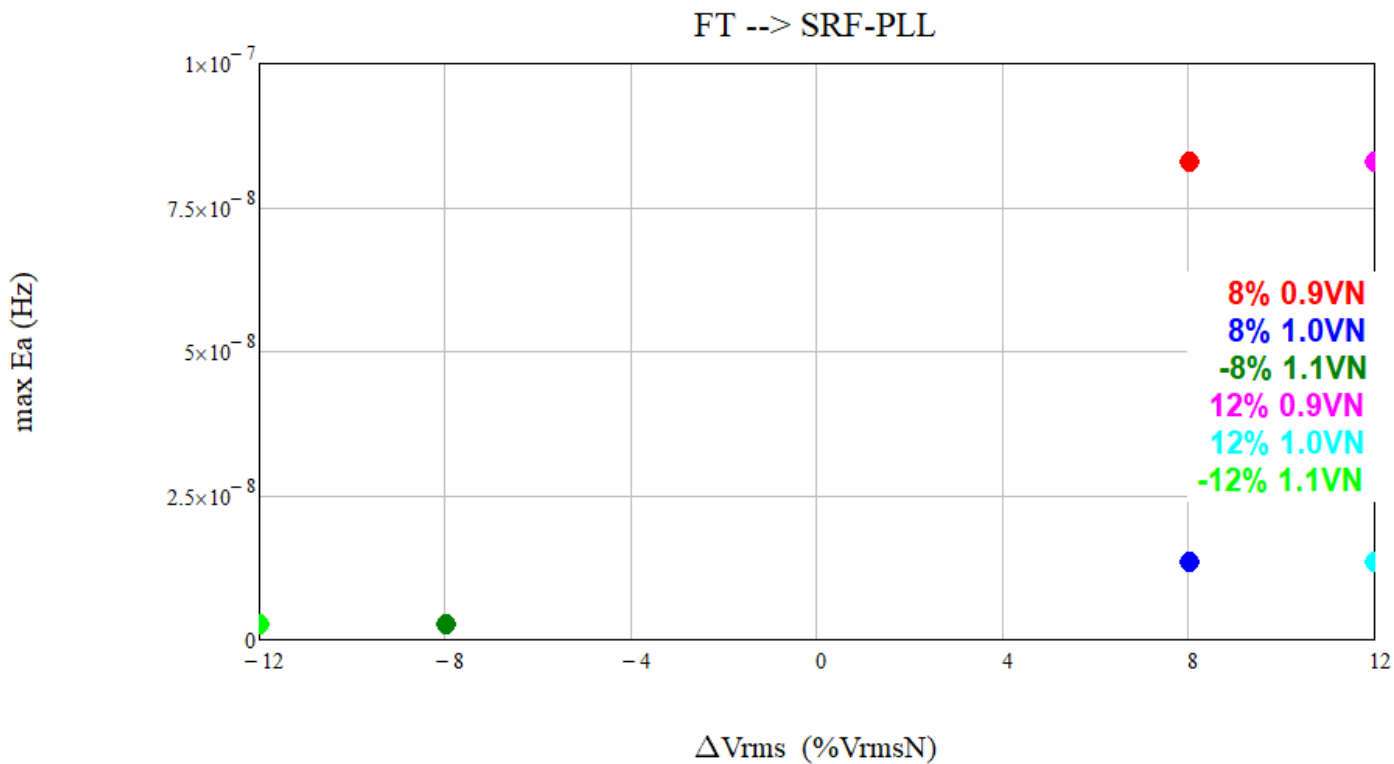
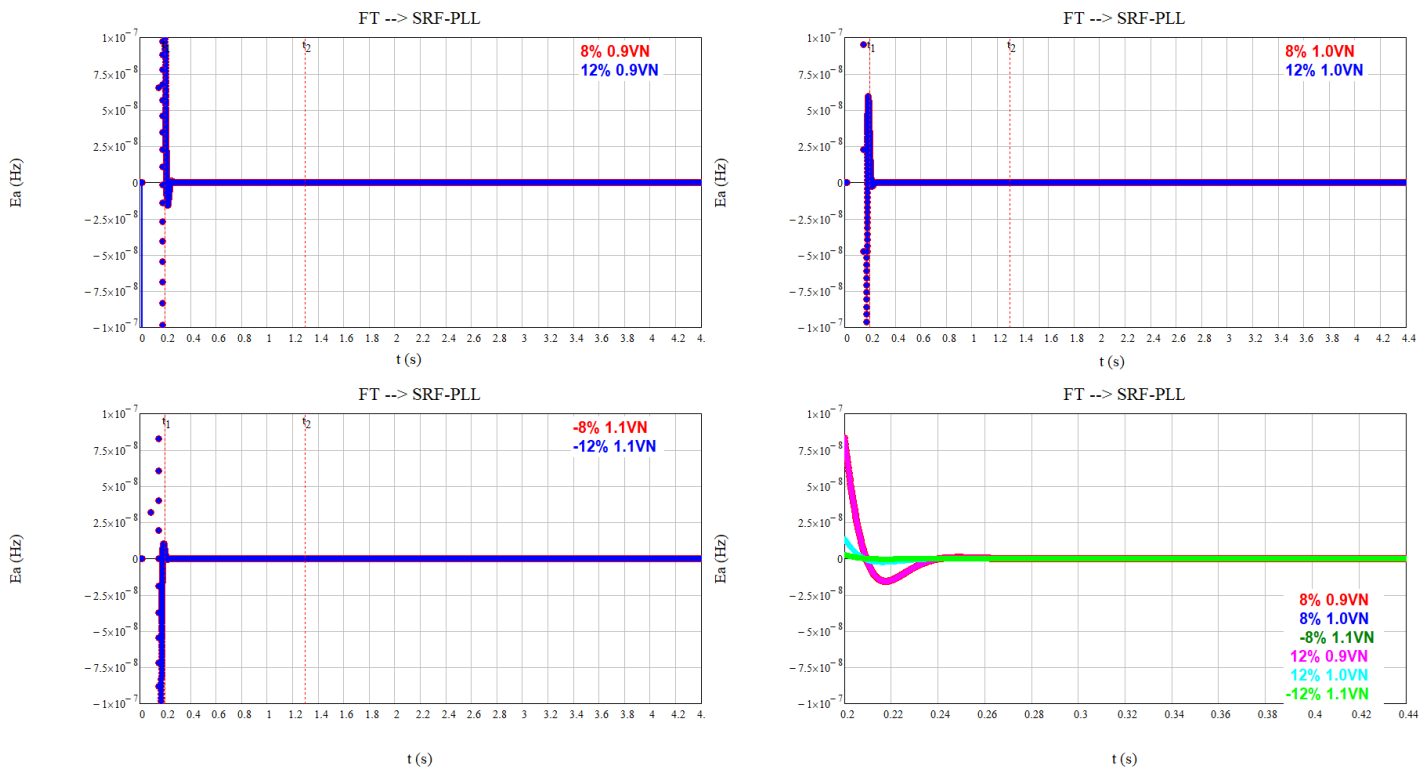
A.7.5. MV-t



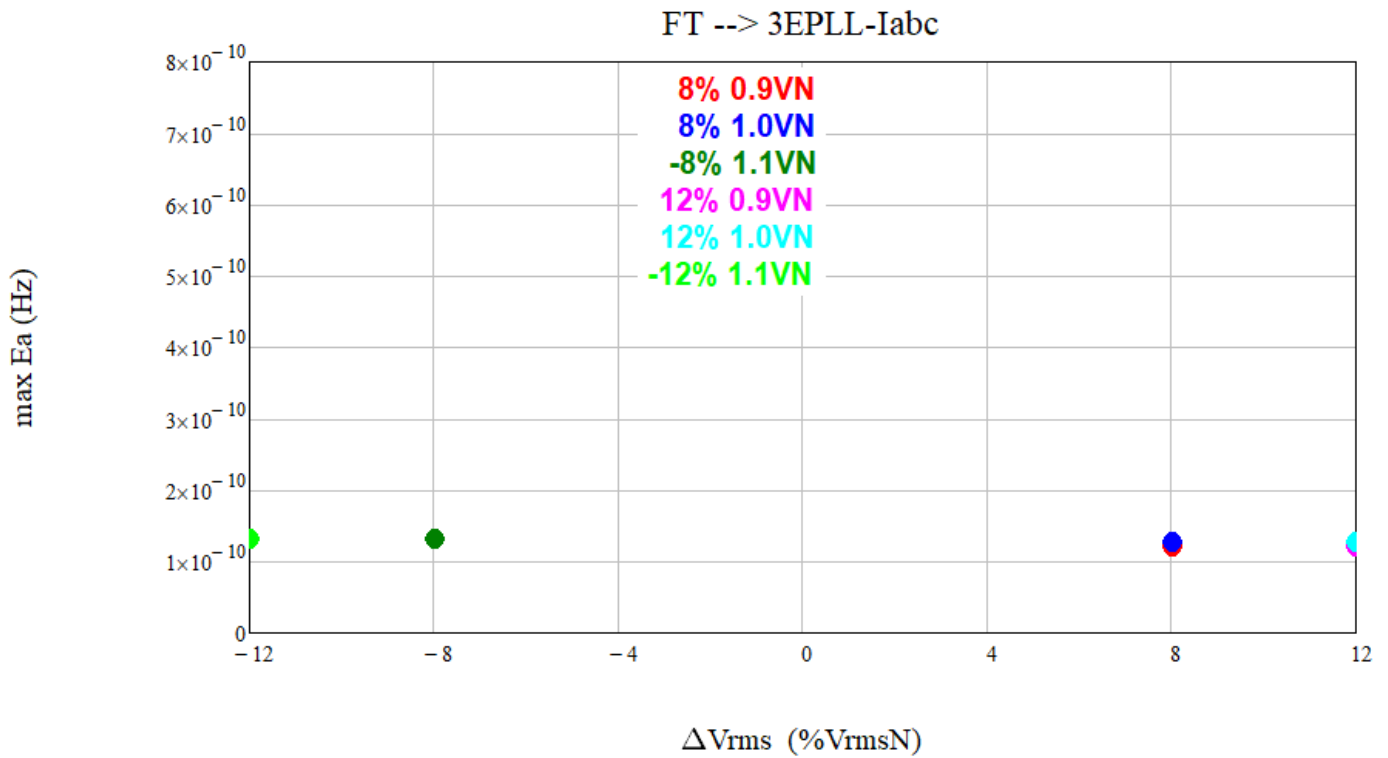
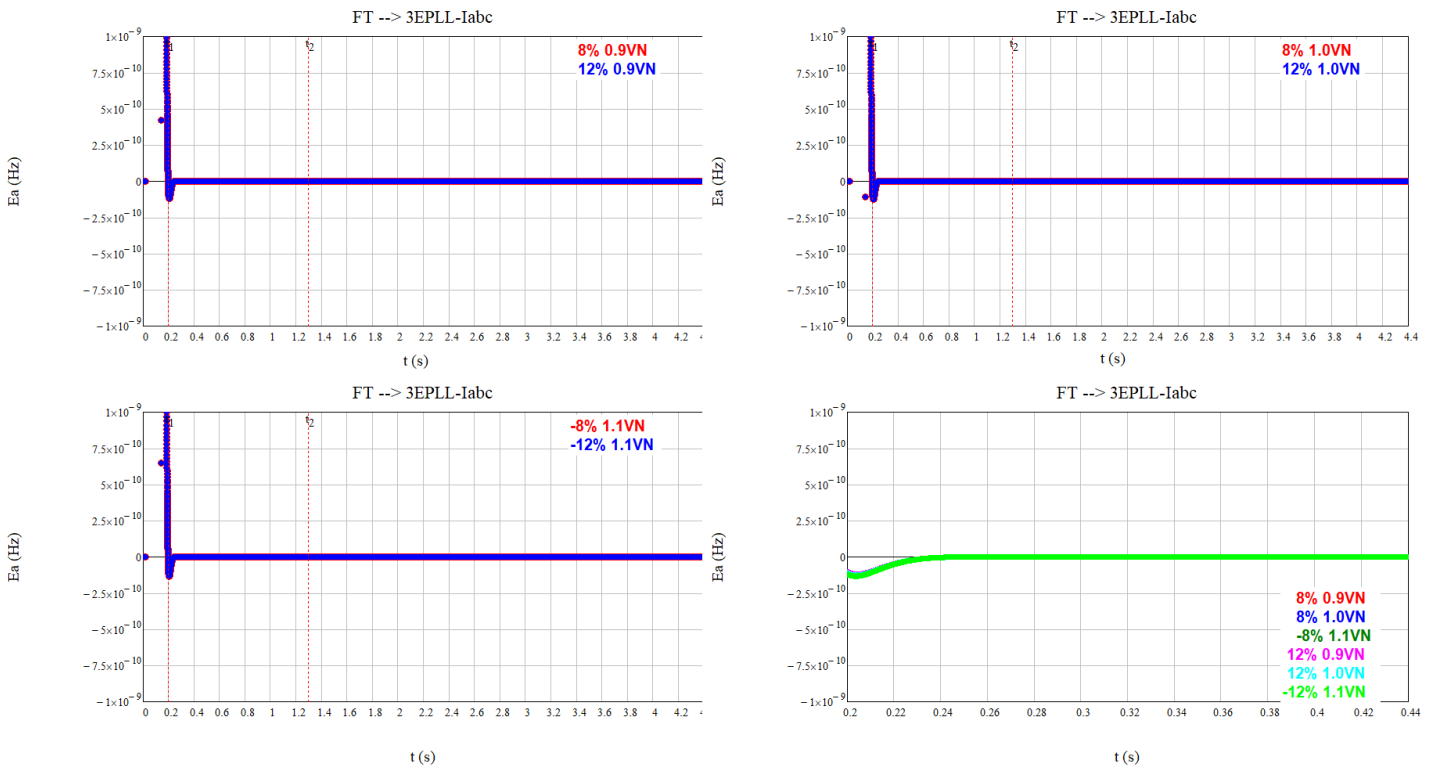
A.7.6. MV-tp-3



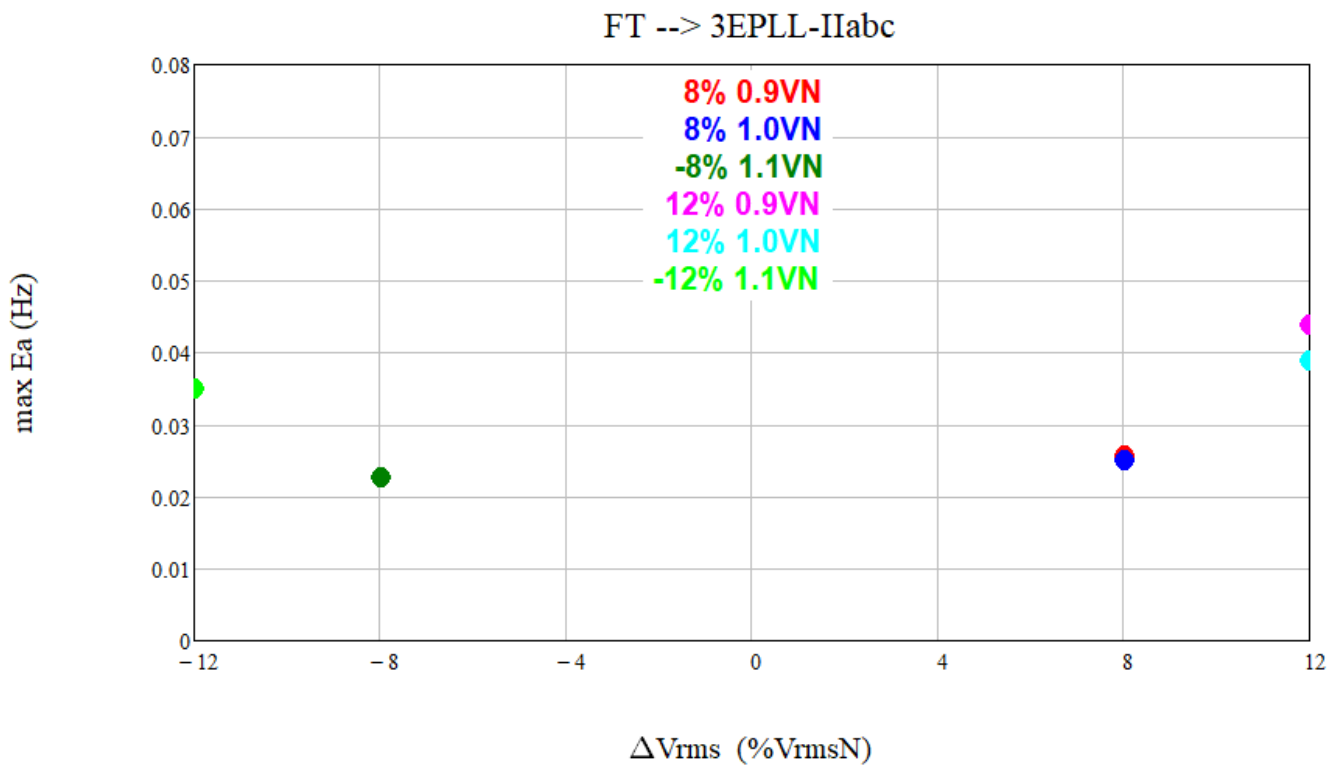
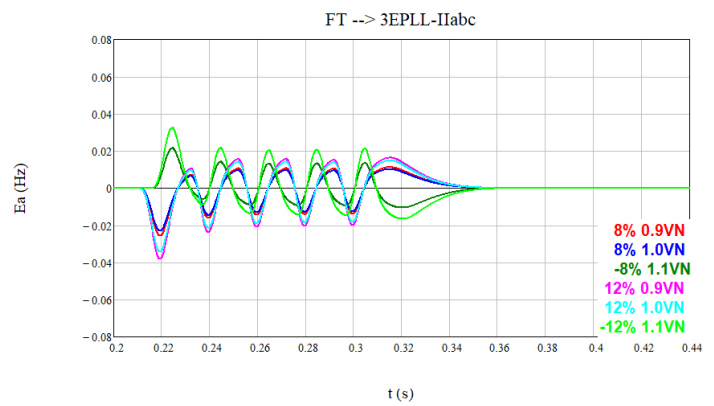
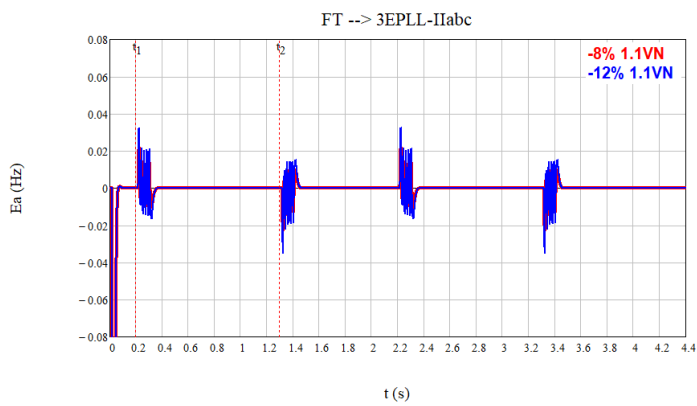
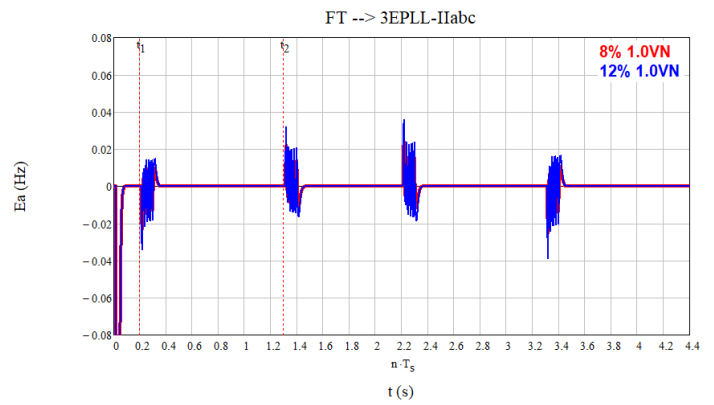
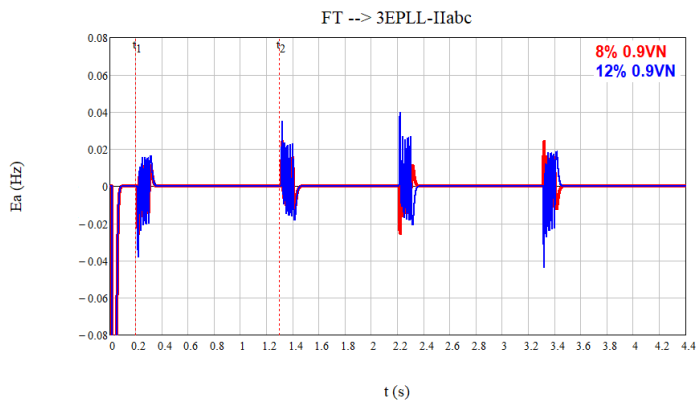
A.7.7. SRF-PLL



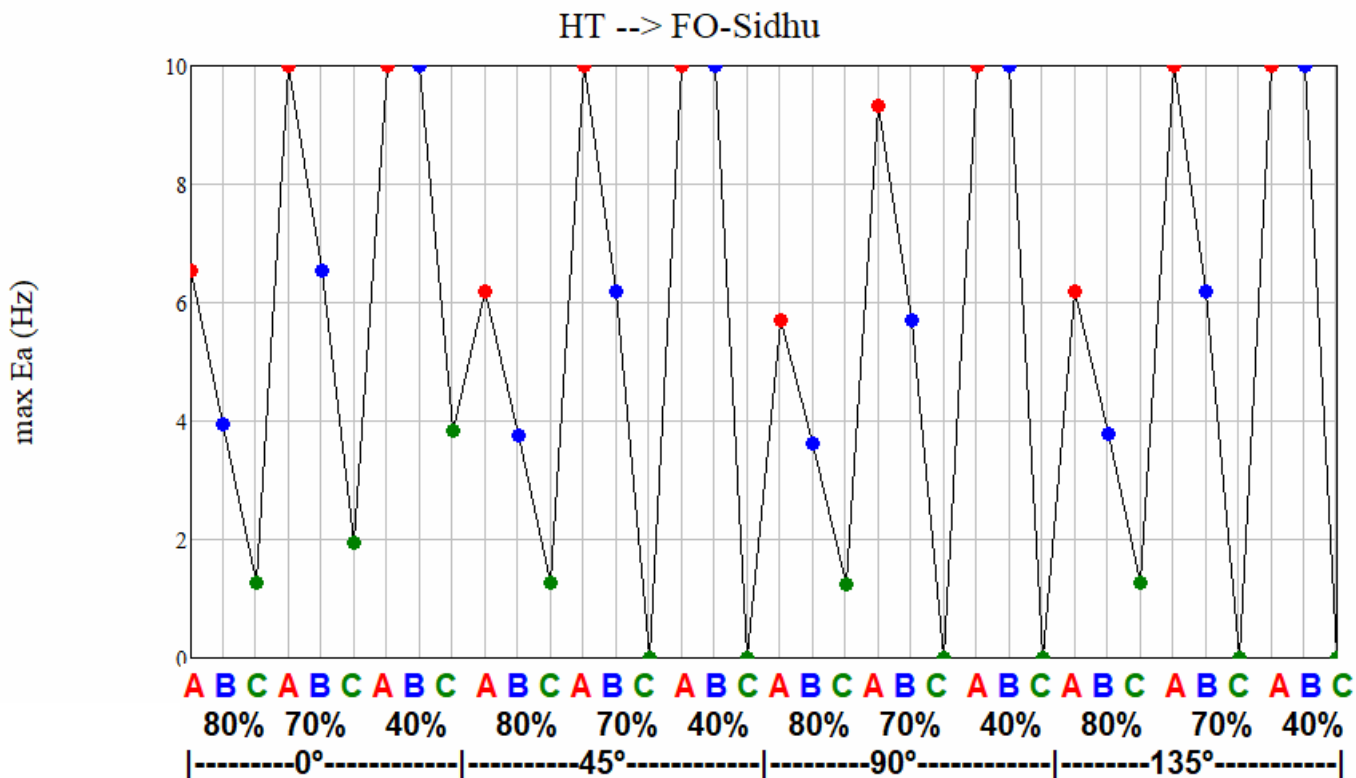
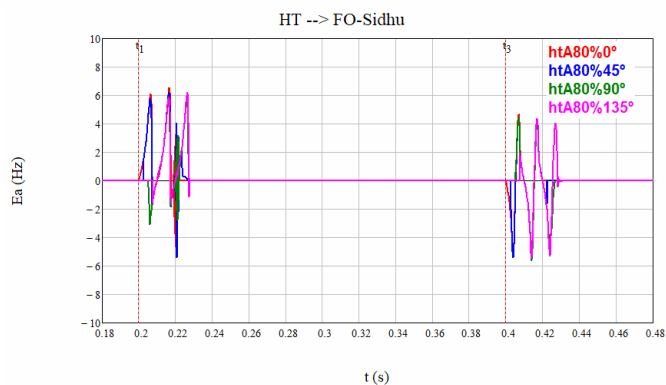
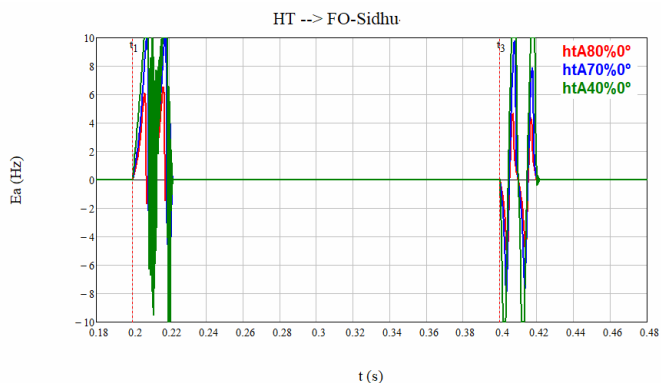
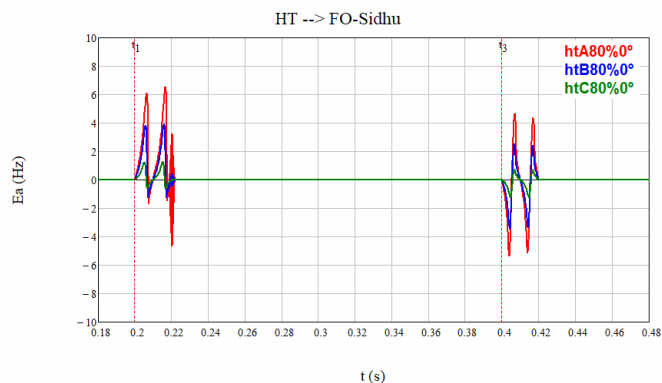
A.7.8. 3EPLL-Iabc



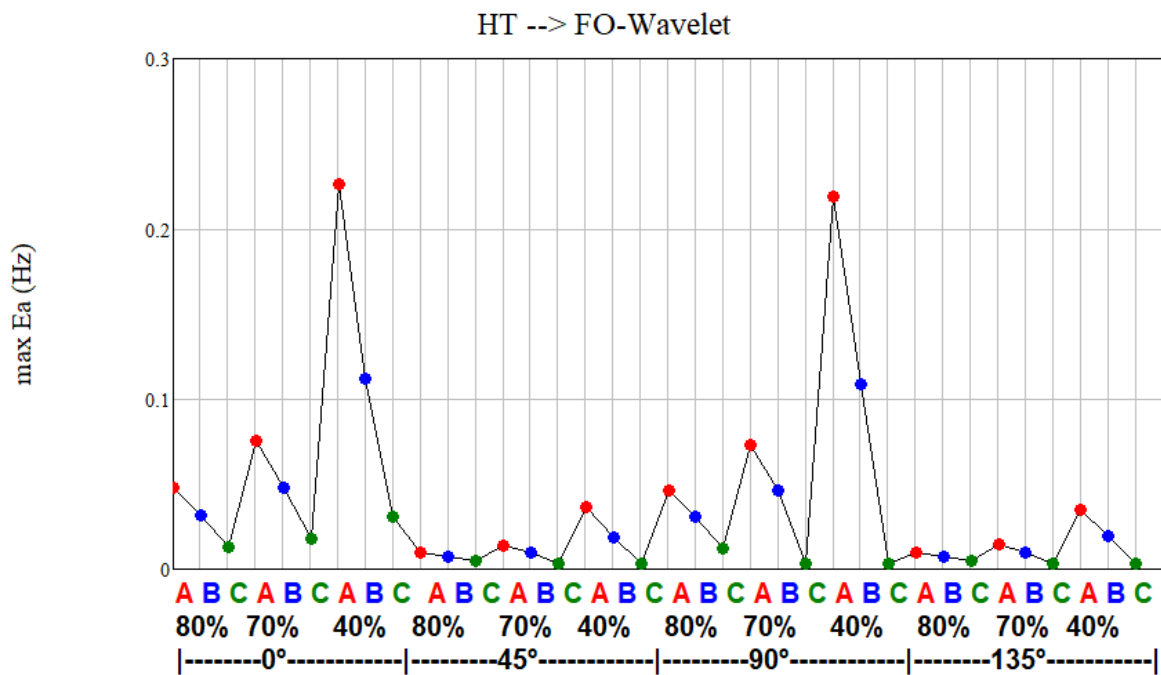
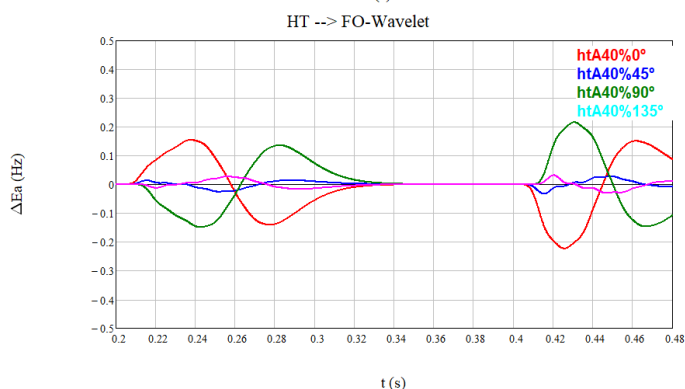
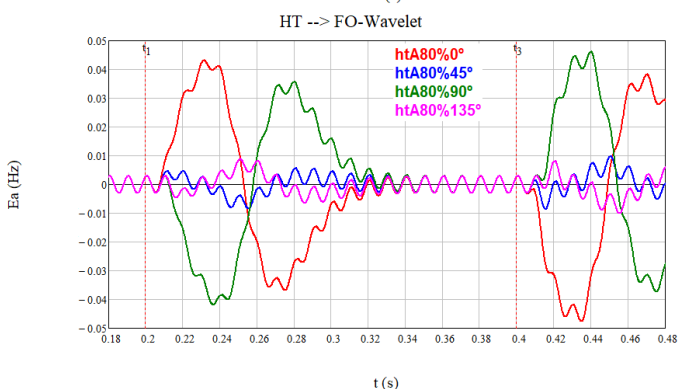
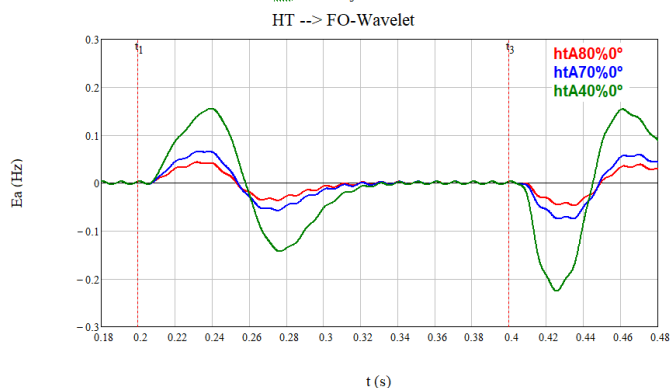
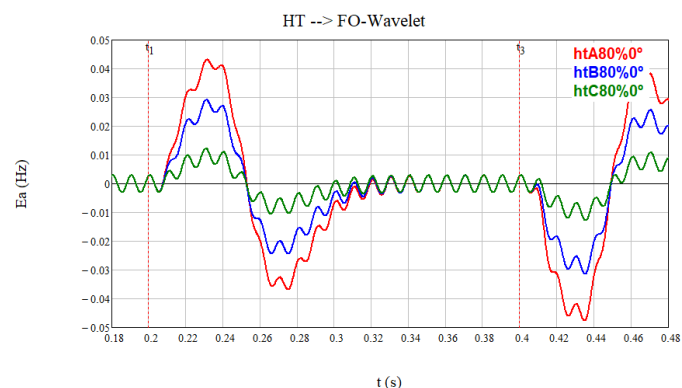
A.7.9. 3EPLL-IIabc



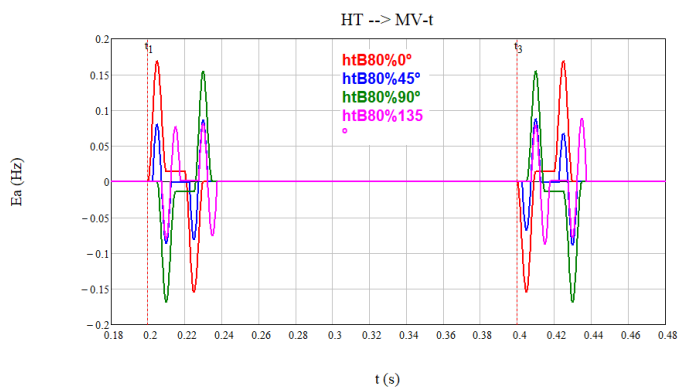
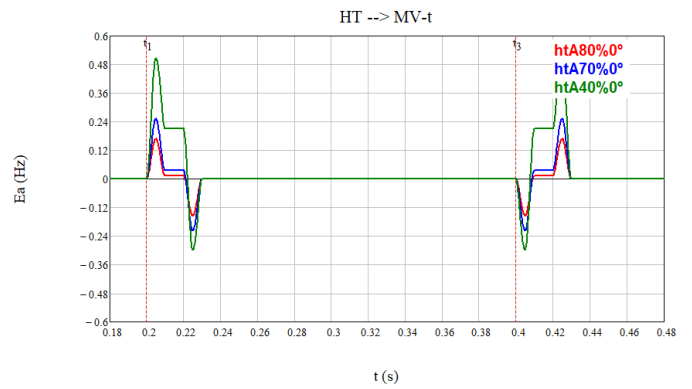
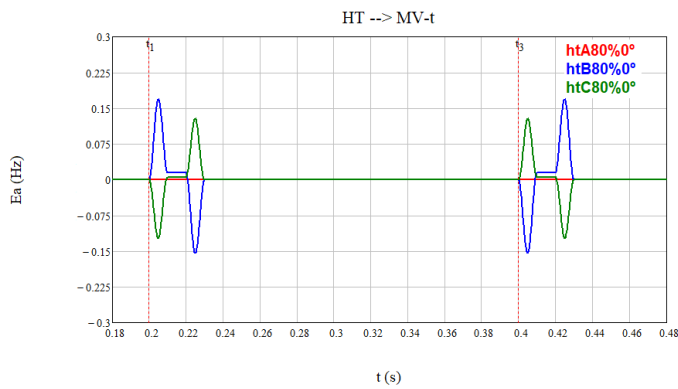
A.8.2. FO-Sidhu-t



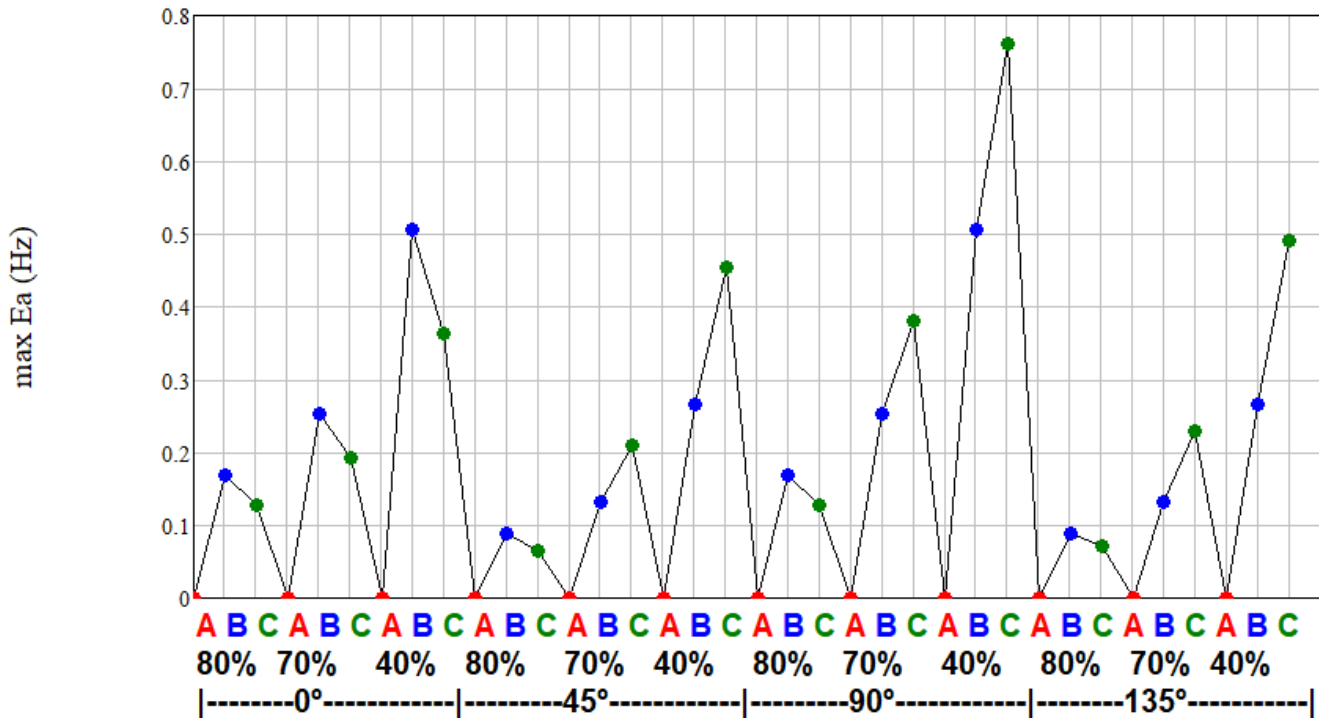
A.8.4. FO-Wavelet-t



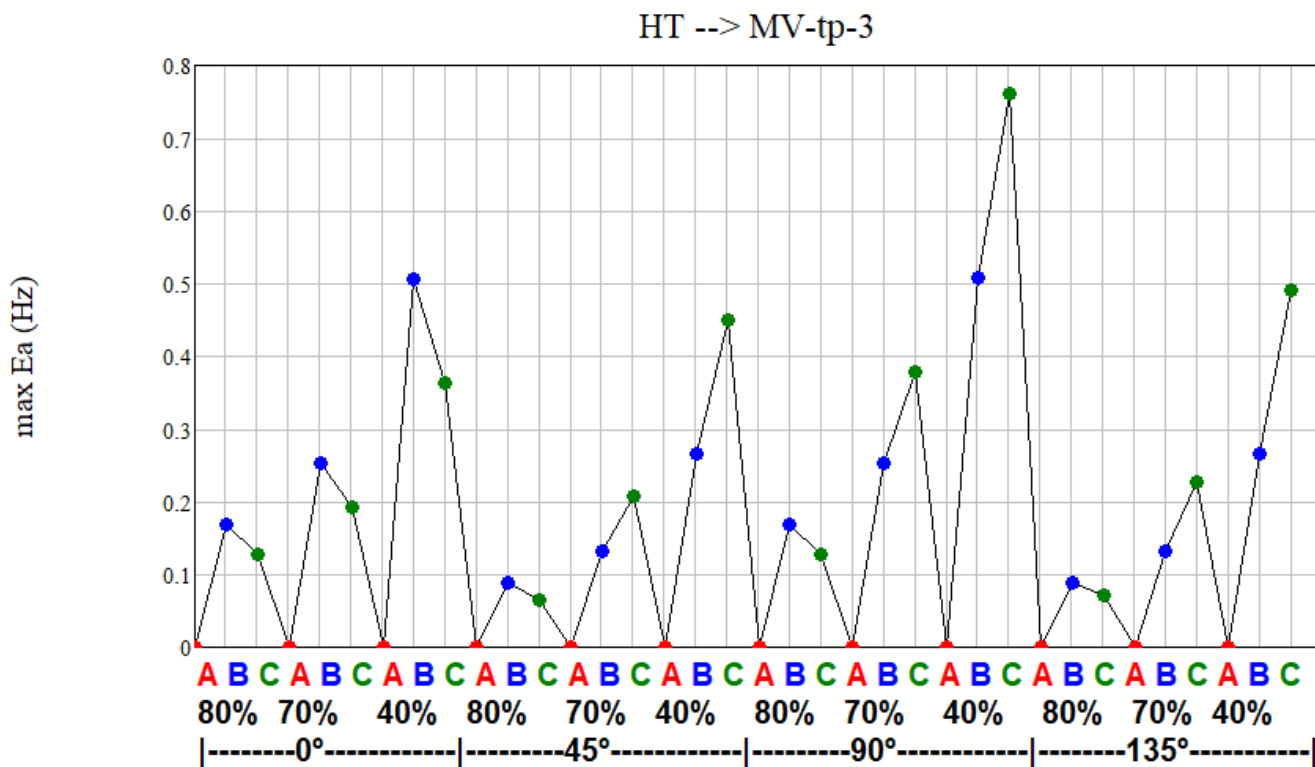
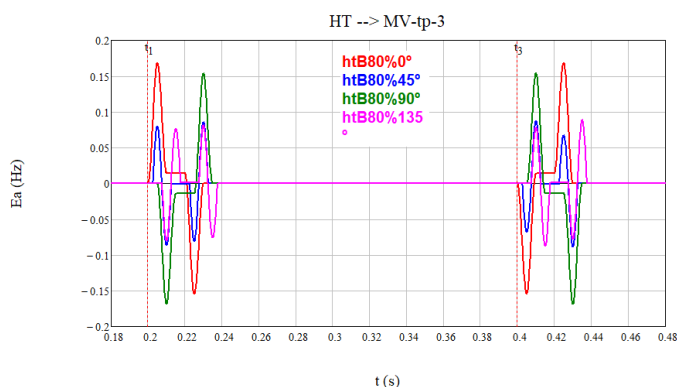
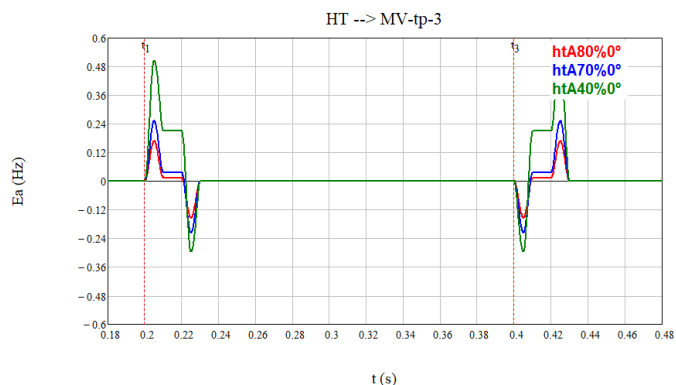
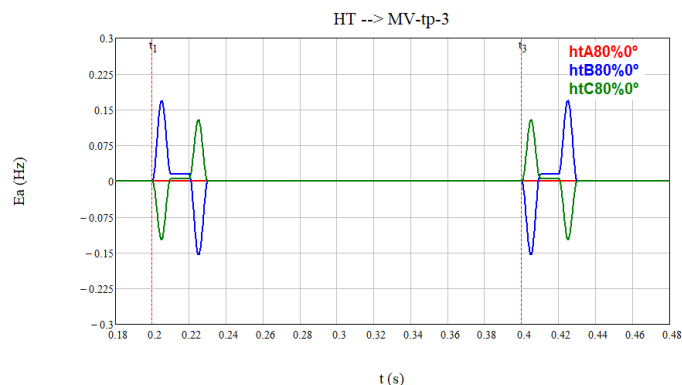
A.8.5. MV-t



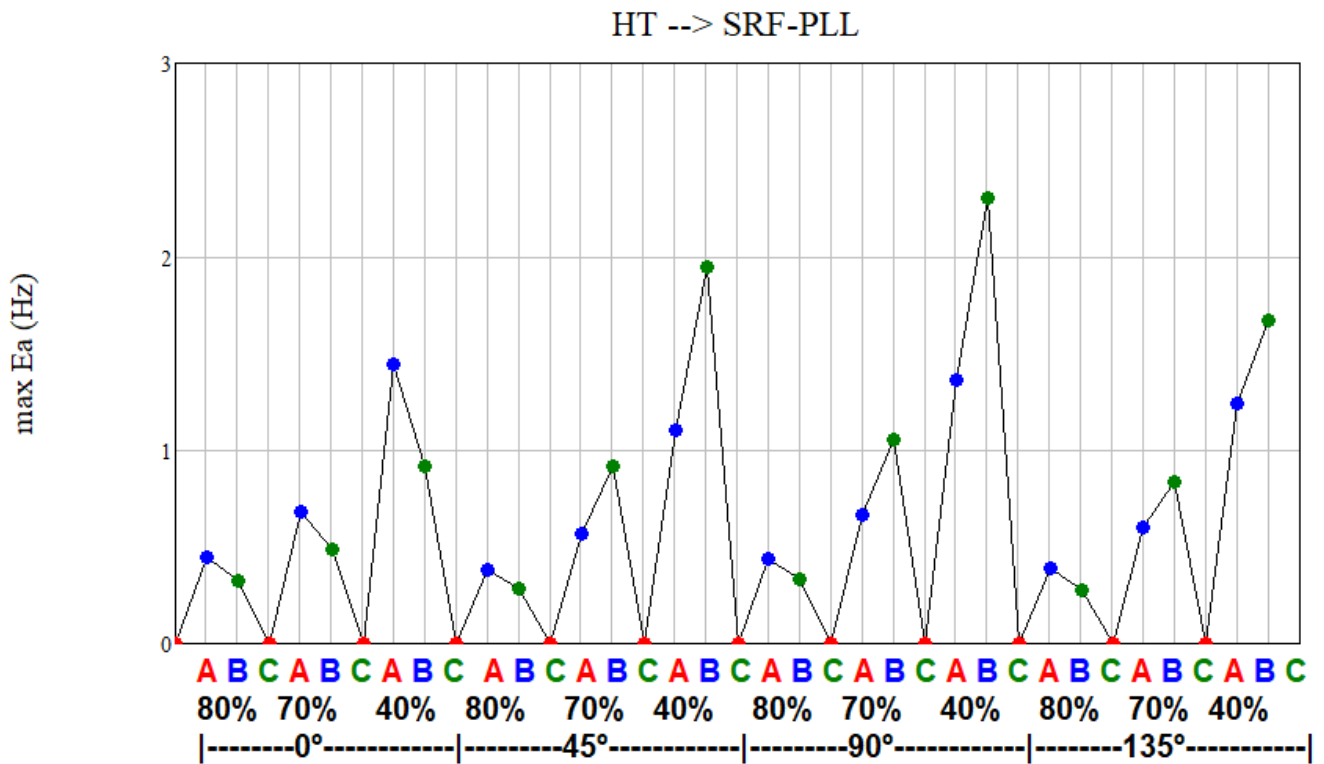
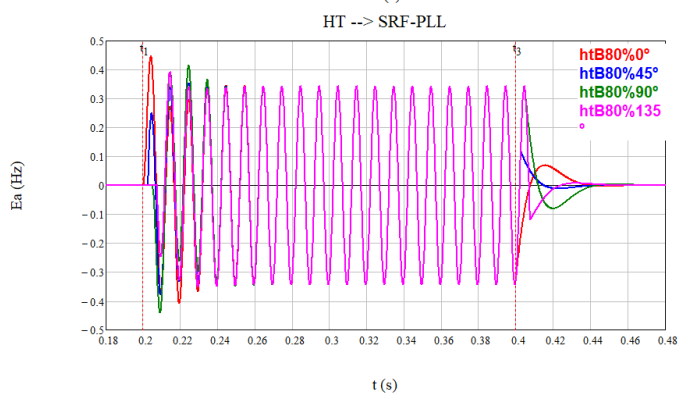
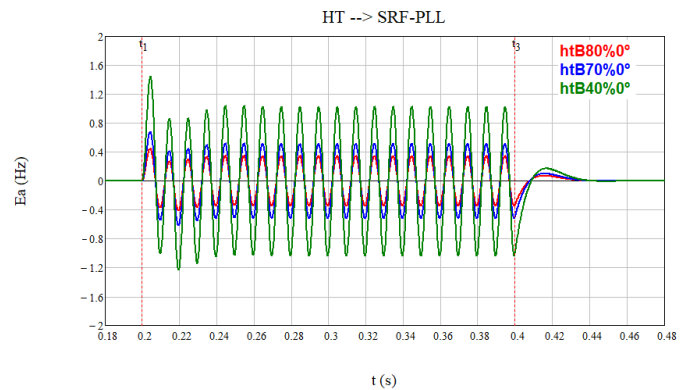
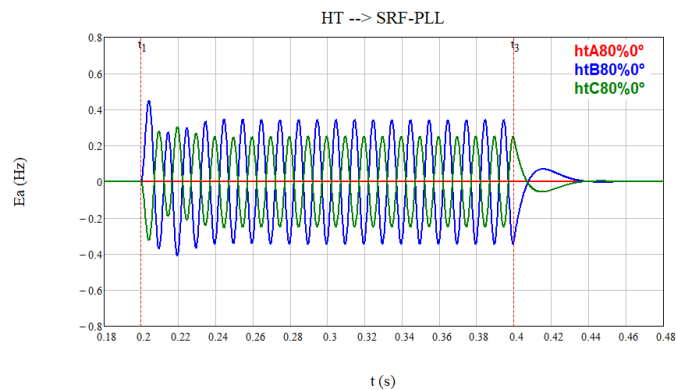
HT --> MV-t



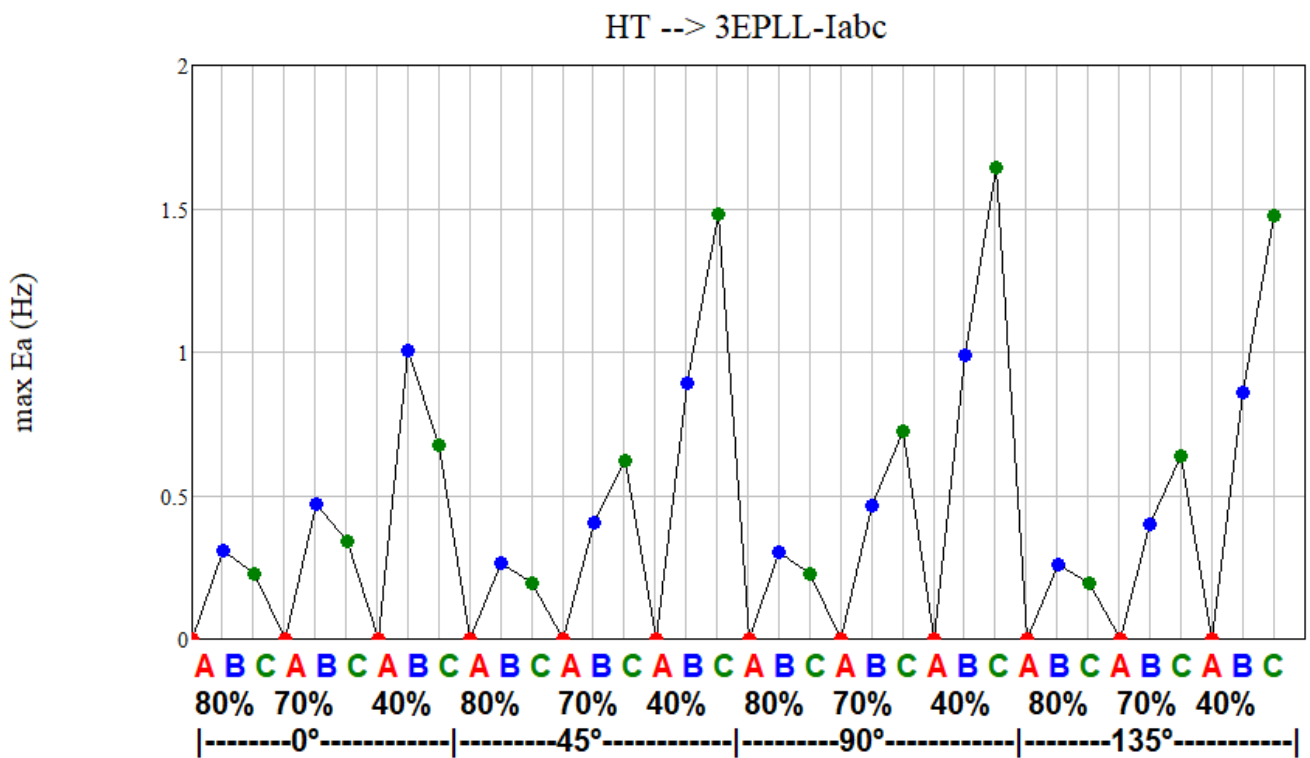
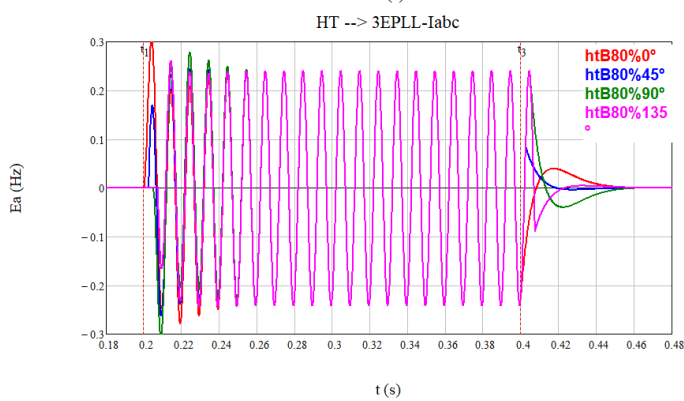
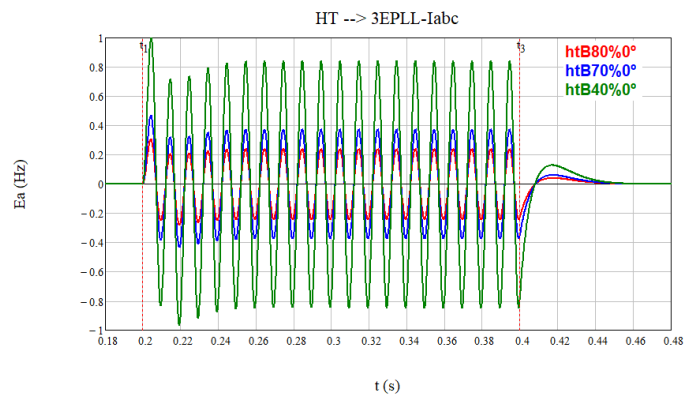
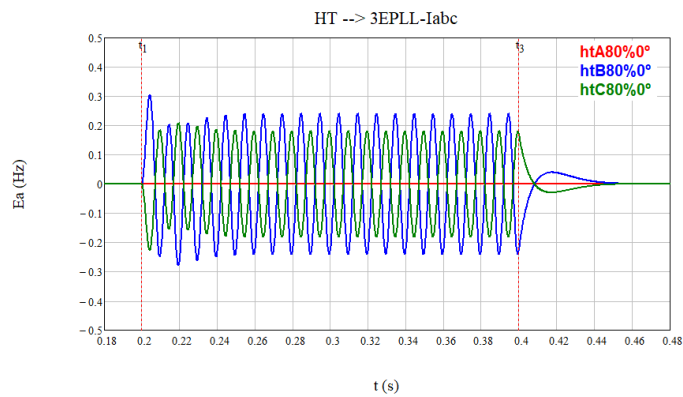
A.8.6. MV-tp-3



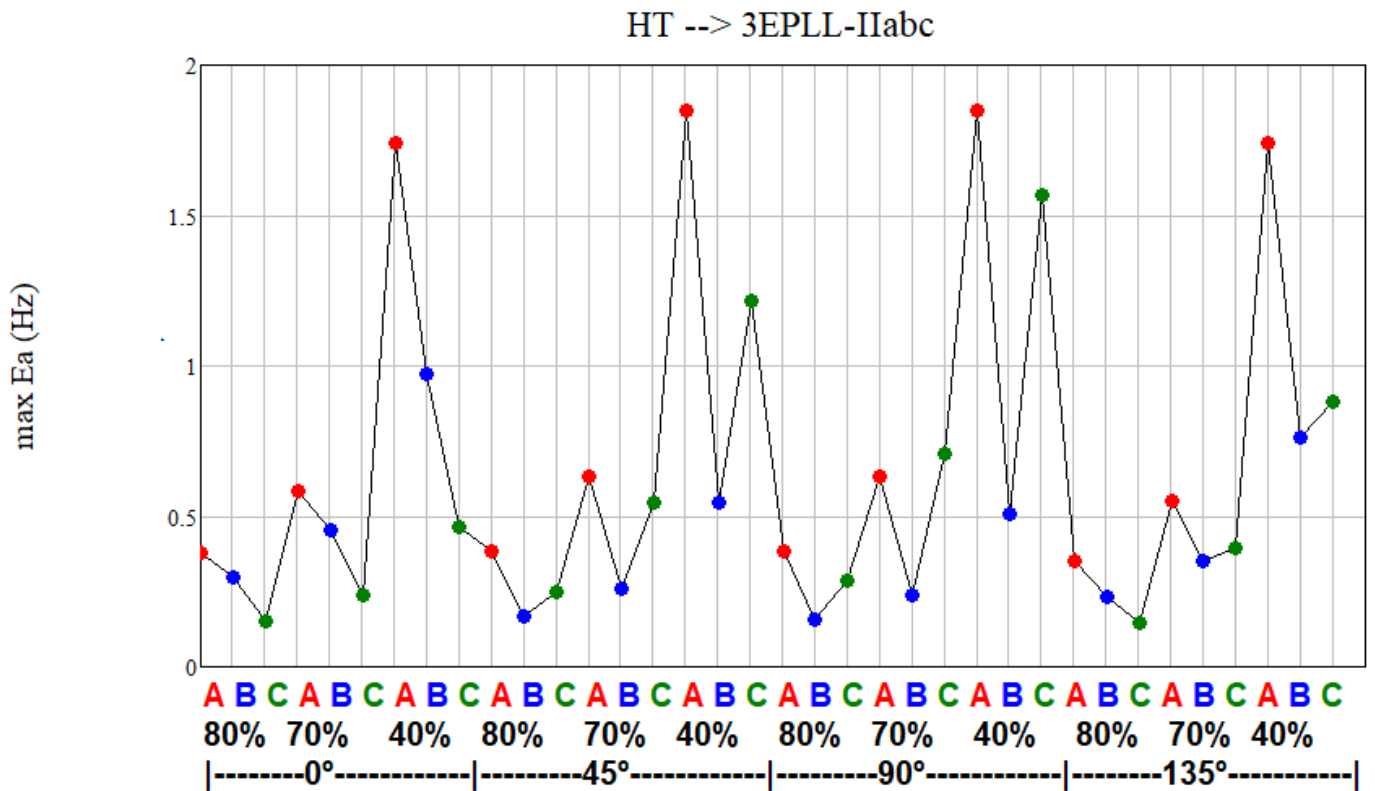
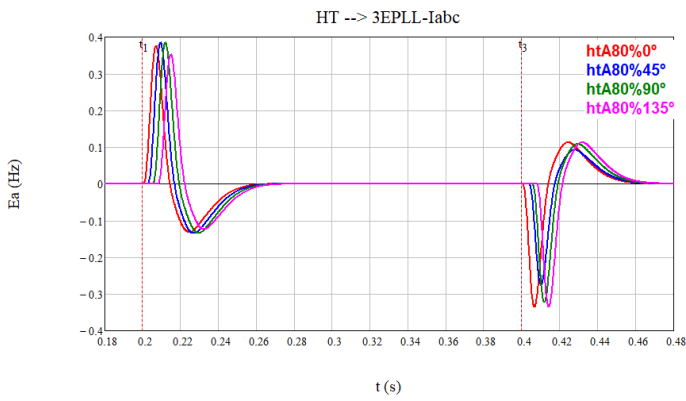
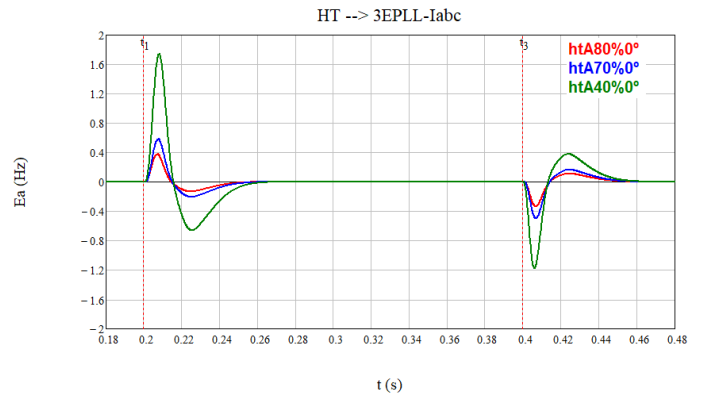
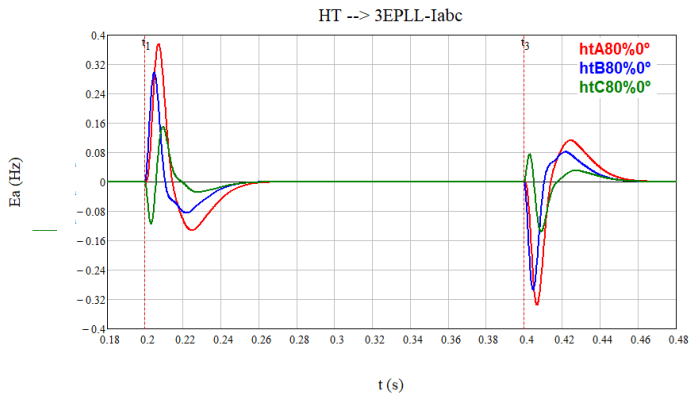
A.8.7. SRF-PLL



A.8.8. 3EPLL-labc

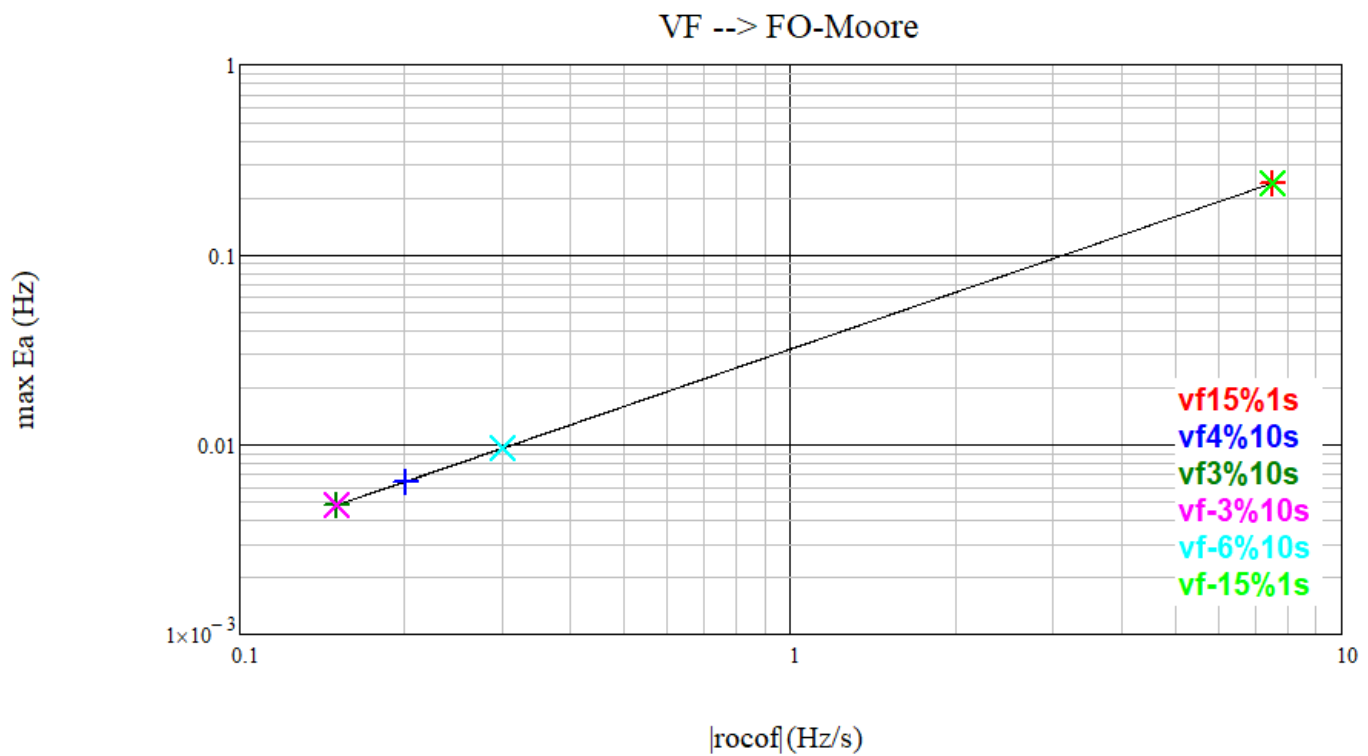
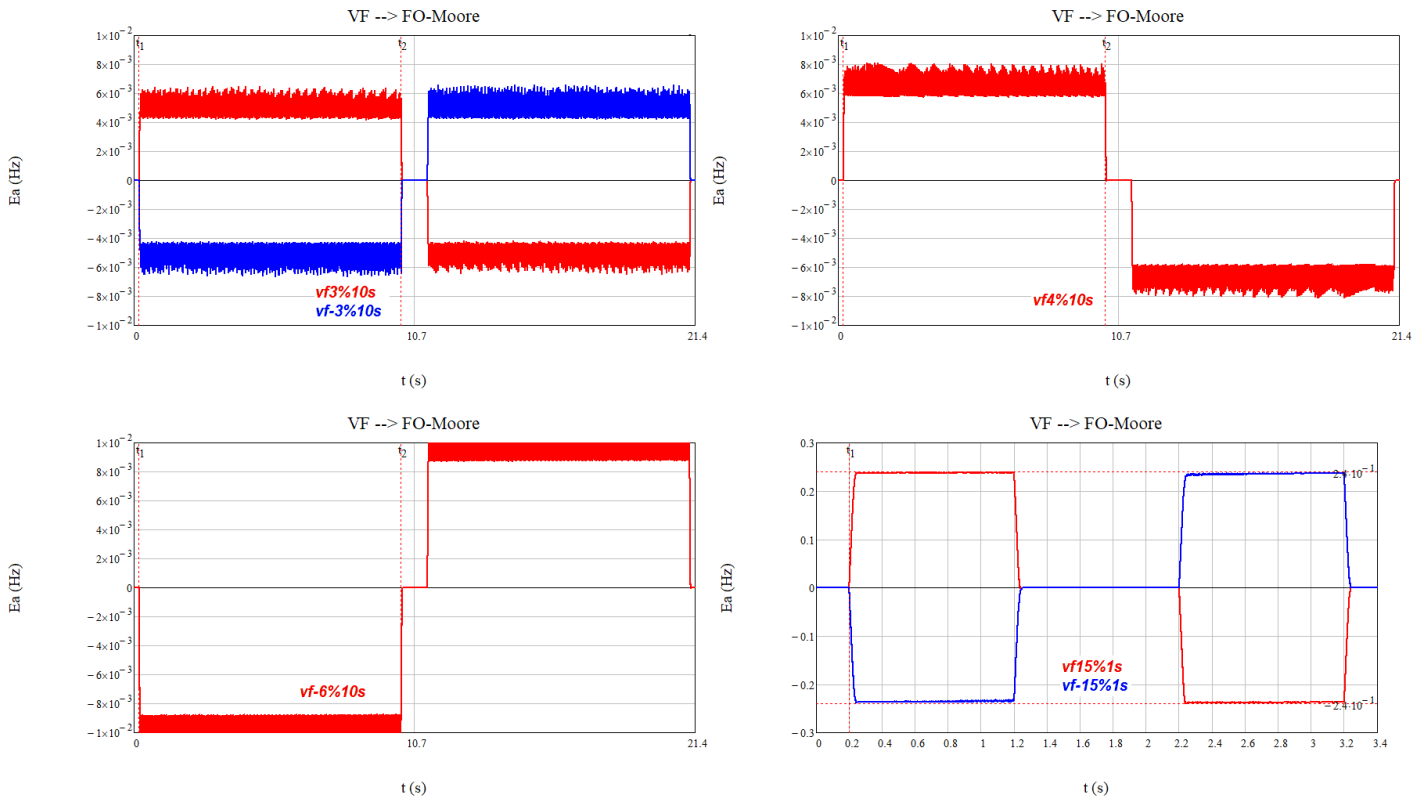


A.8.9. 3EPLL-IIabc

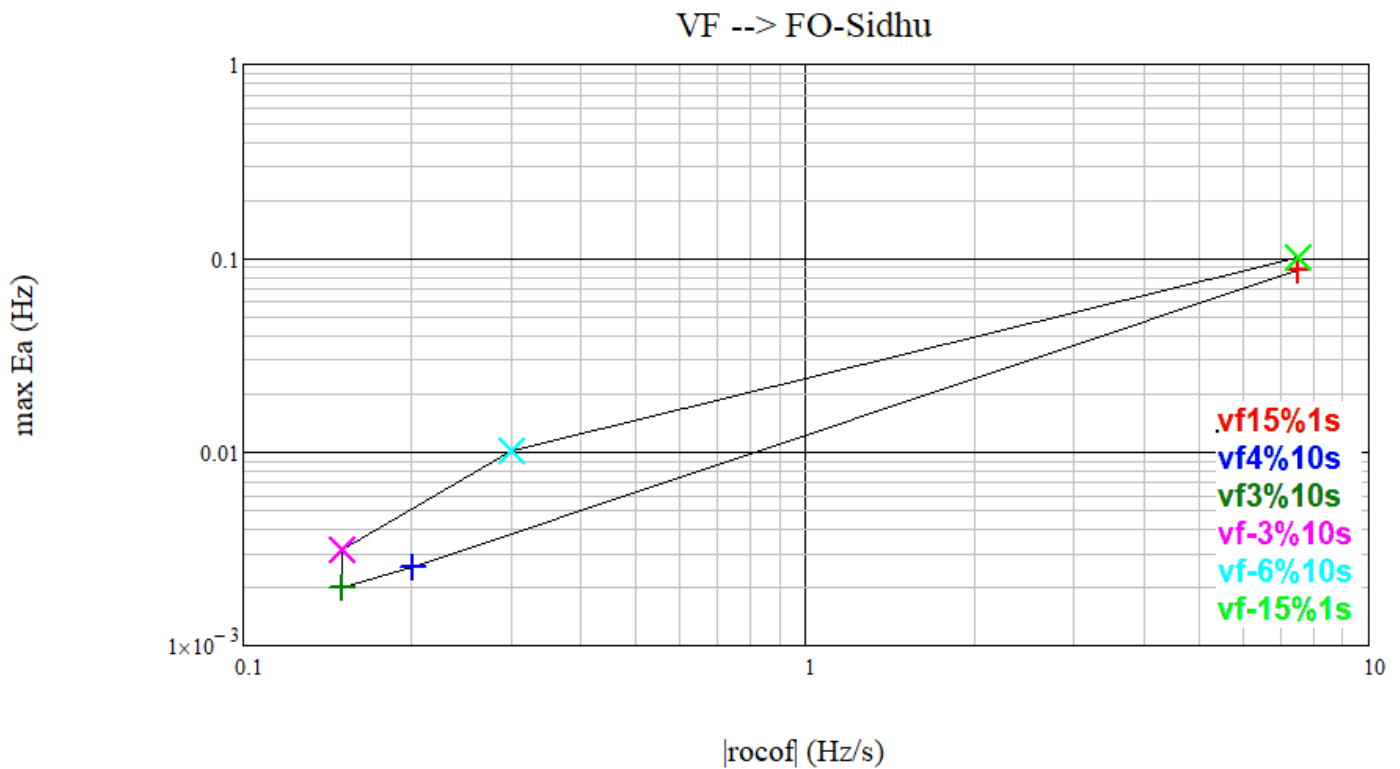
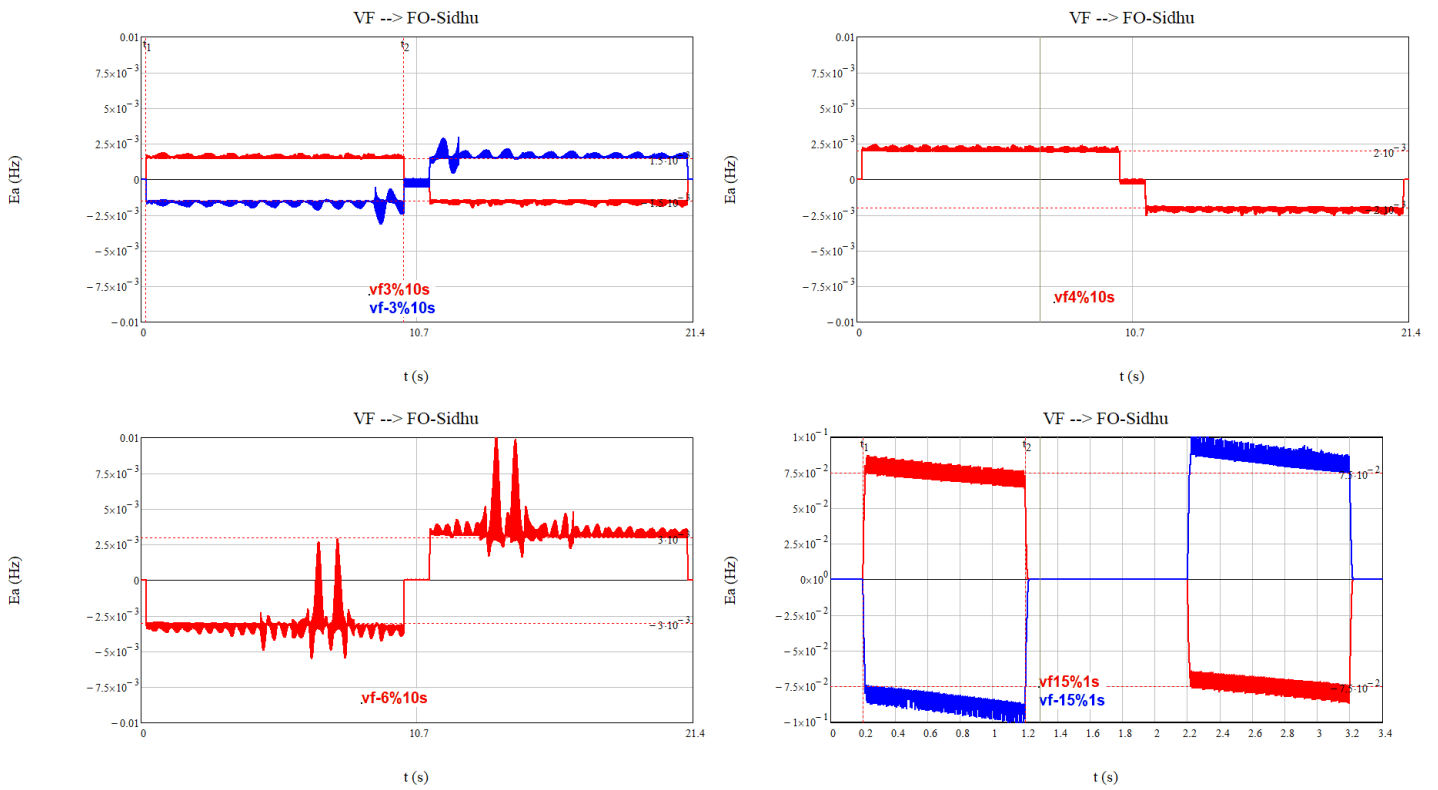


A.9. Señal de prueba: Variación de frecuencia (VF)

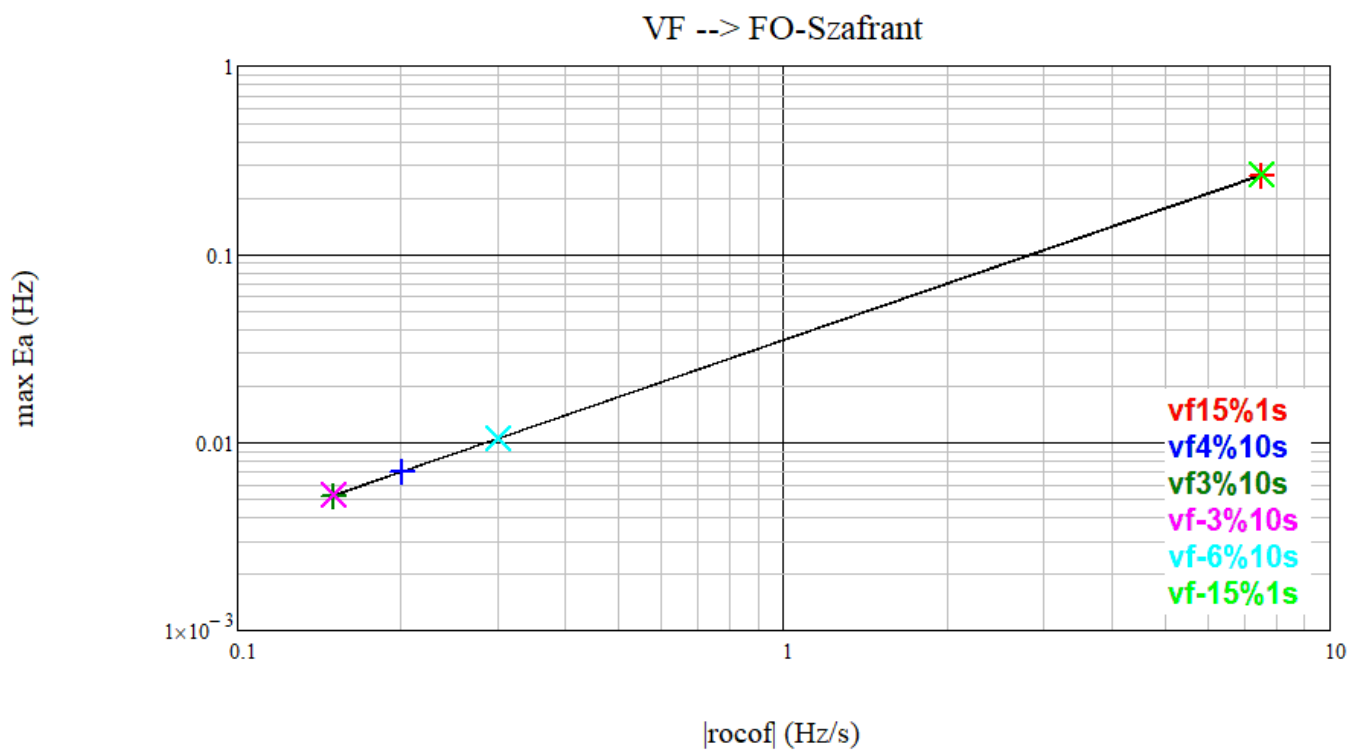
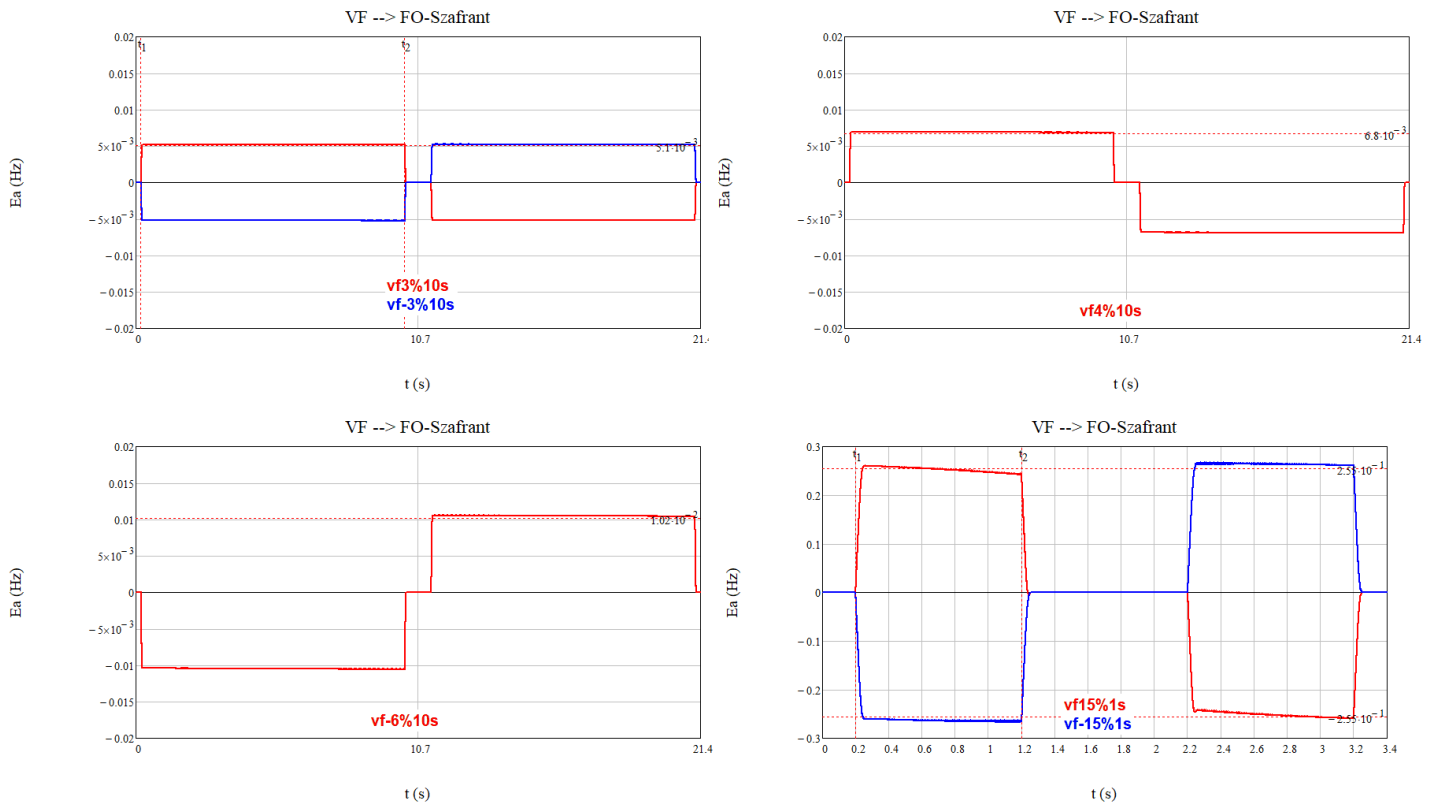
A.9.1. FO-Moore-t



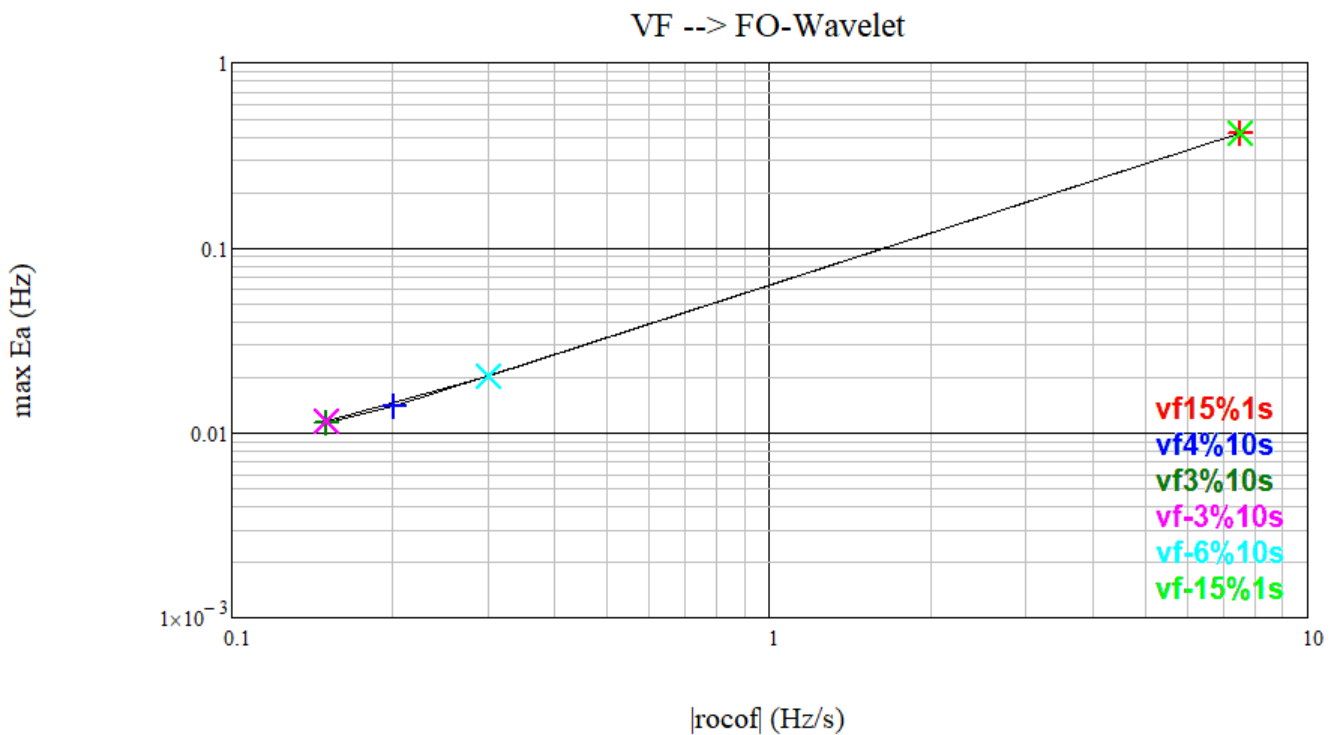
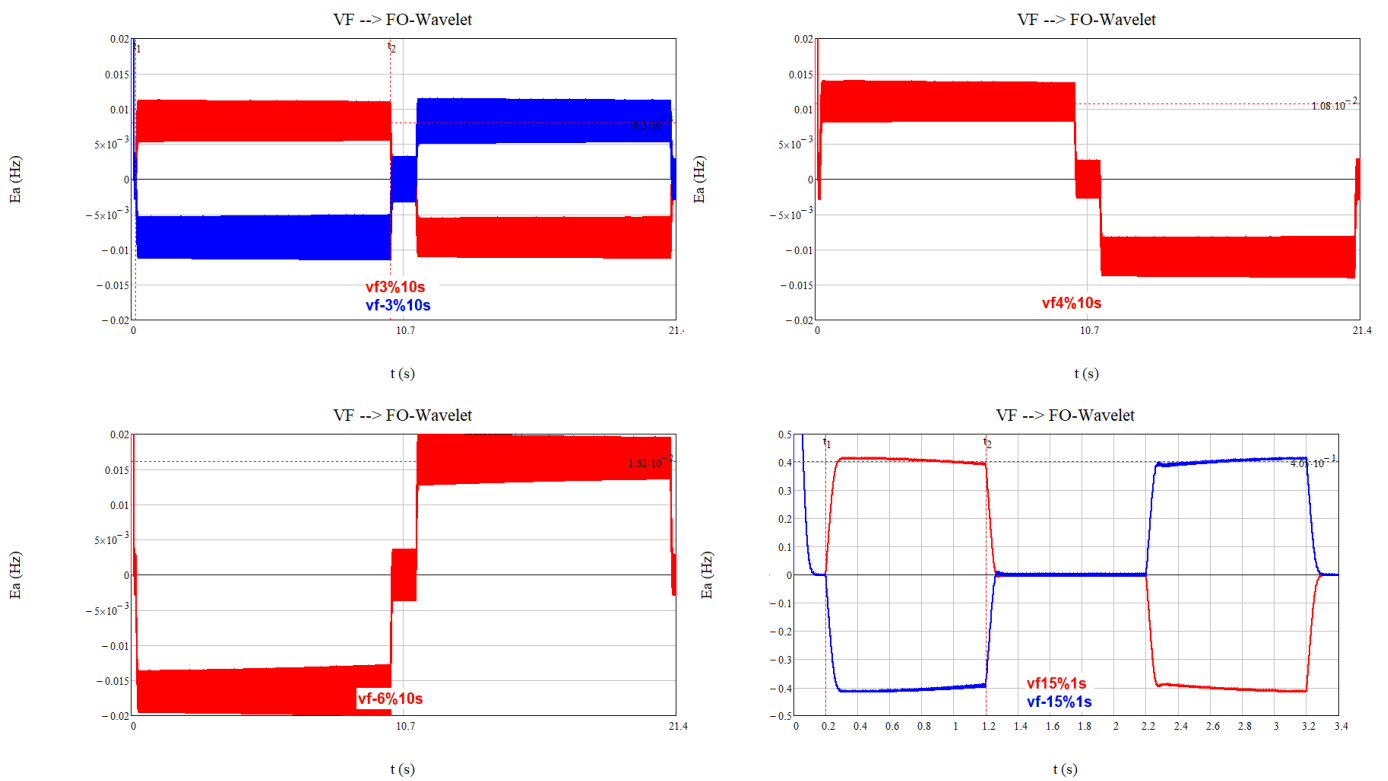
A.9.2. FO-Sidhu-t



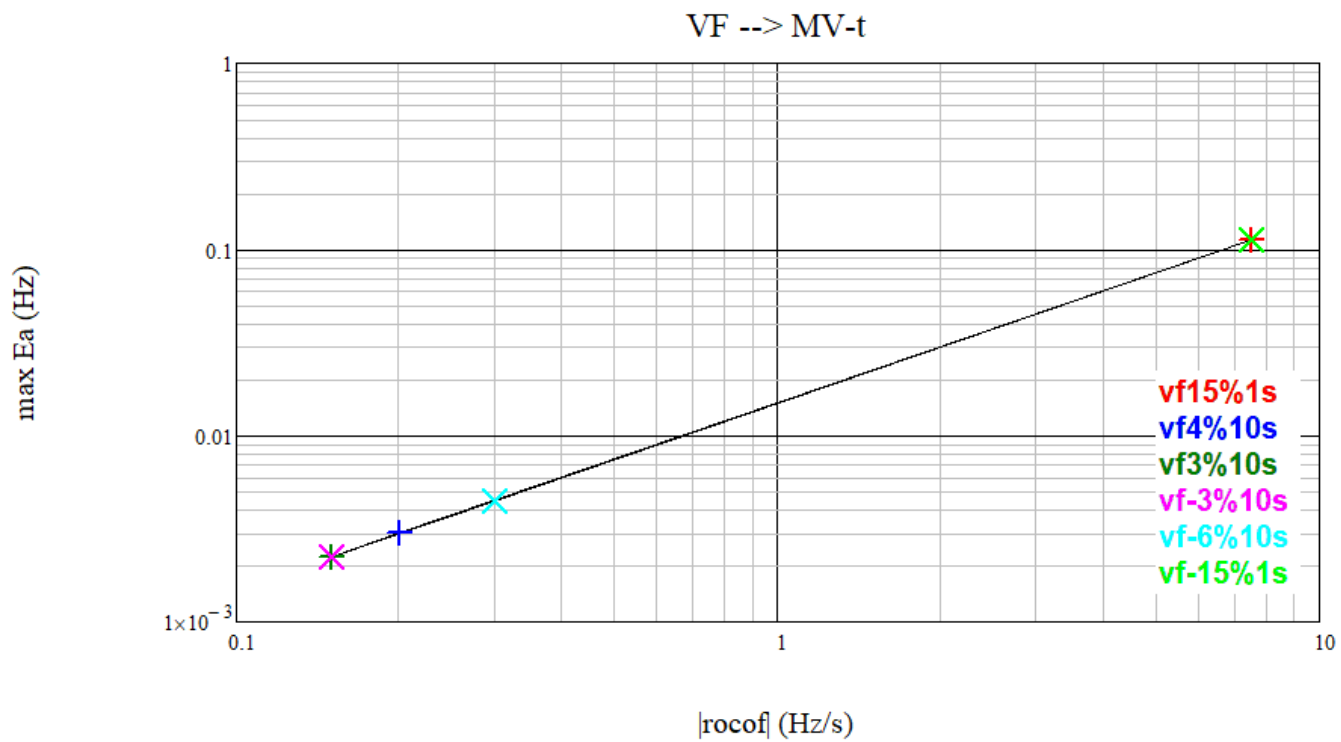
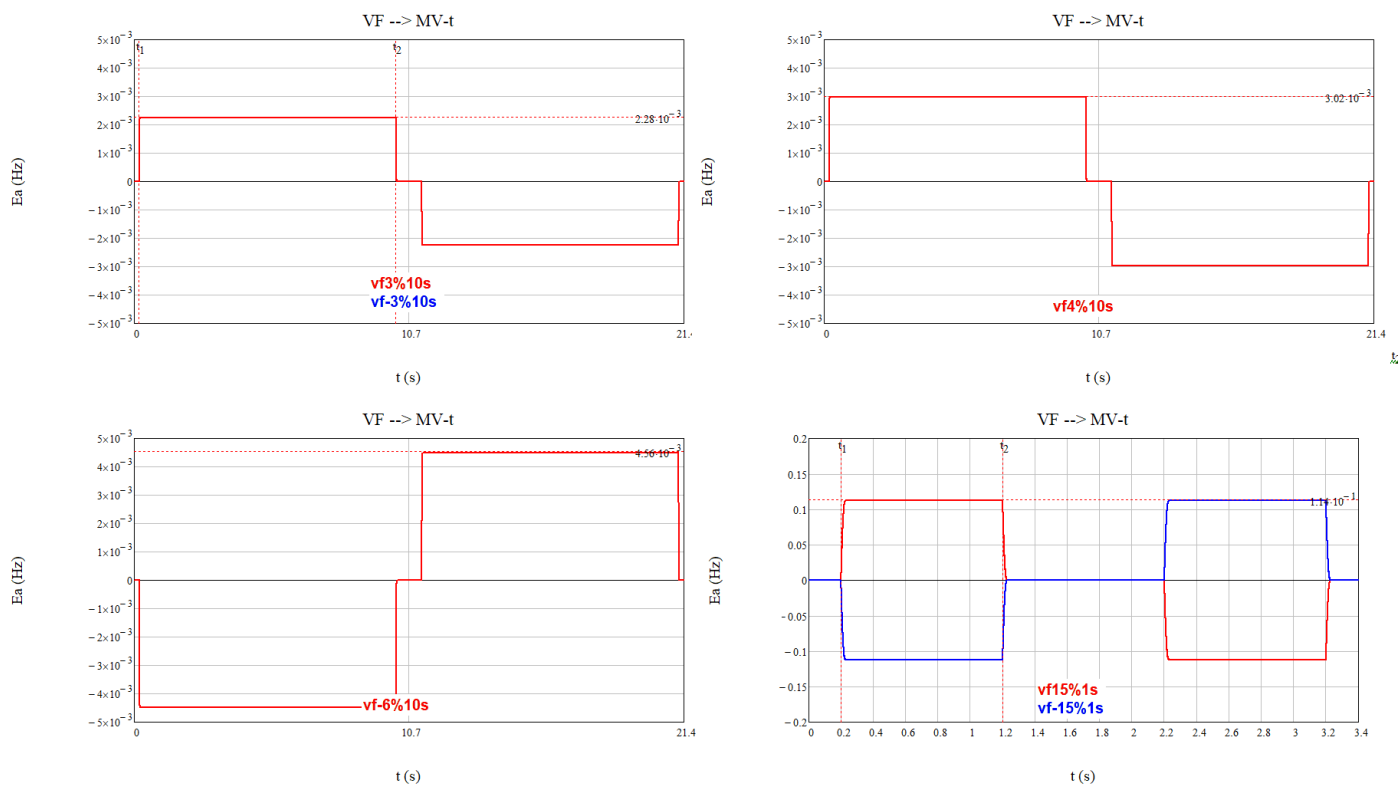
A.9.3. FO-Szafrant-t



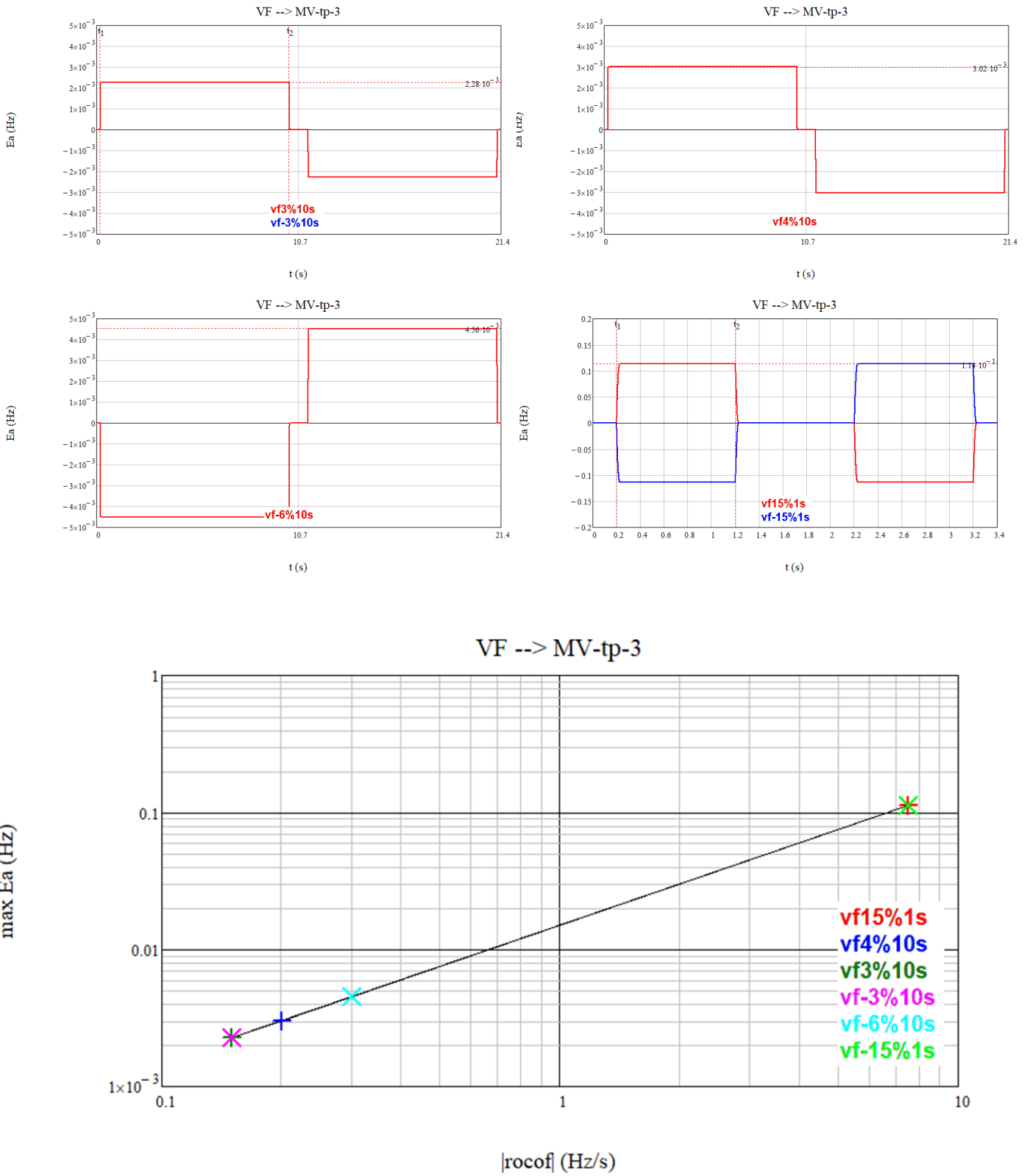
A.9.4. FO-Wavelet-t



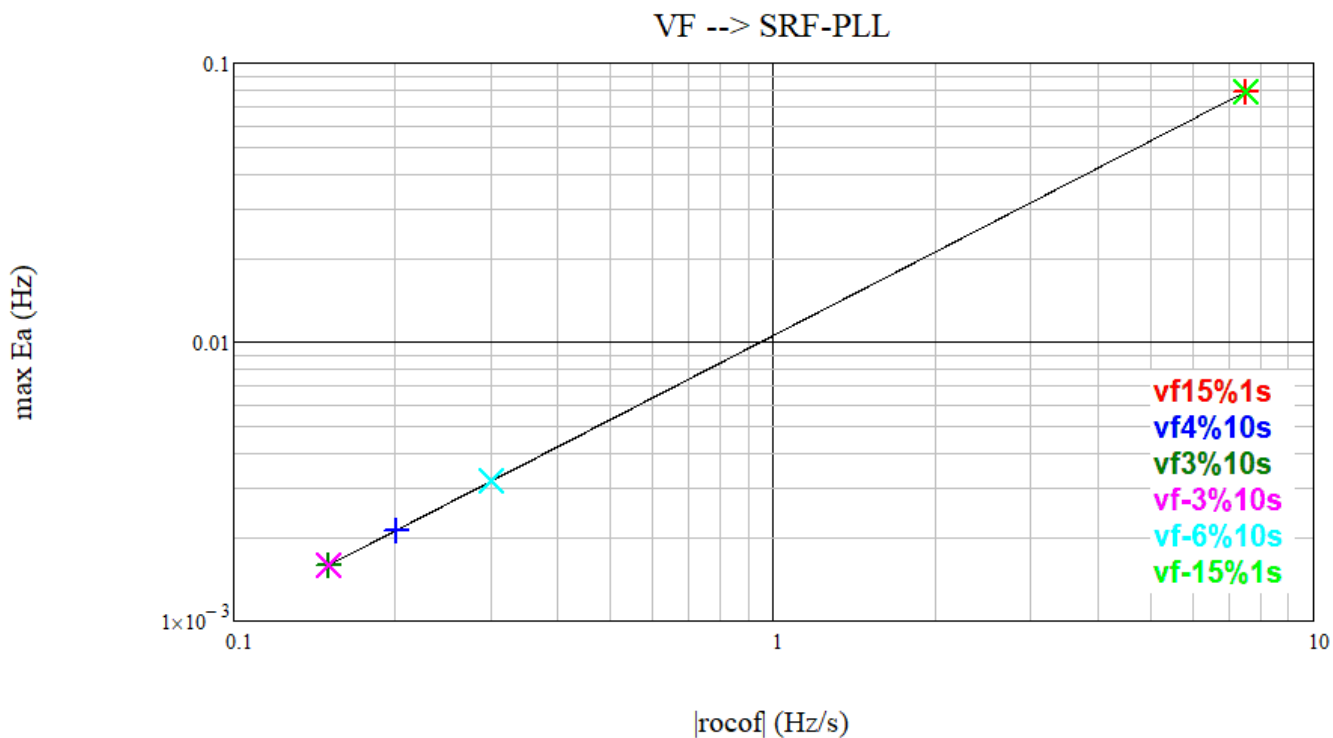
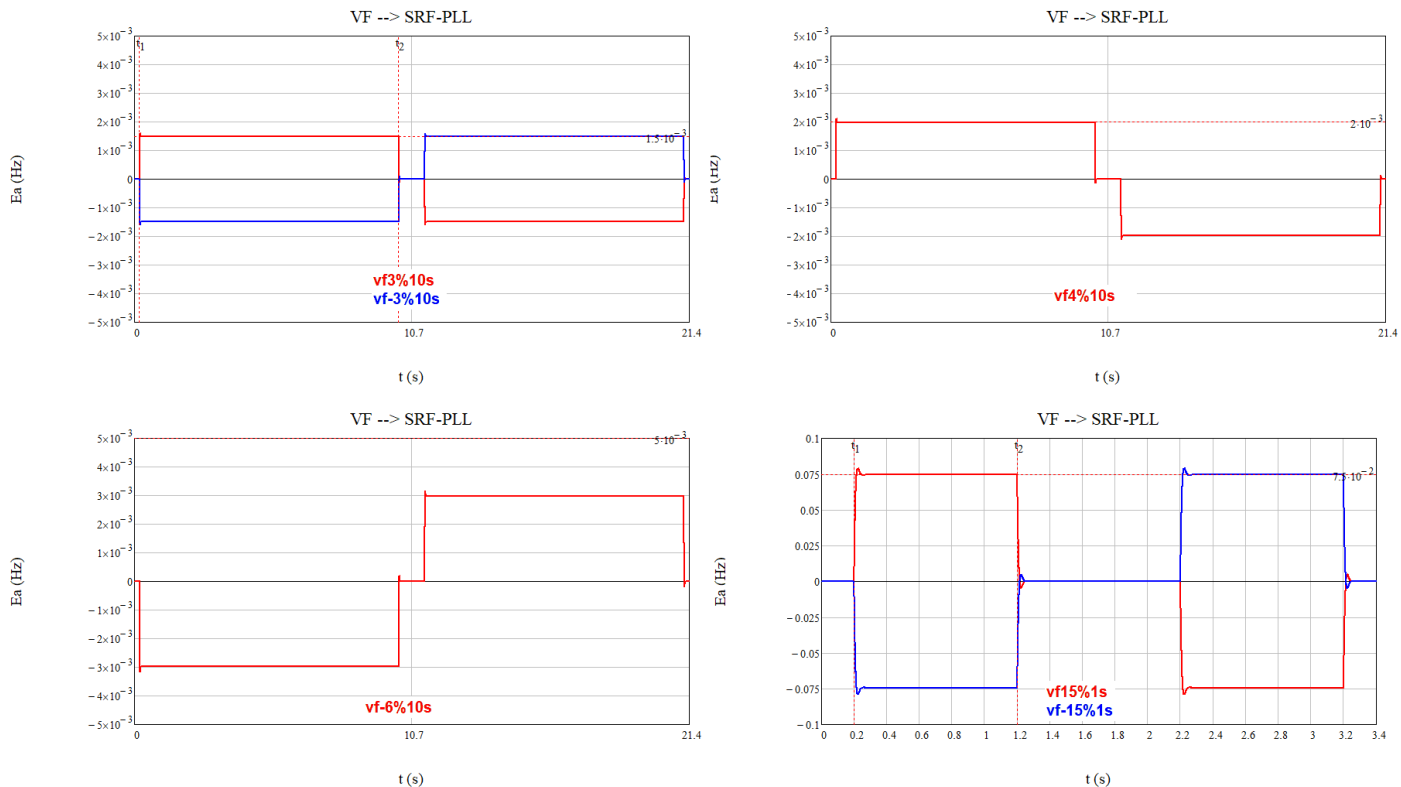
A.9.5. MV-t



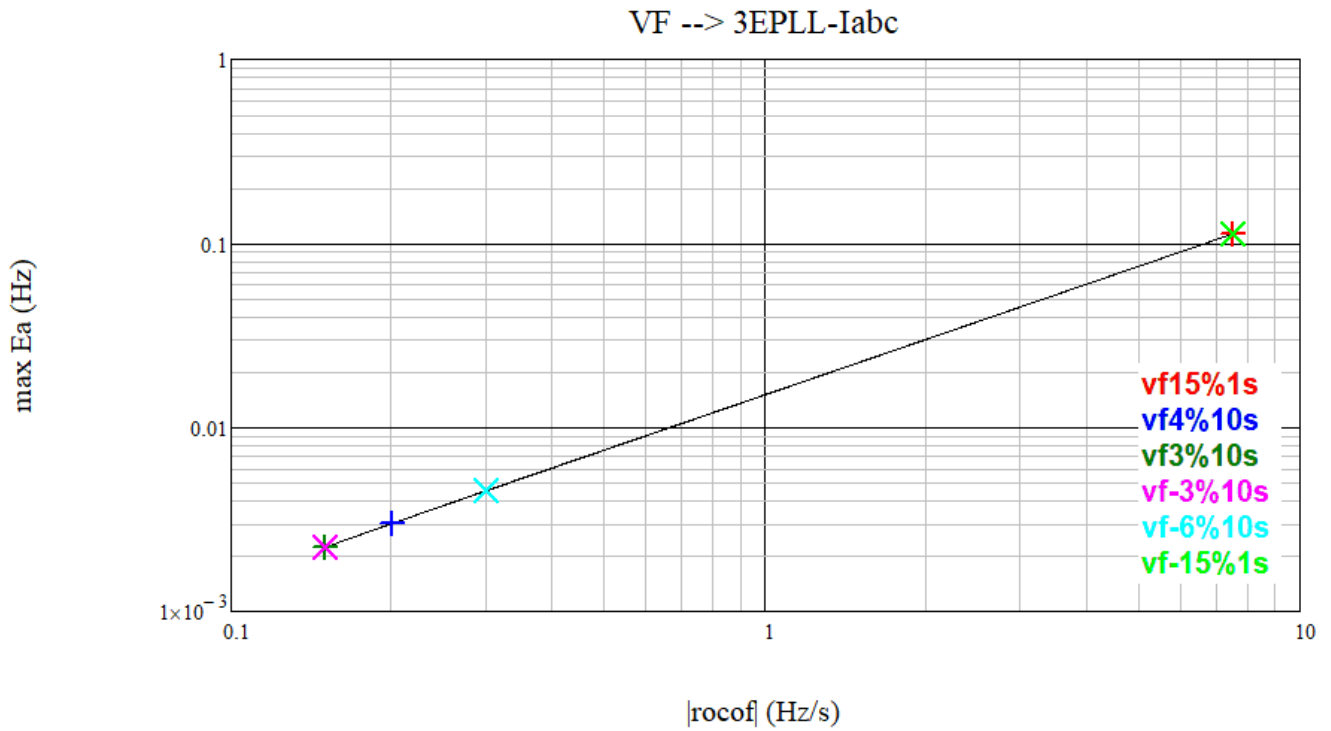
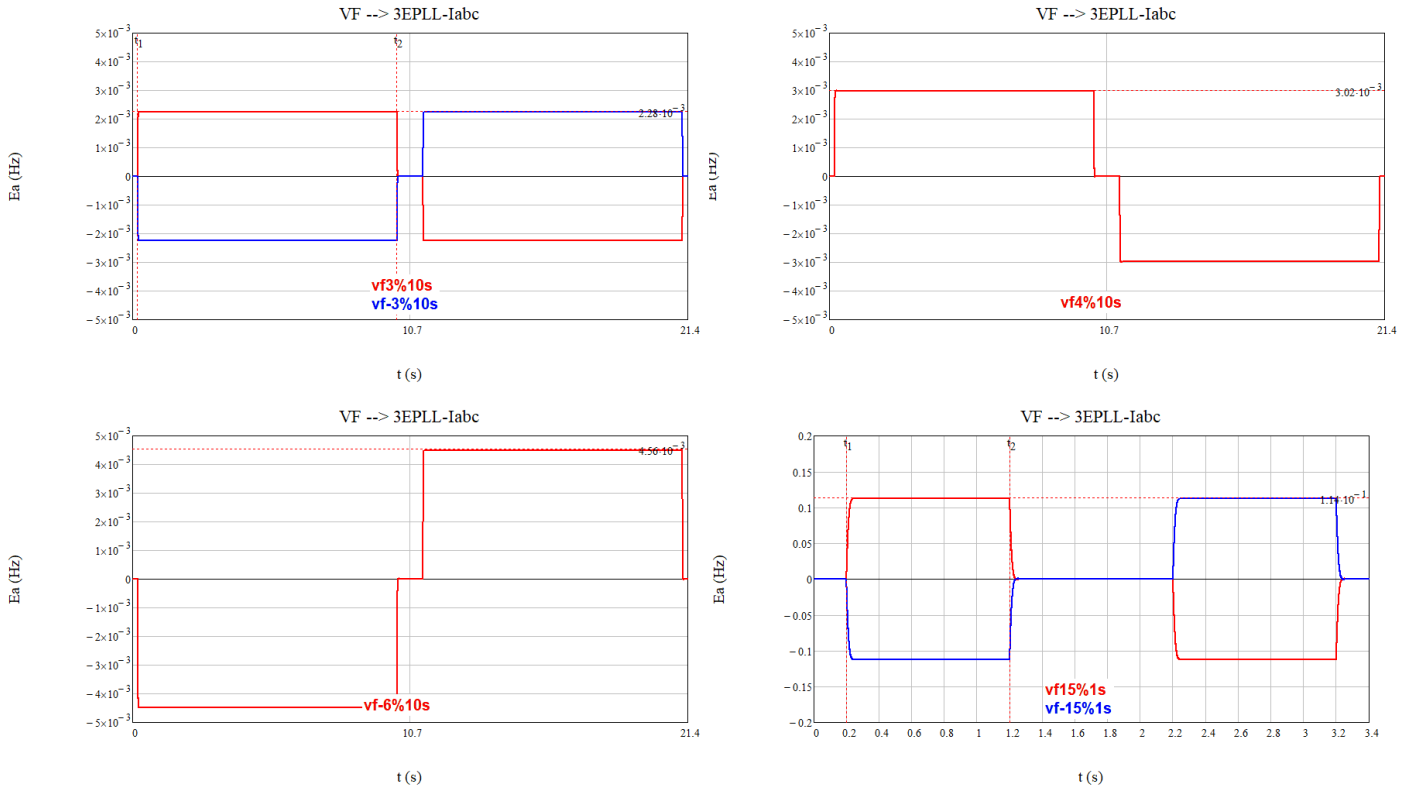
A.9.6. MV-tp-3



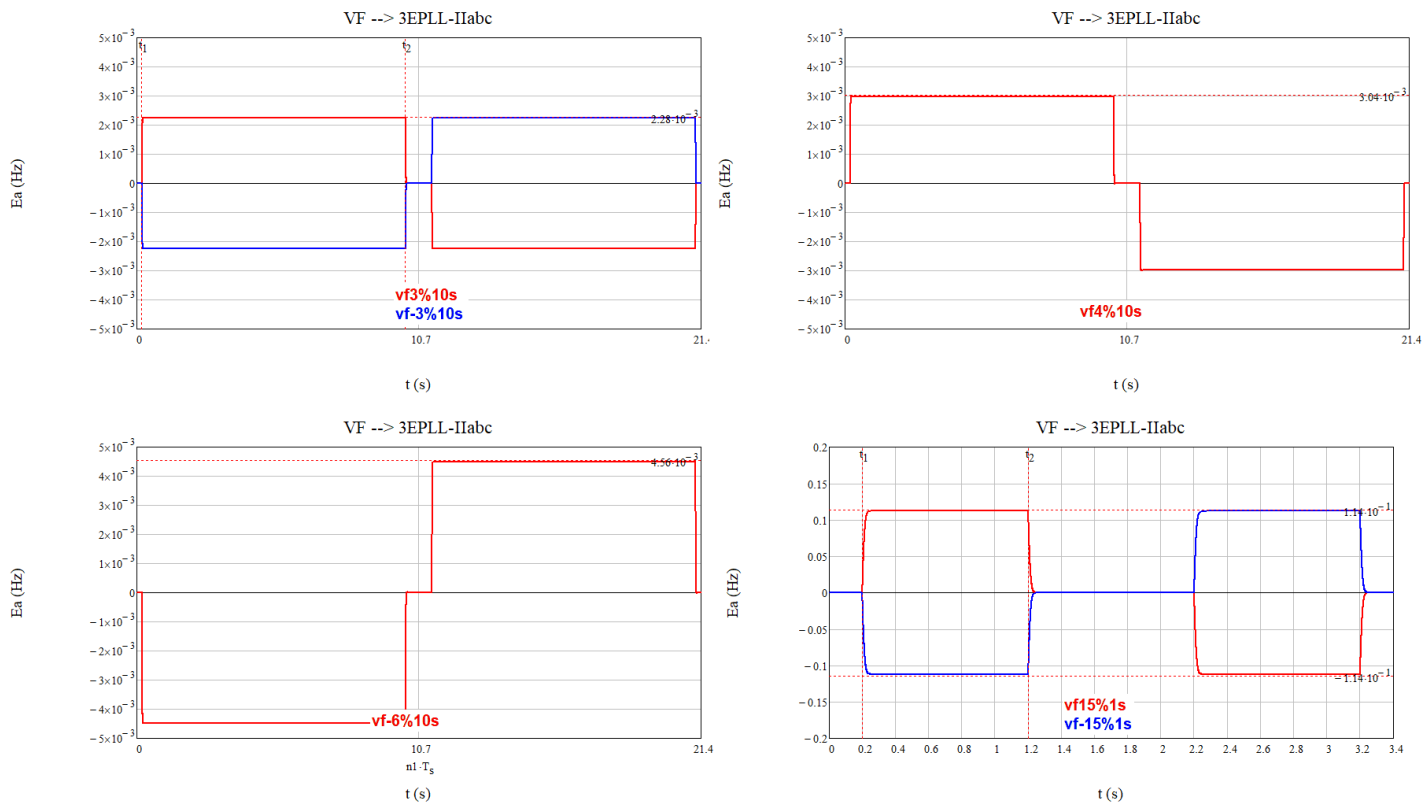
A.9.7. SRF-PLL



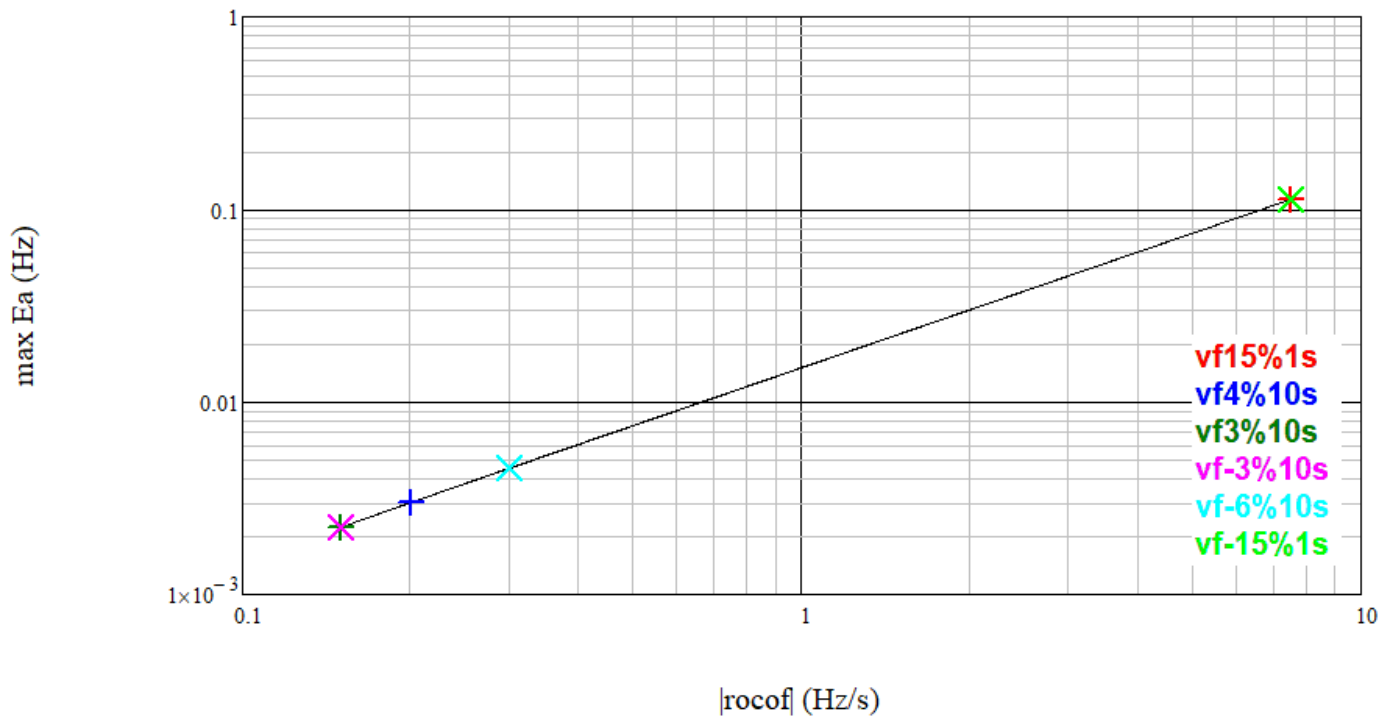
A.9.8. 3EPLL-Iabc



A.9.9. 3EPLL-IIabc



VF --> 3EPLL-IIabc

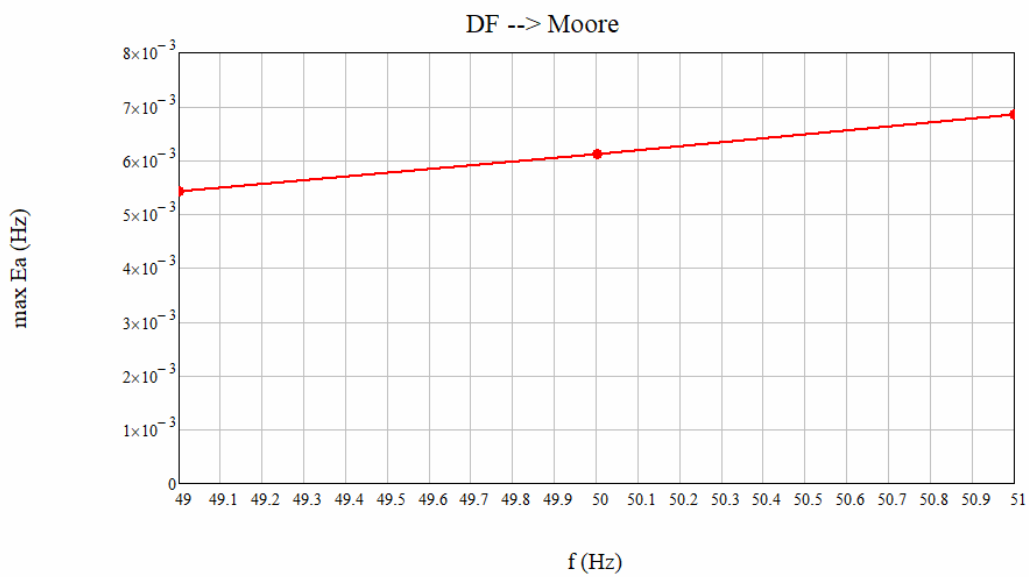
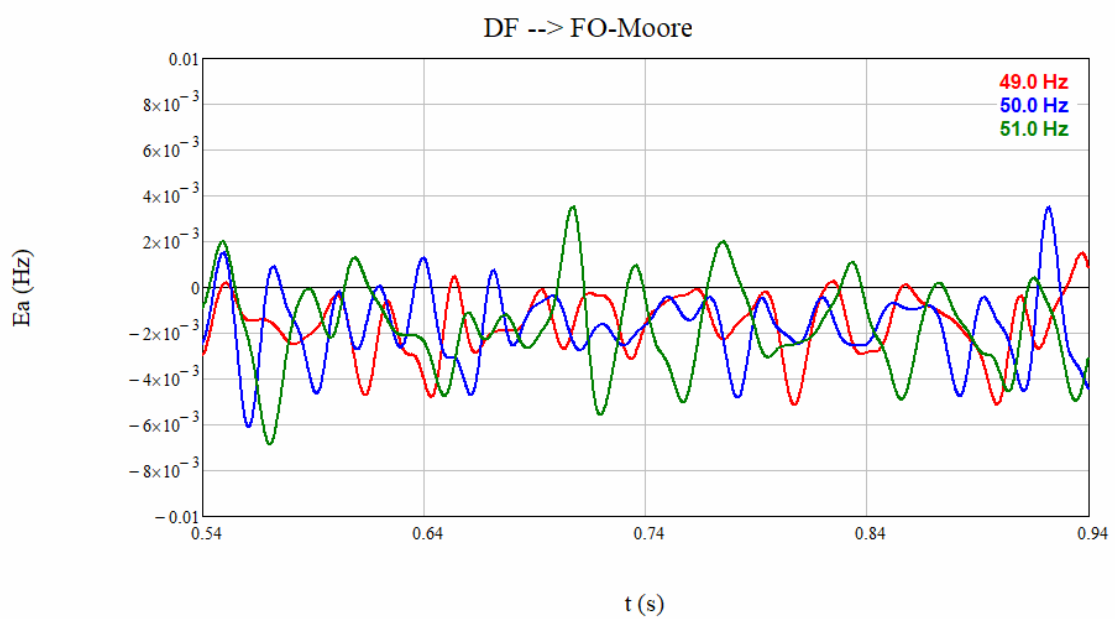


Anexo B. Resultados gráficos experimentales

En este apéndice se presenta, de forma gráfica, el error absoluto obtenido al generar físicamente las señales de prueba y procesarlas con el DSC. Las señales están digitalizadas a 12 bits y muestreadas a 6400 Hz.

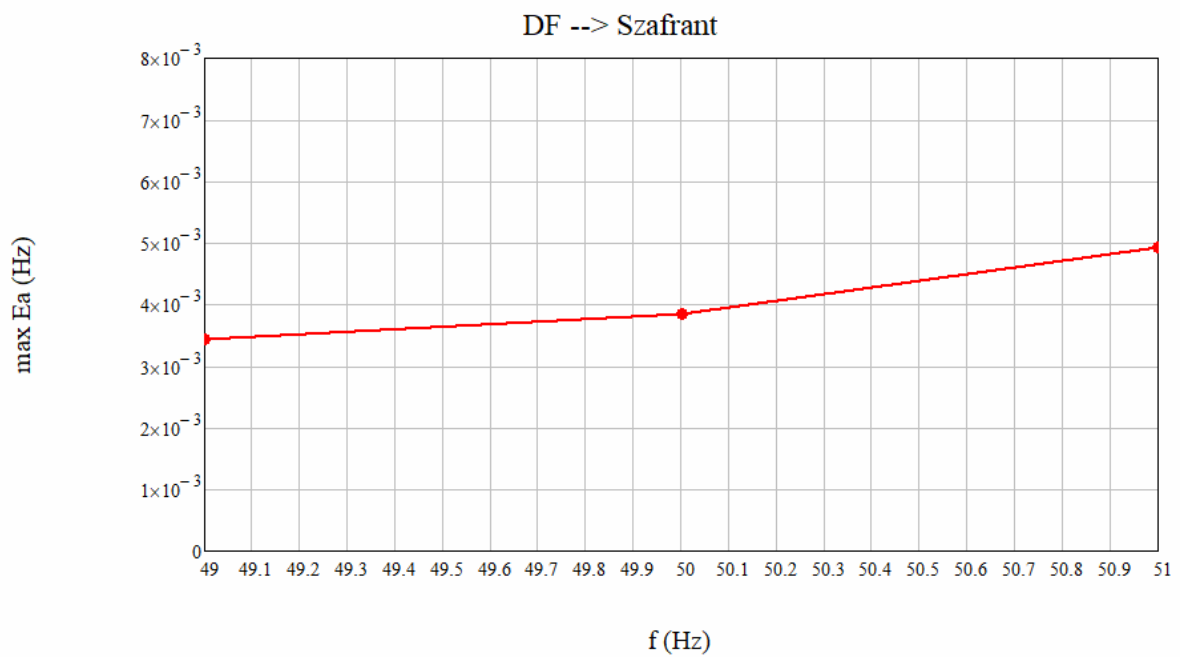
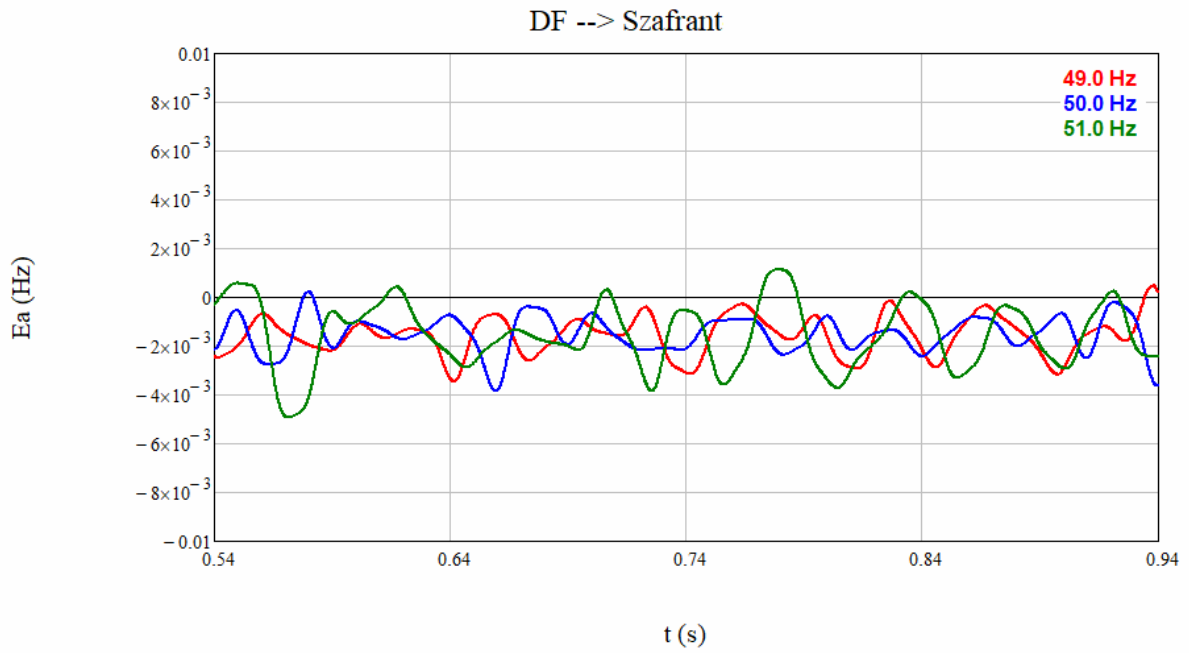
B.1. Señal de prueba: Desviación de frecuencia (DF)

B.1.1. FO-Moore-t

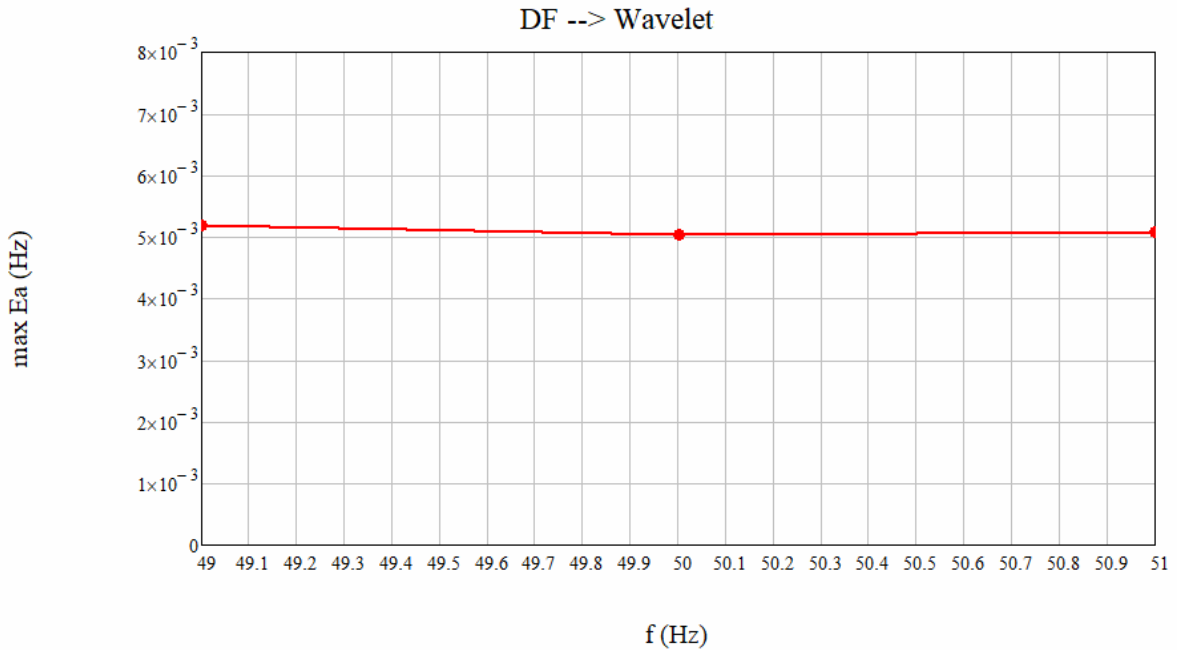
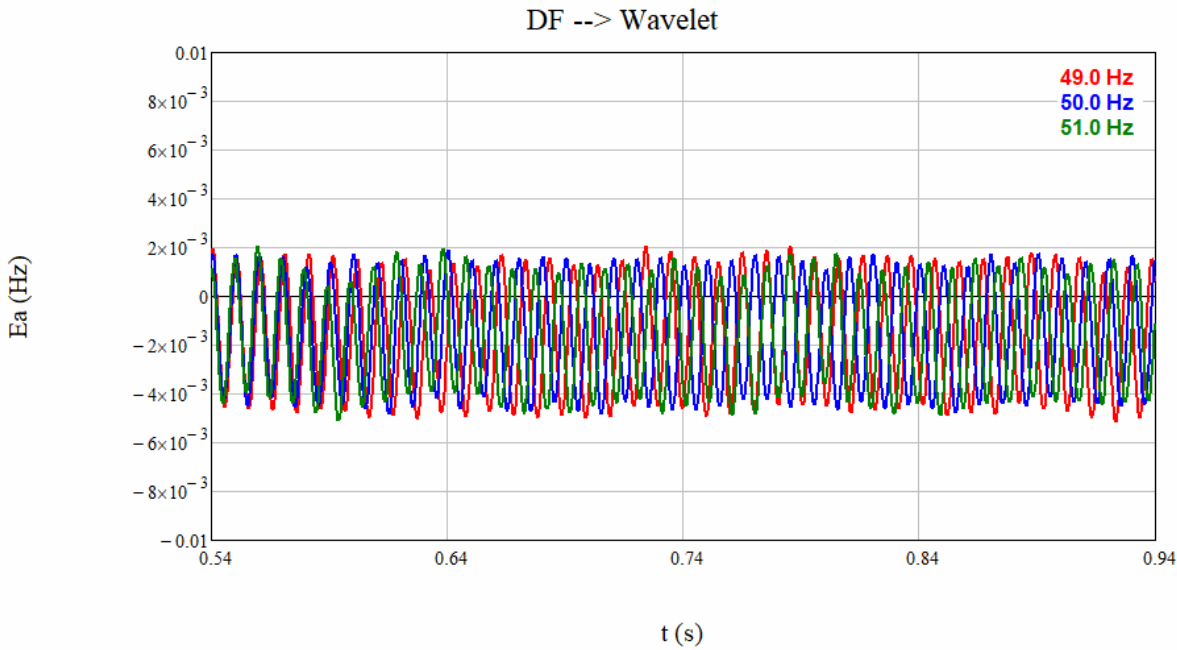


B.1.2. FO-Sidhu-t

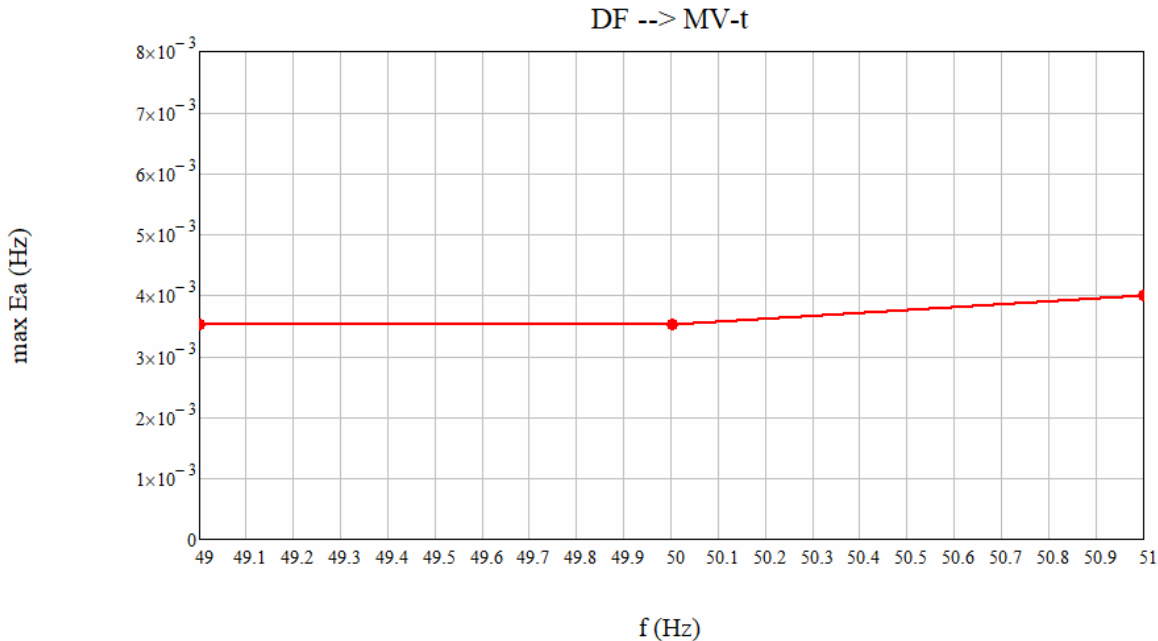
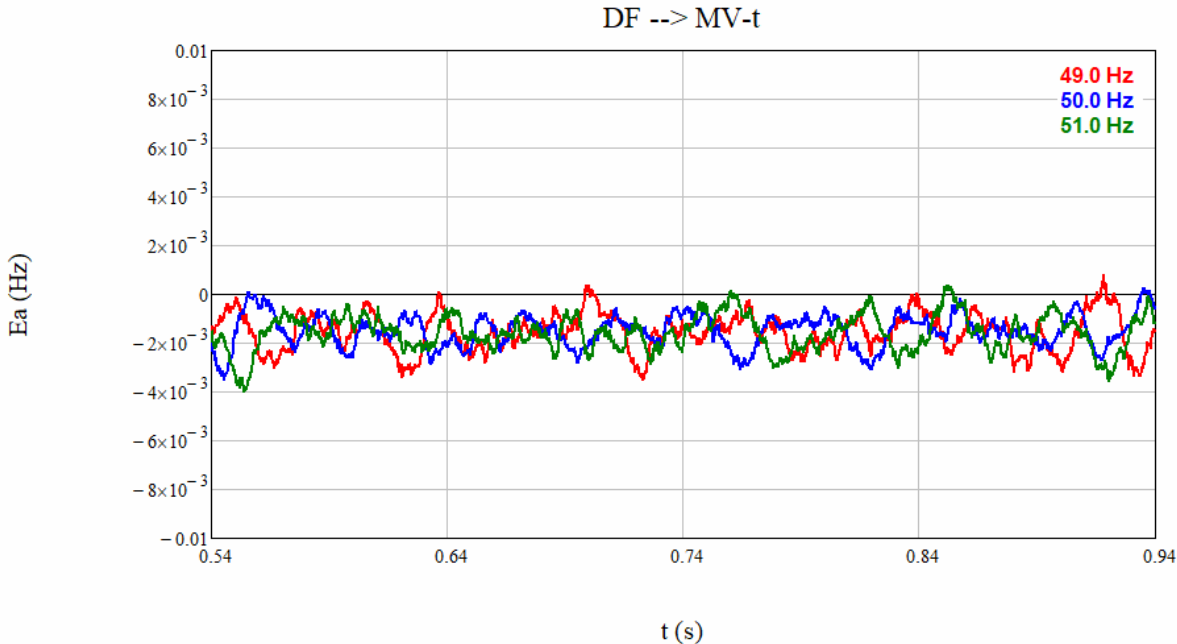
B.1.3. FO-Szafrant-t



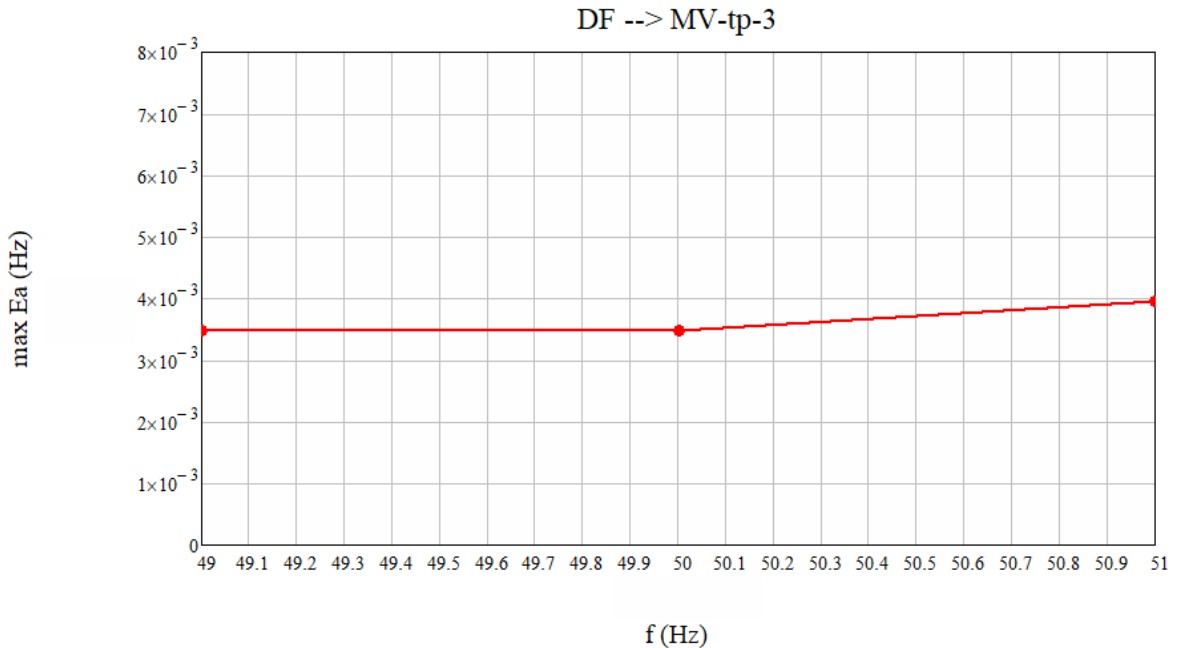
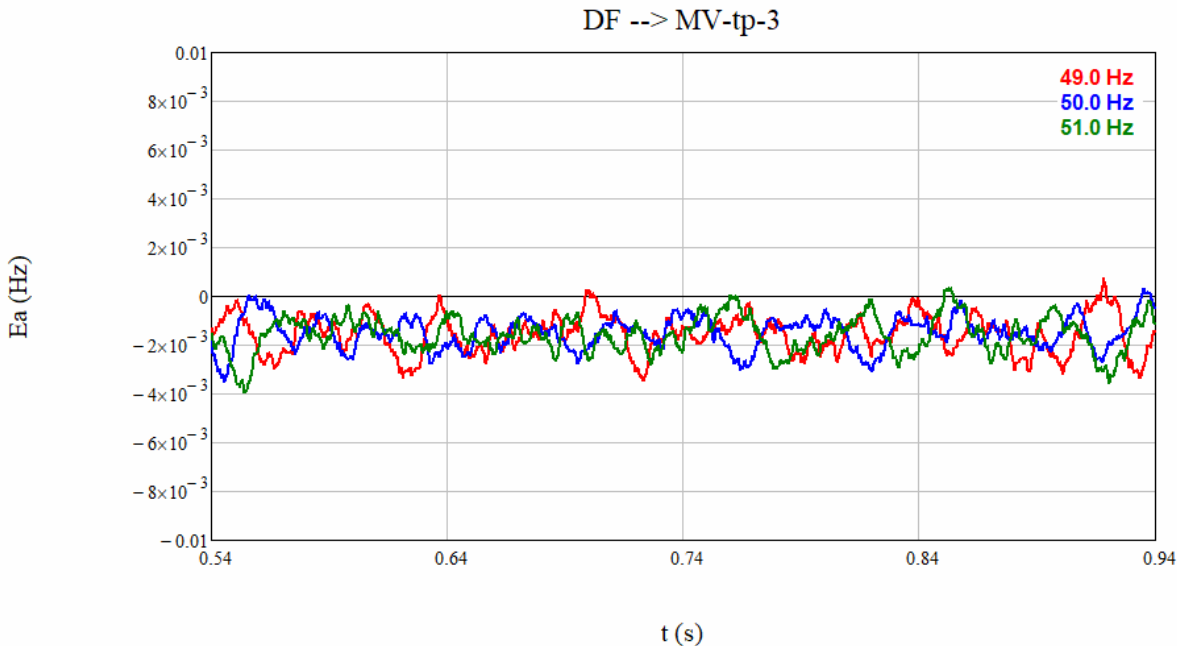
B.1.4. FO-Wavelet-t



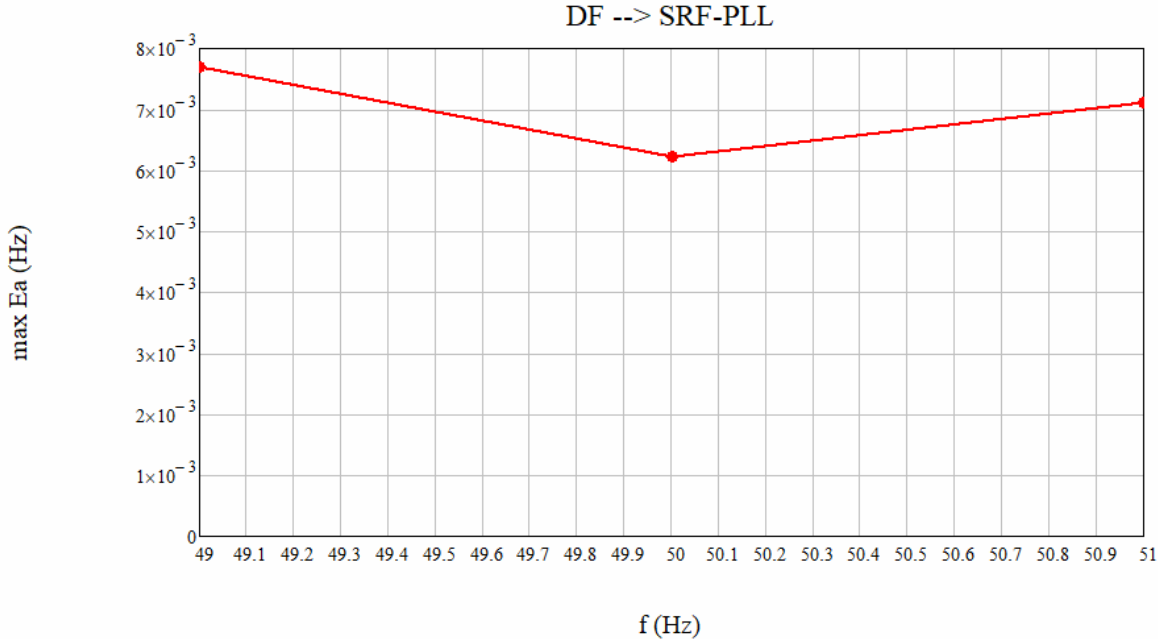
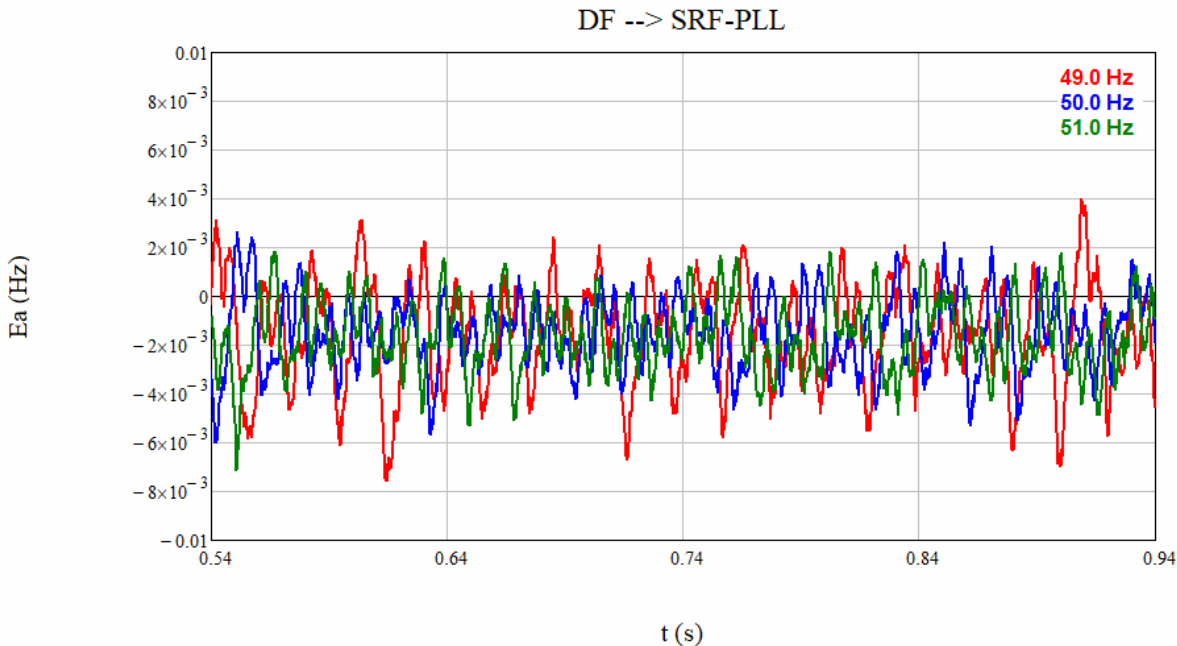
B.1.5. MV-t



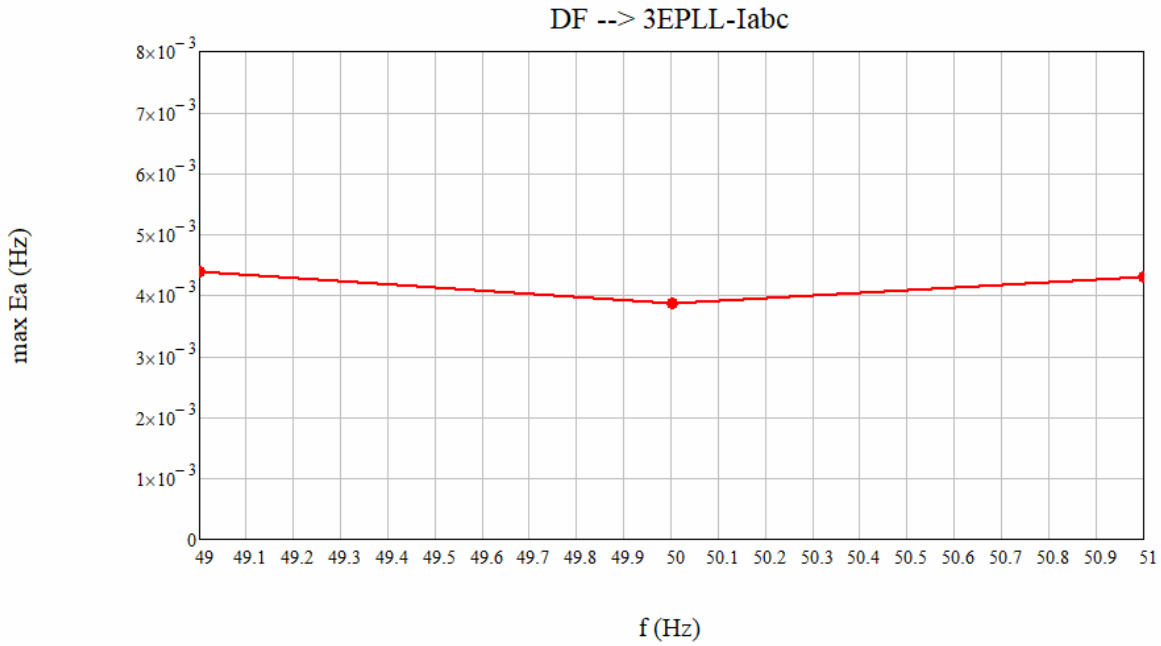
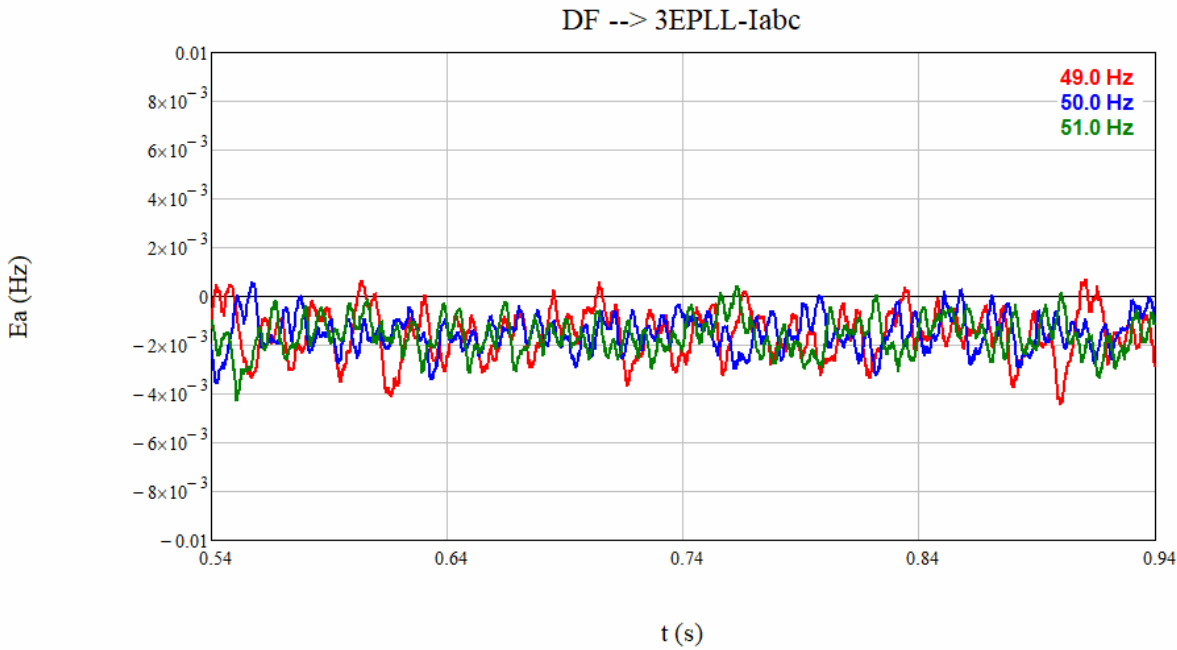
B.1.6. MV-tp-3



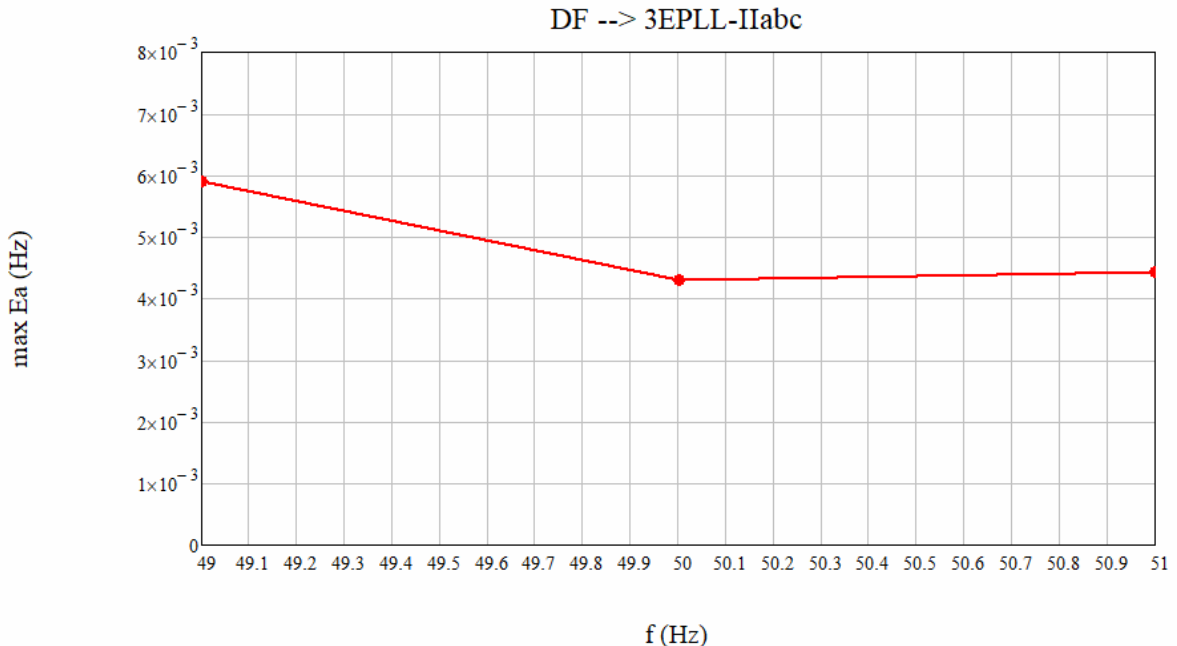
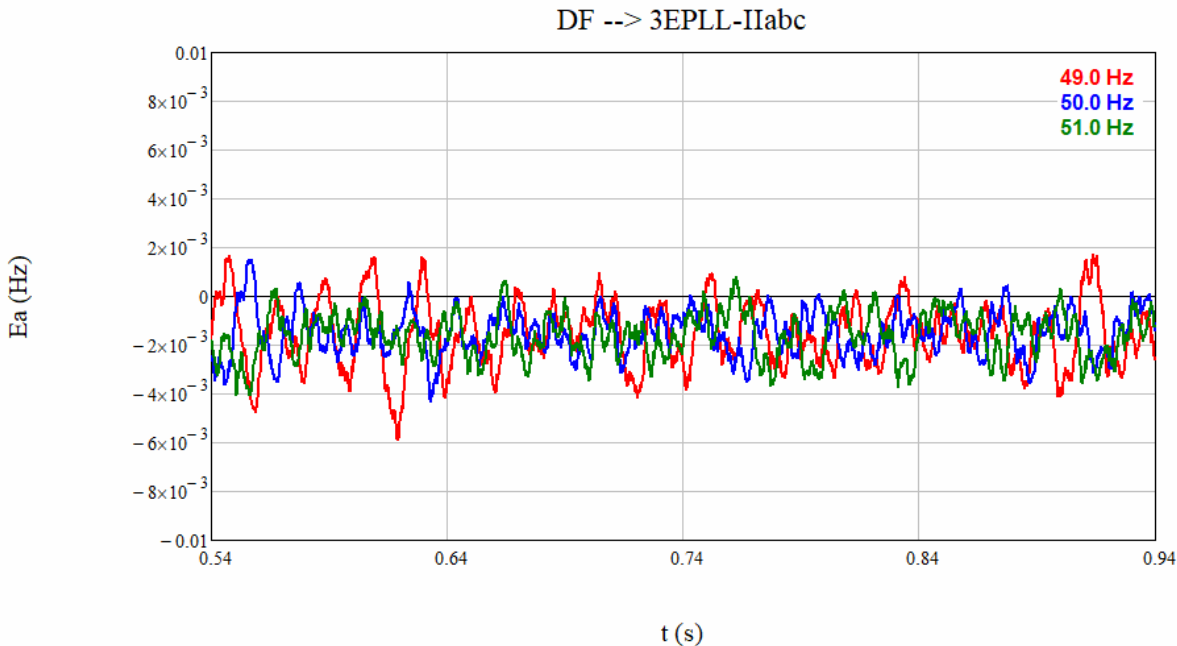
B.1.7. SRF-PLL



B.1.8. 3EPLL-Iabc

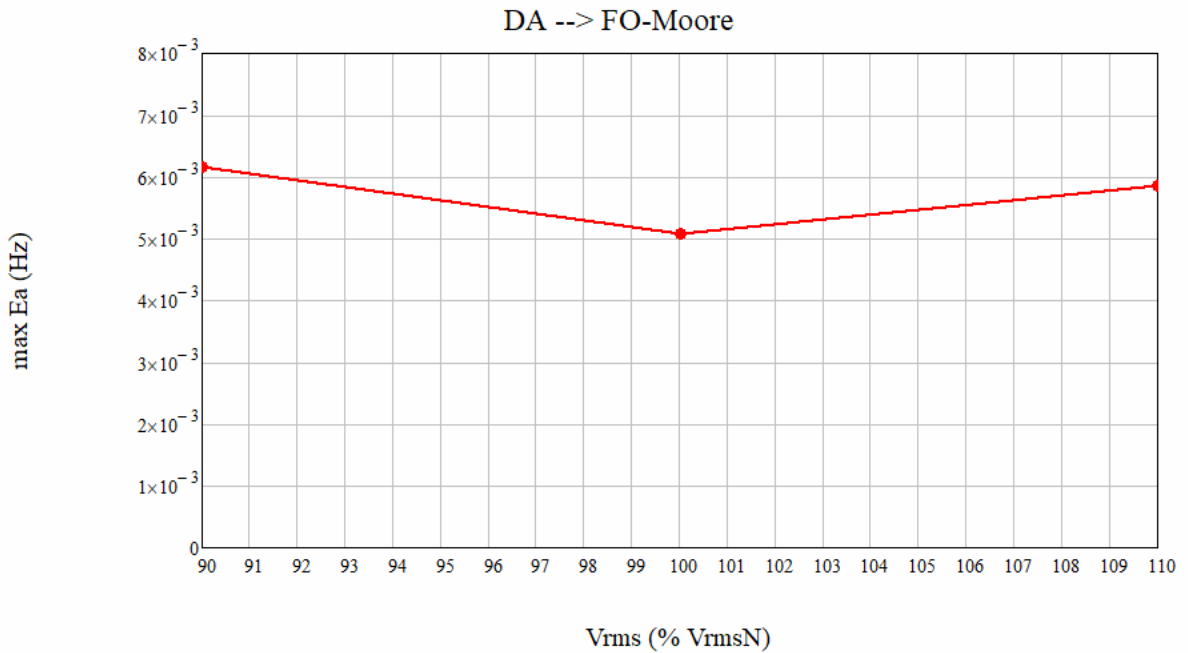
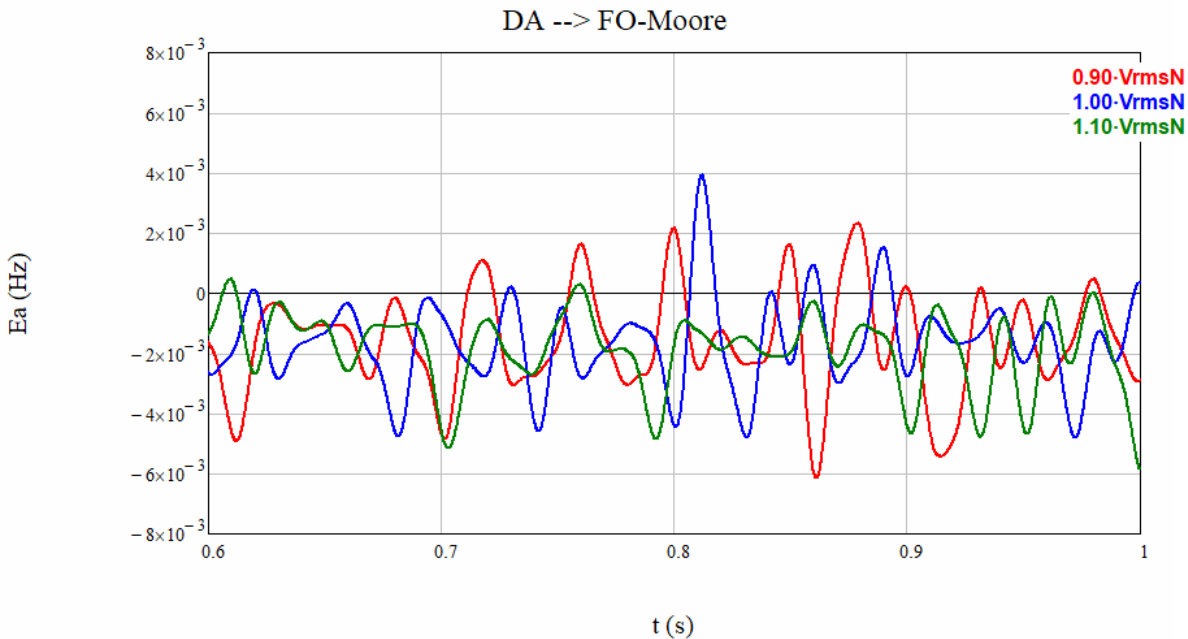


B.1.9. 3EPLL-IIabc



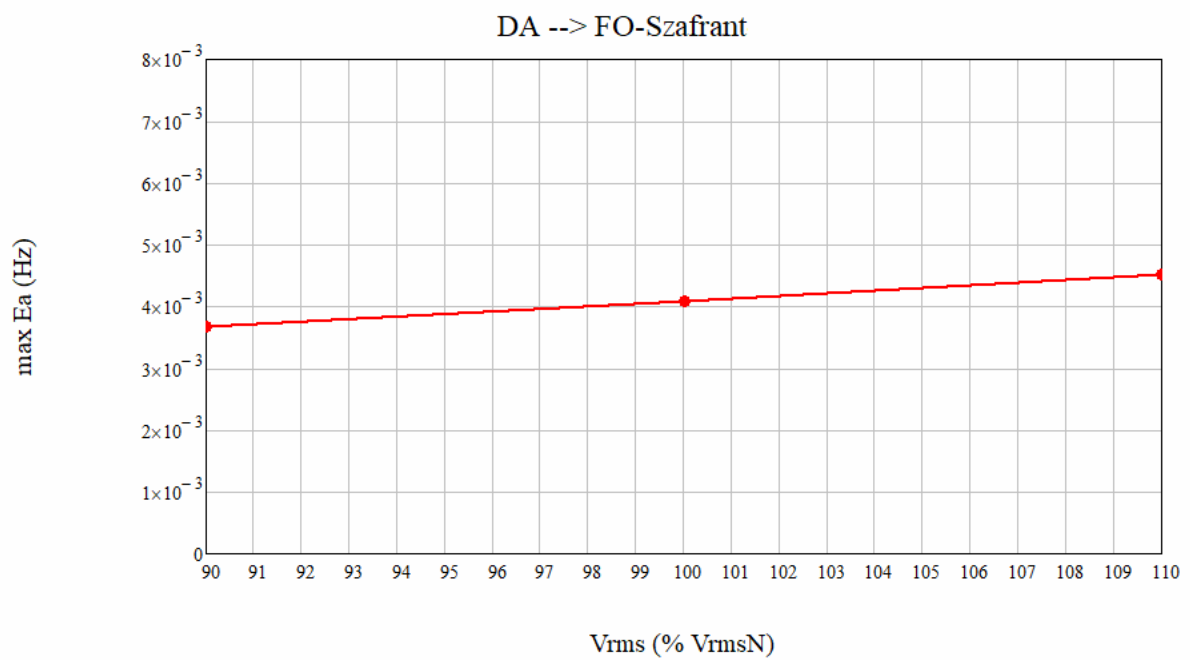
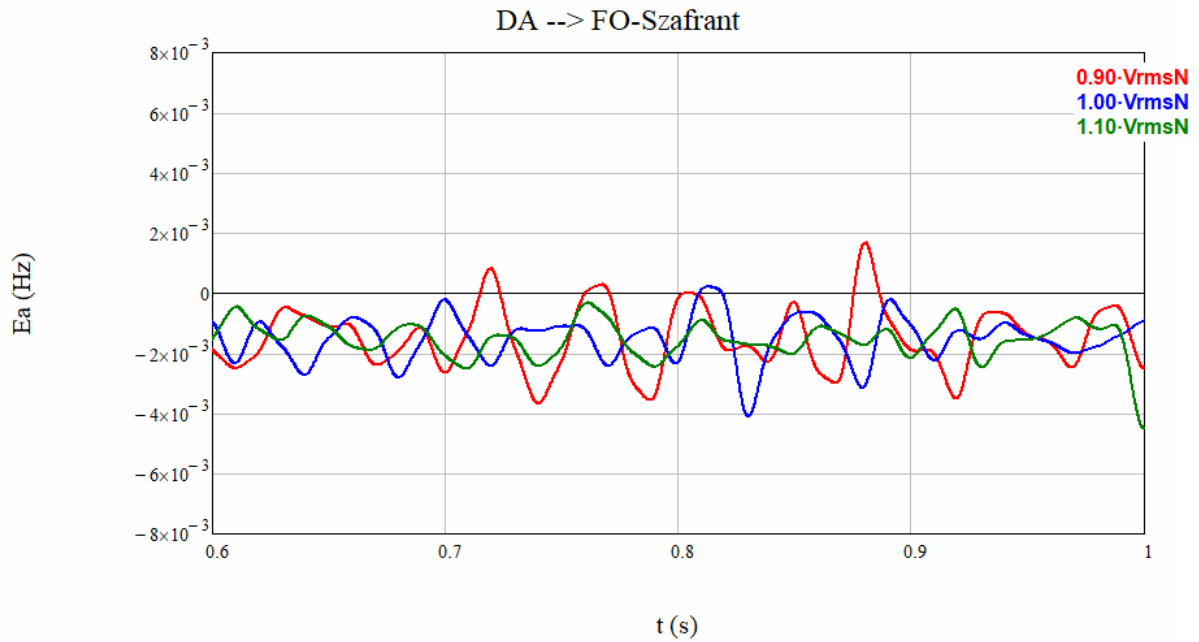
B.2. Señal de prueba: Desviación de amplitud (DA)

B.2.1. FO-Moore-t

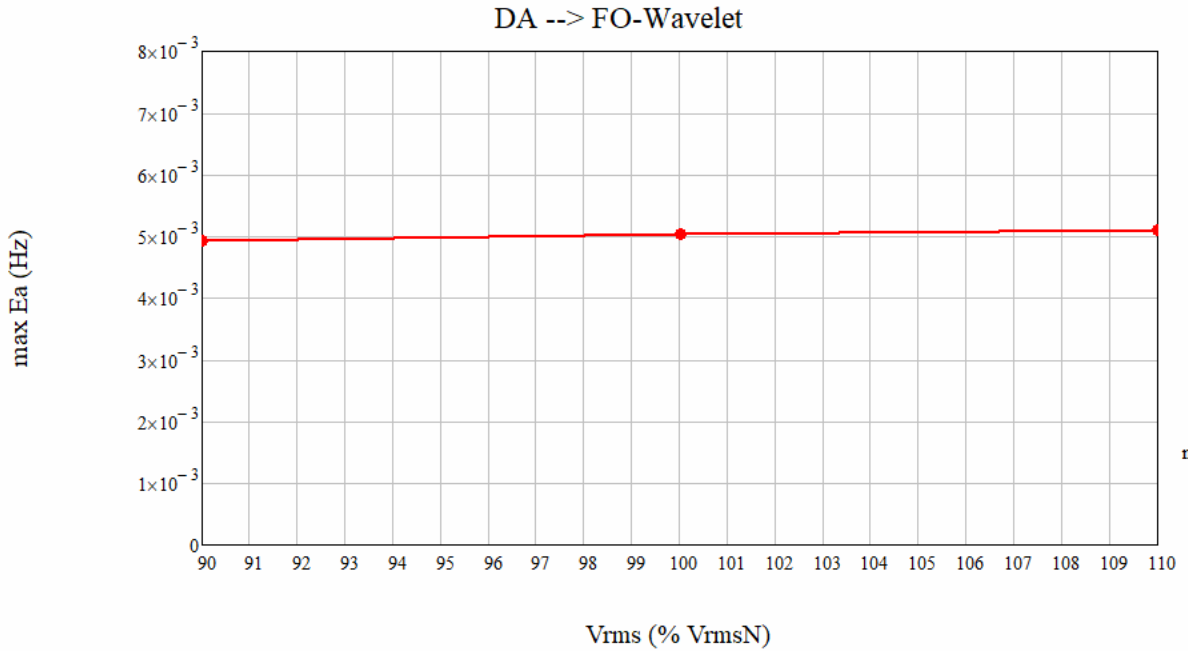
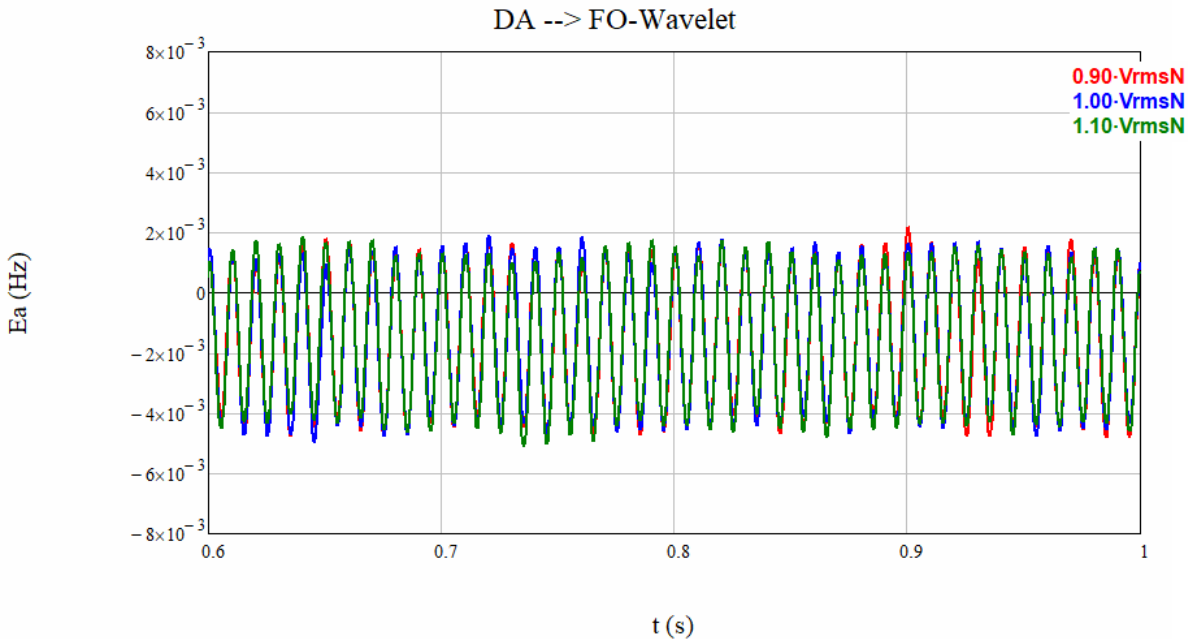


B.2.2. FO-Sidhu-t

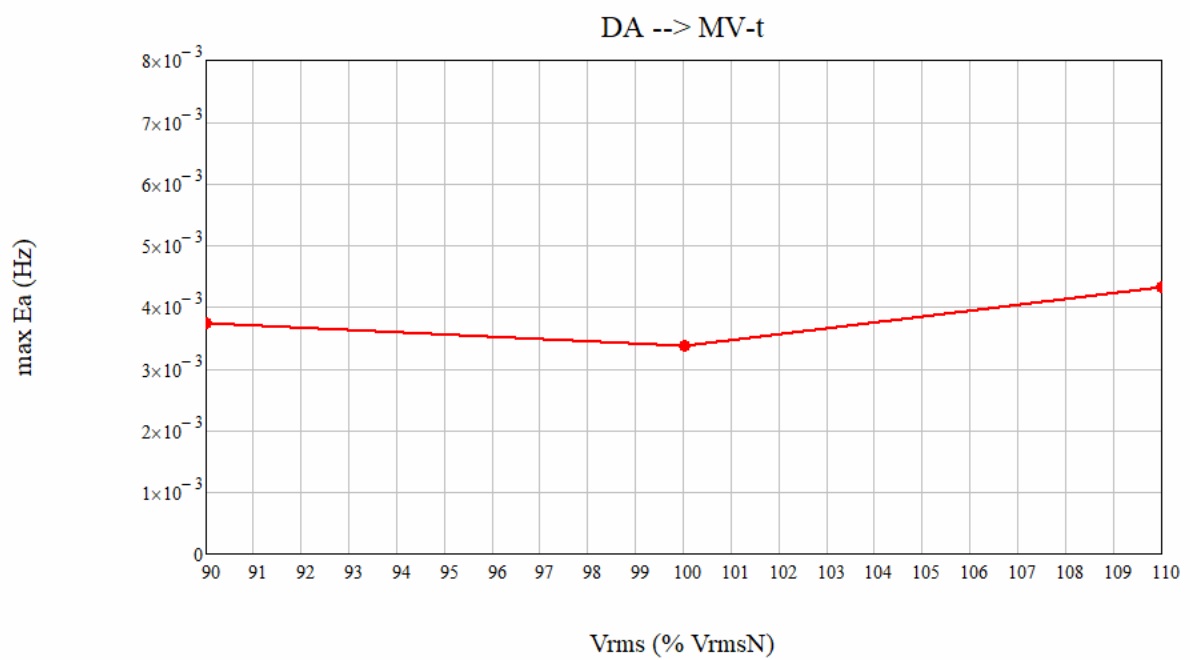
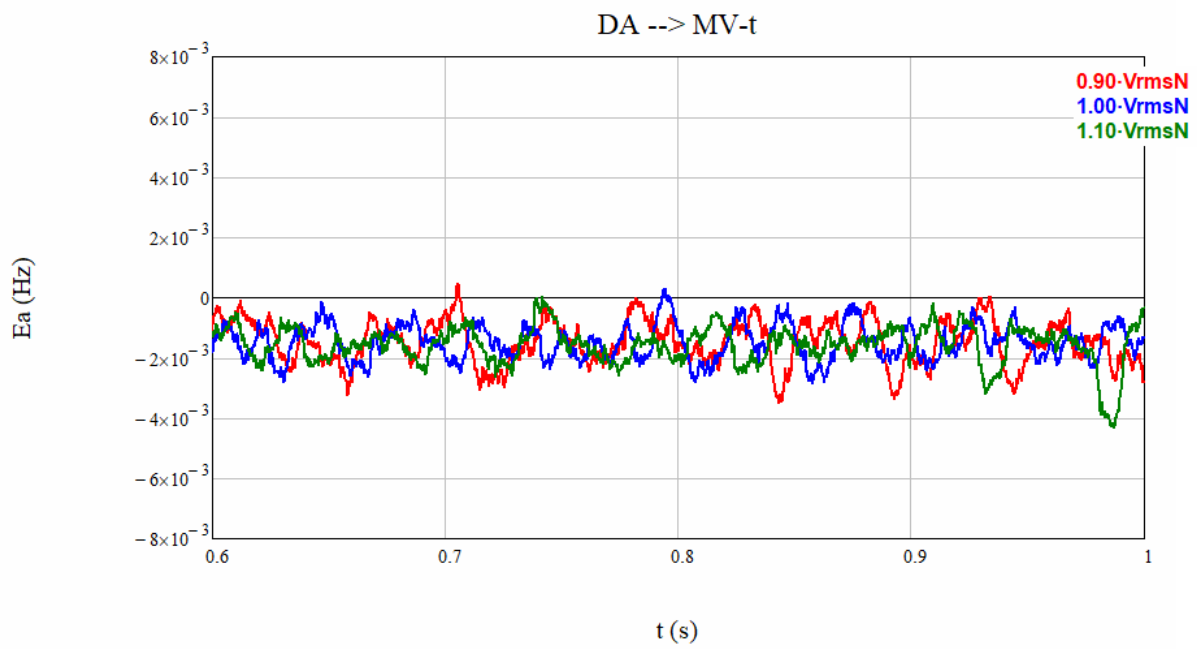
B.2.3. FO-Szafrant-t



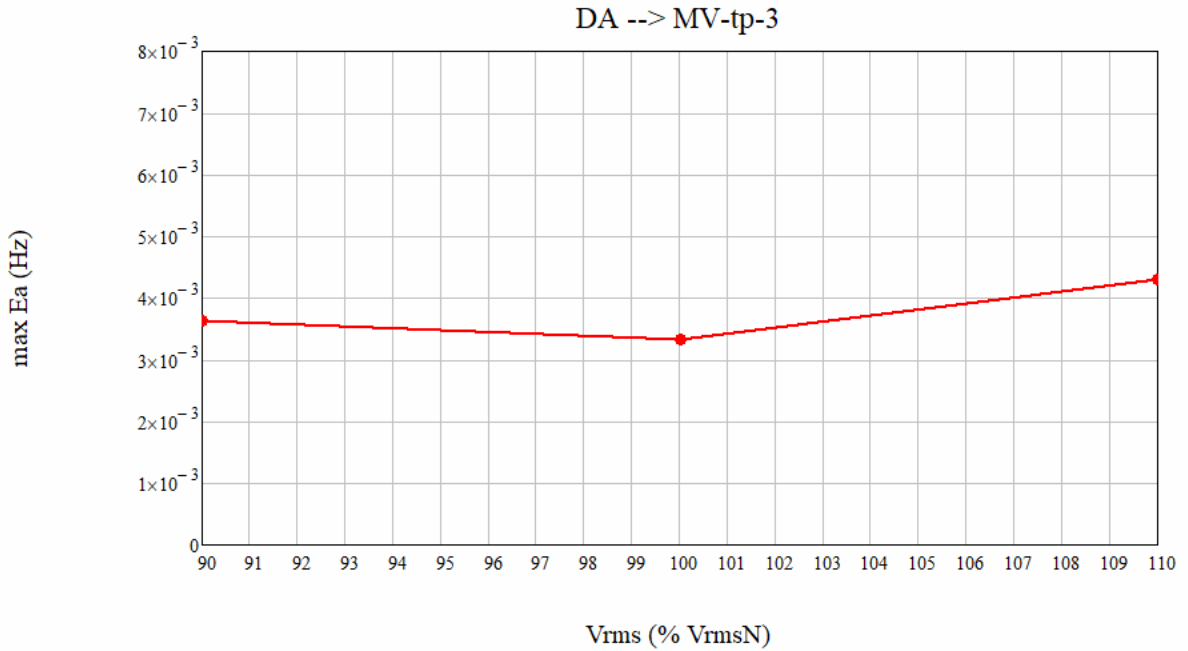
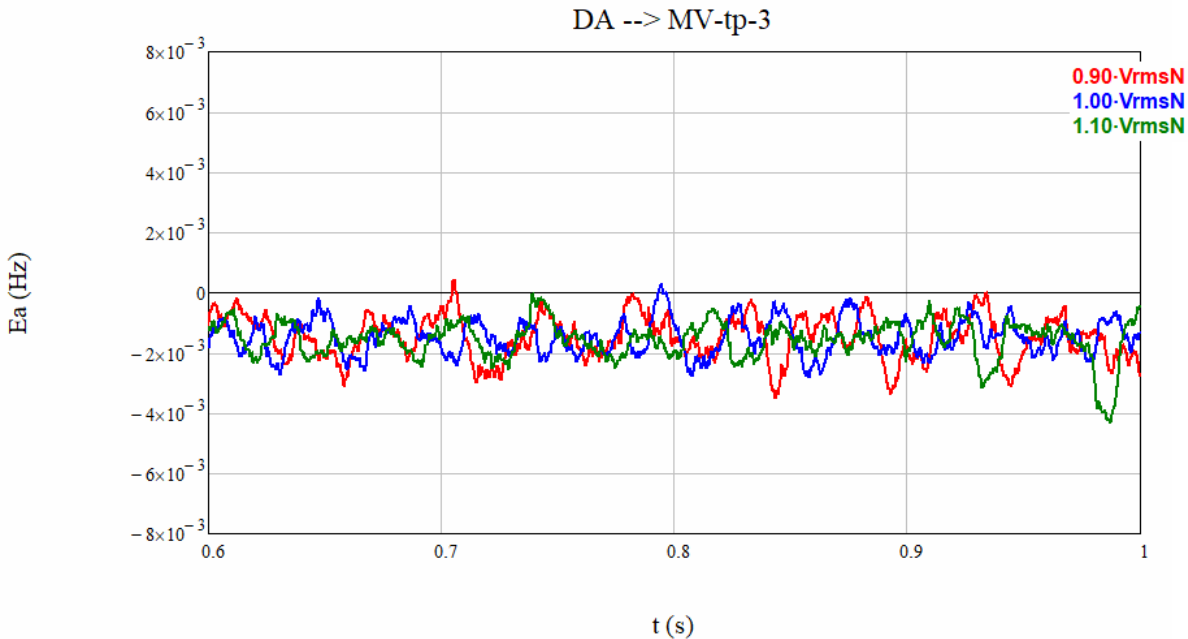
B.2.4. FO-Wavelet-t



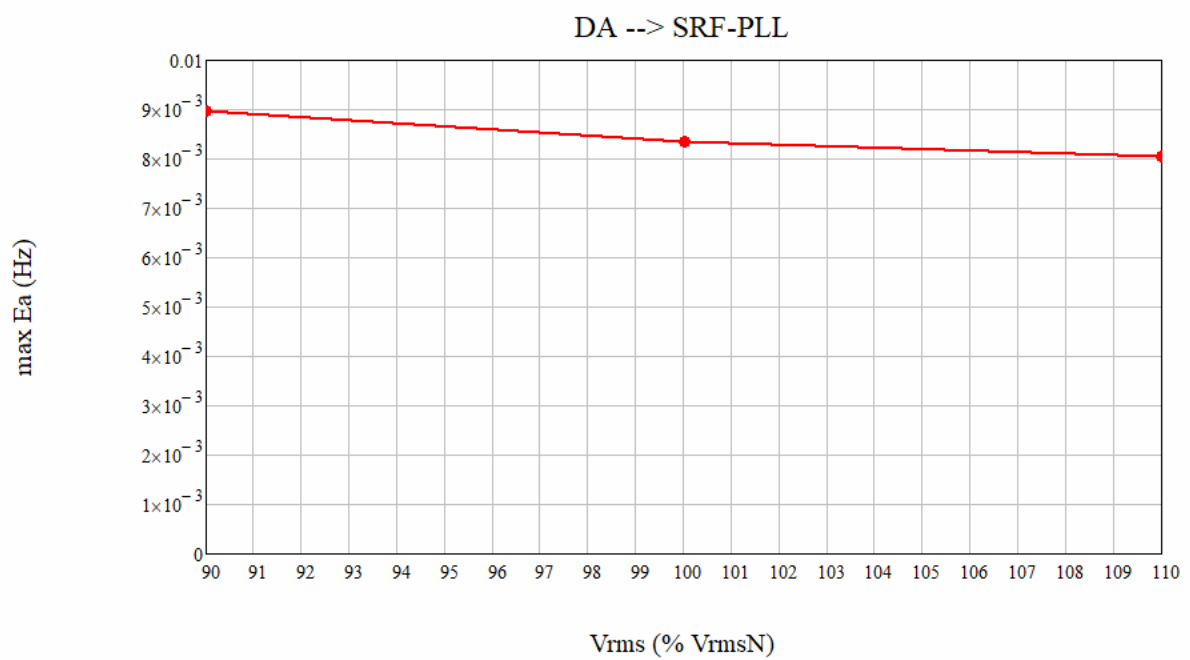
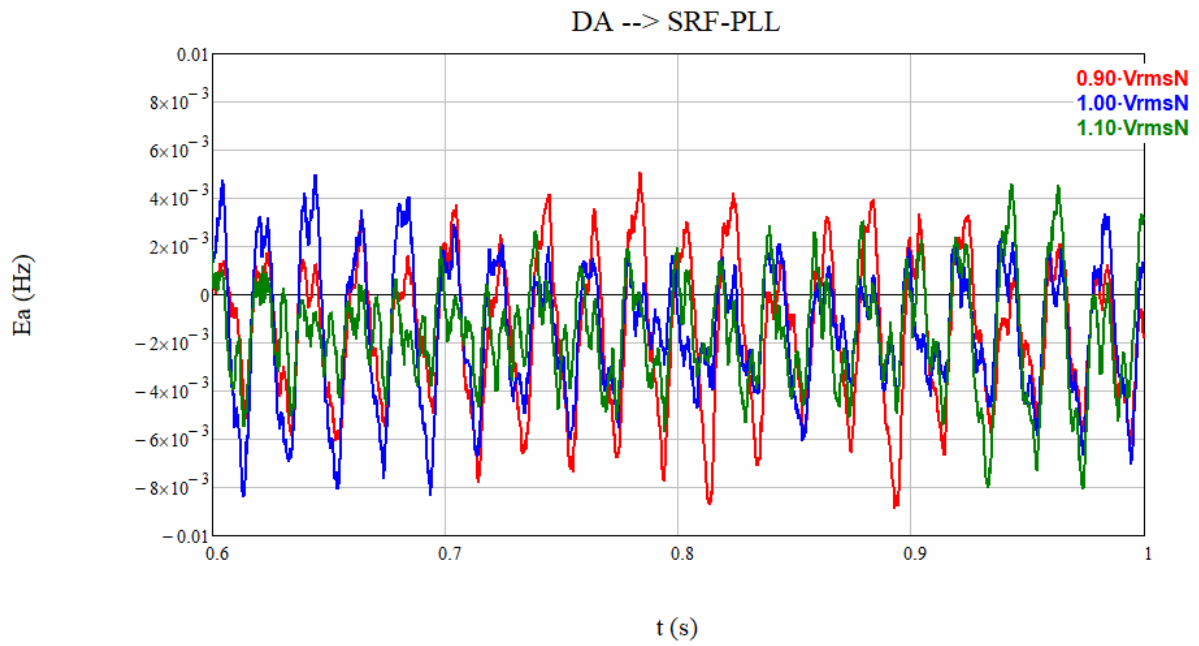
B.2.5. MV-t



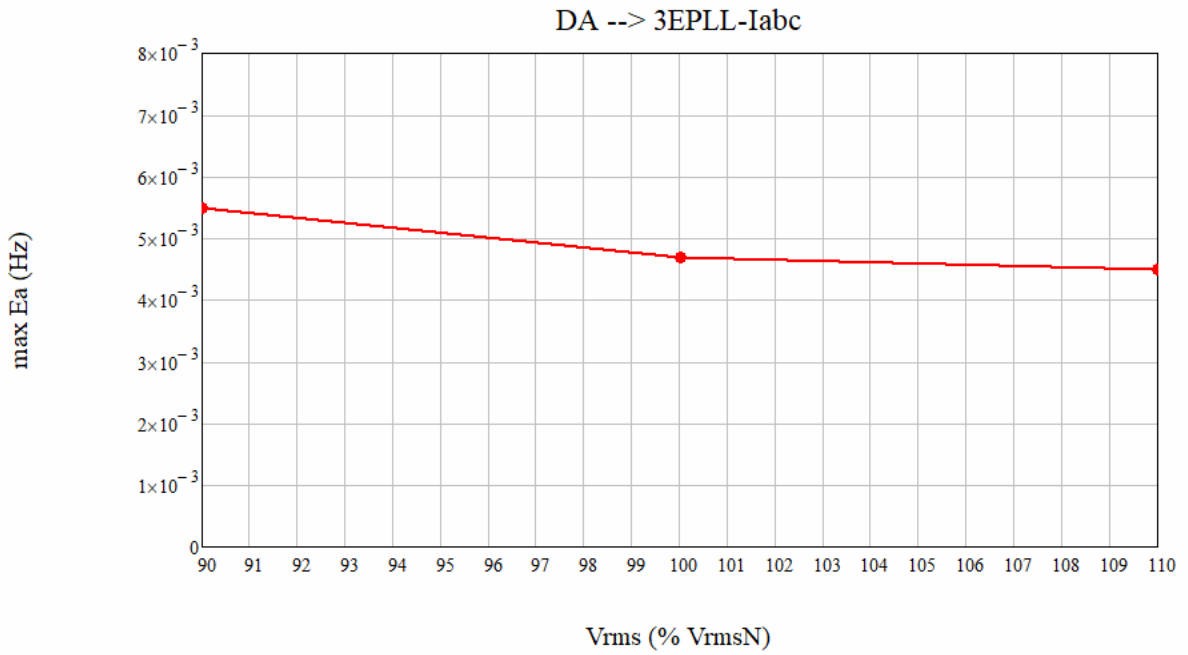
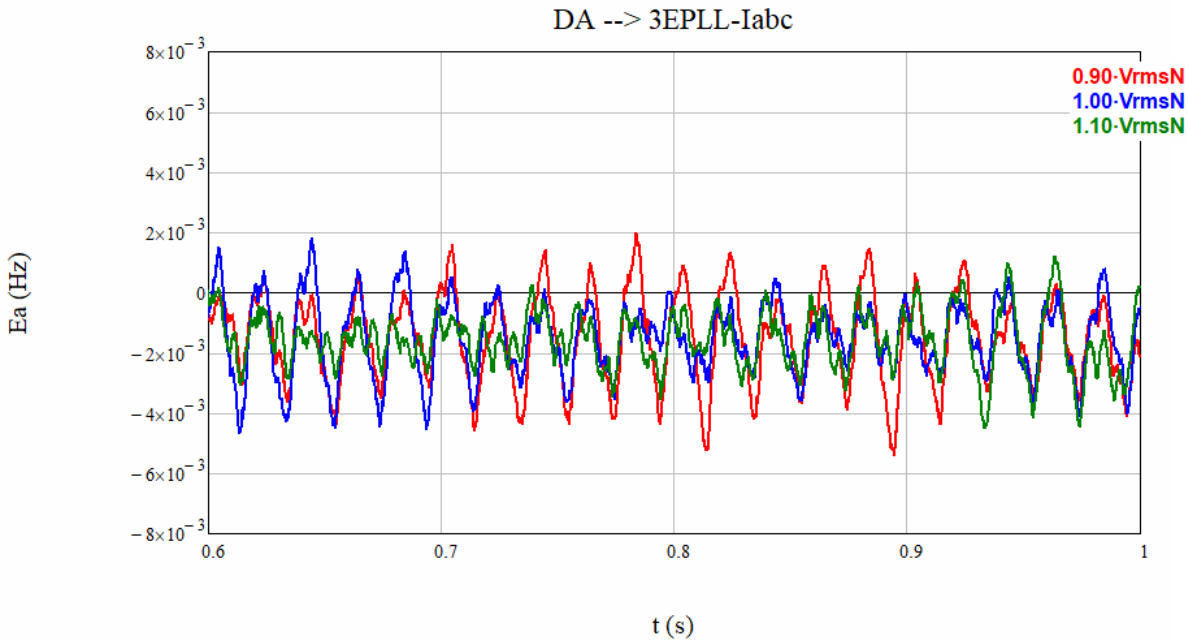
B.2.6. MV-tp-3



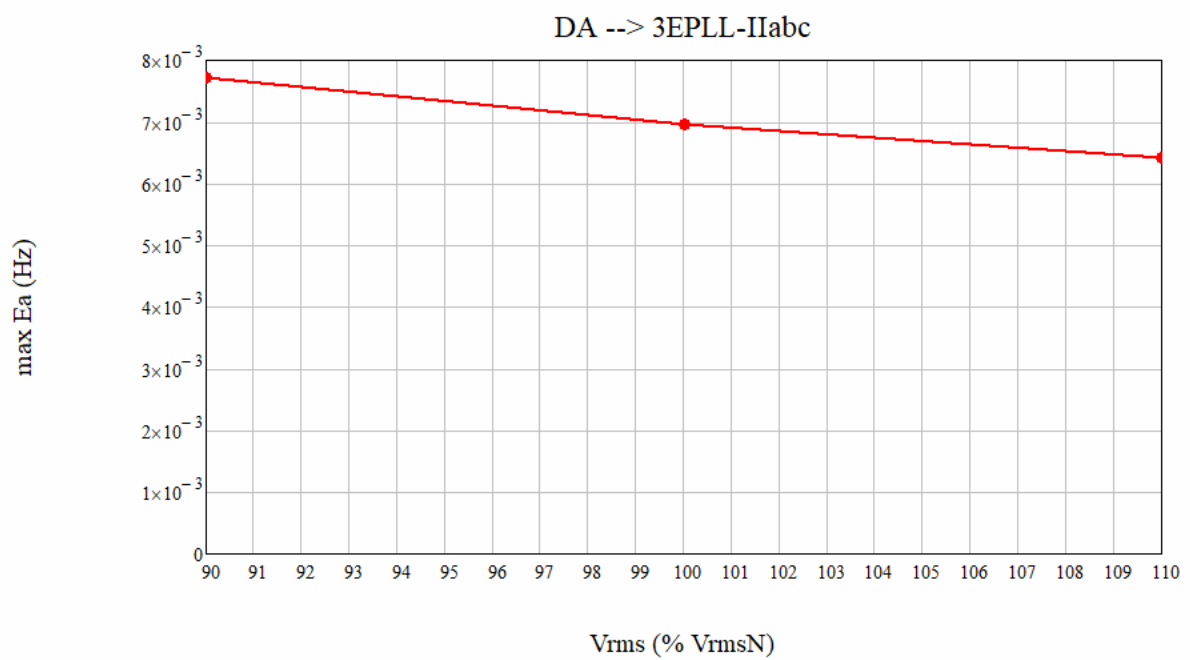
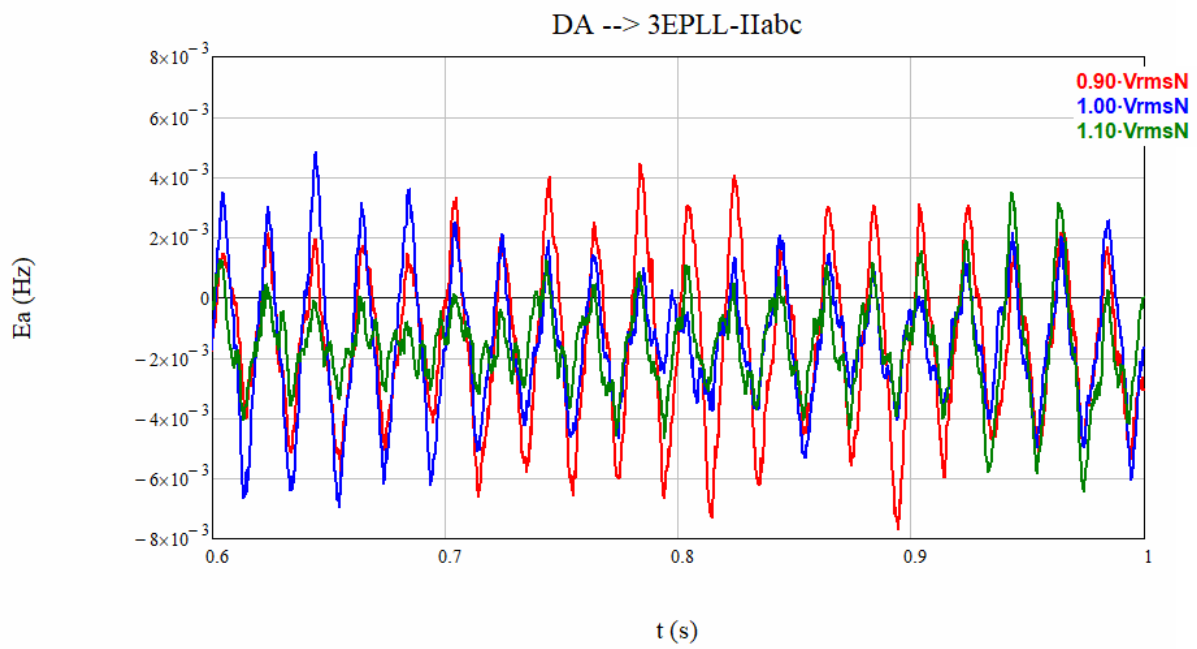
B.2.7. SRF-PLL



B.2.8. 3EPLL-Iabc

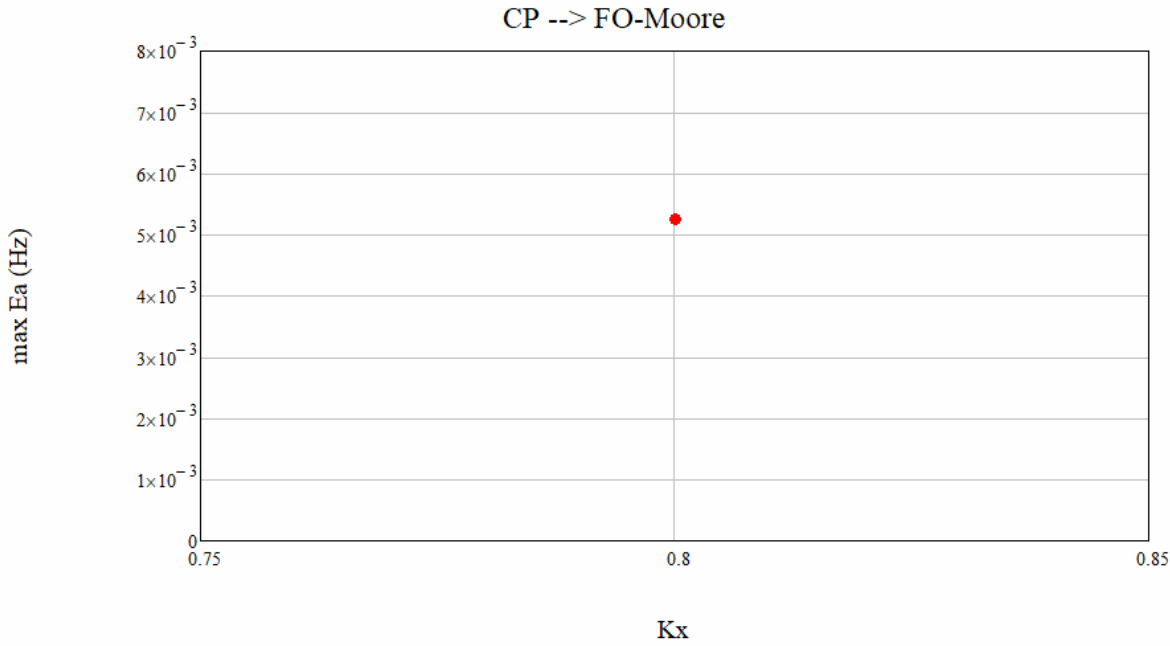
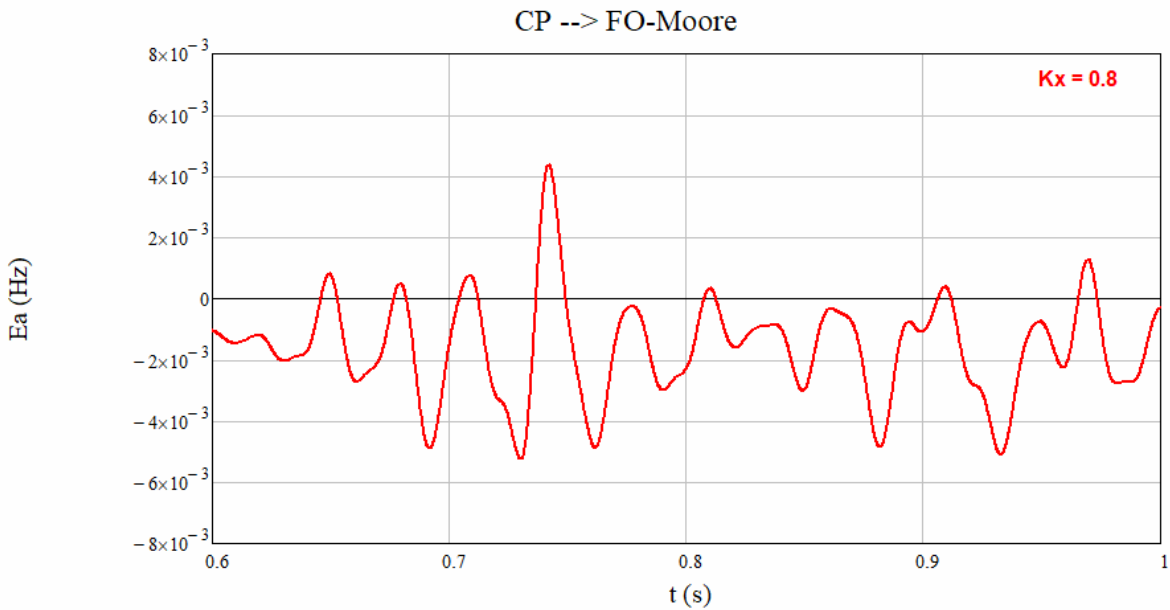


B.2.9. 3EPLL-IIabc



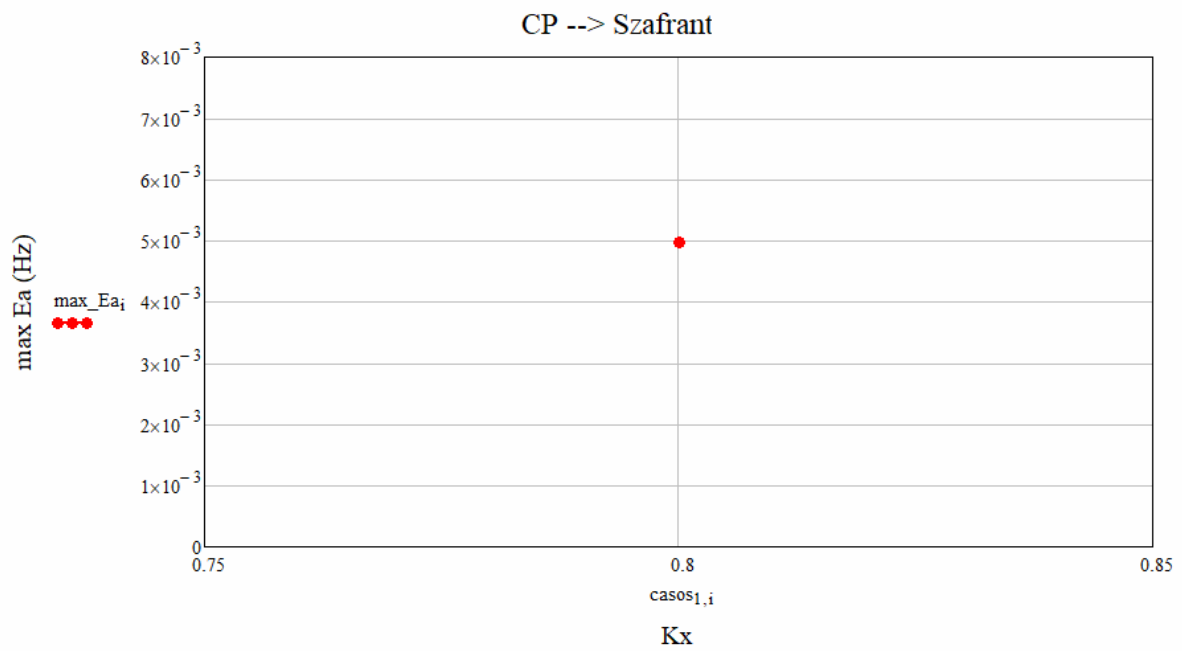
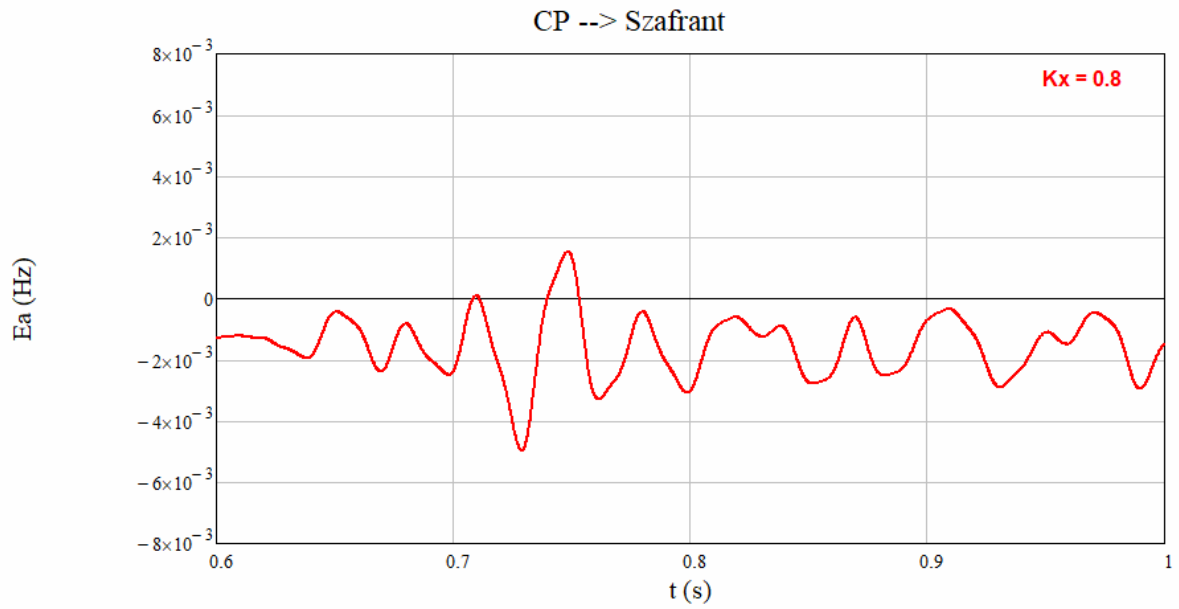
B.3. Señal de prueba: Curva plana (CP)

B.3.1. FO-Moore-t

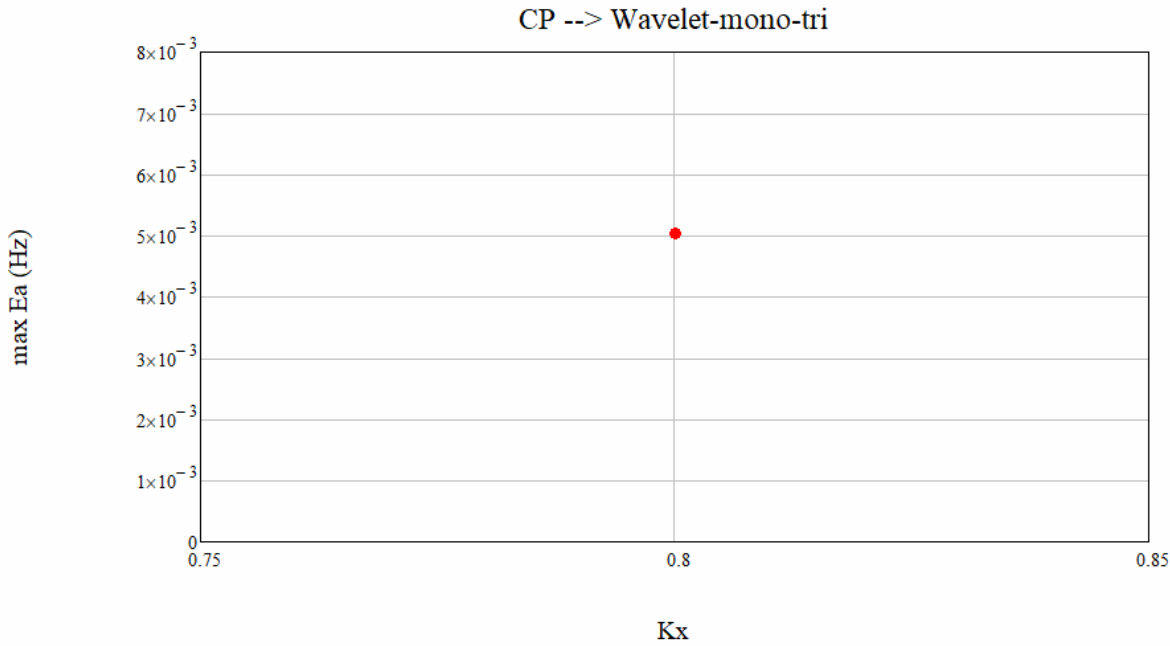
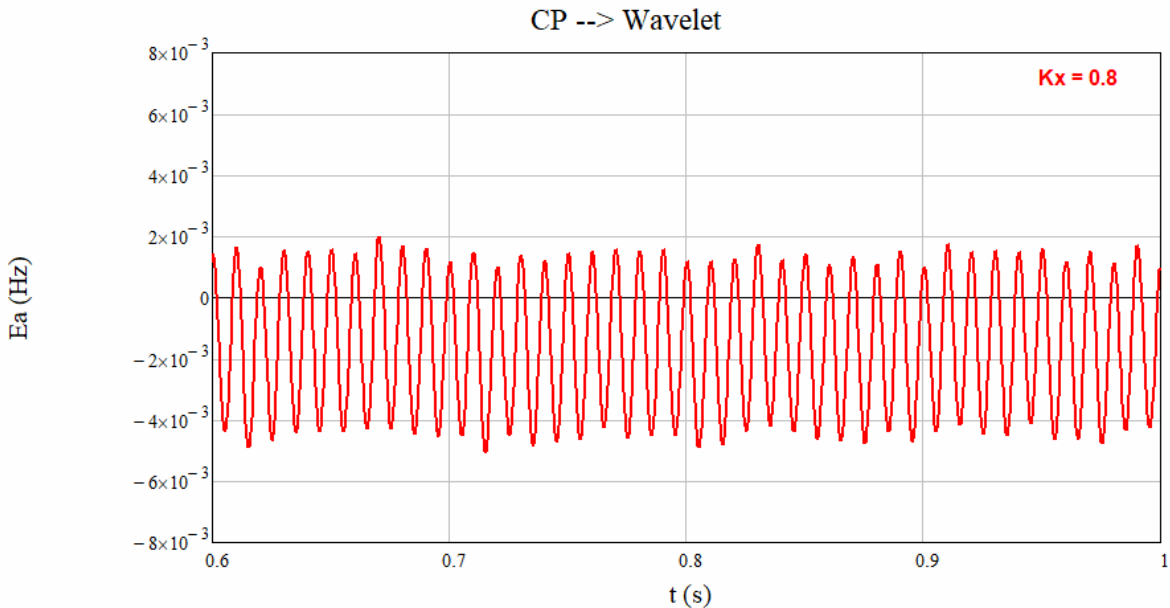


B.3.2. FO-Sidhu-t

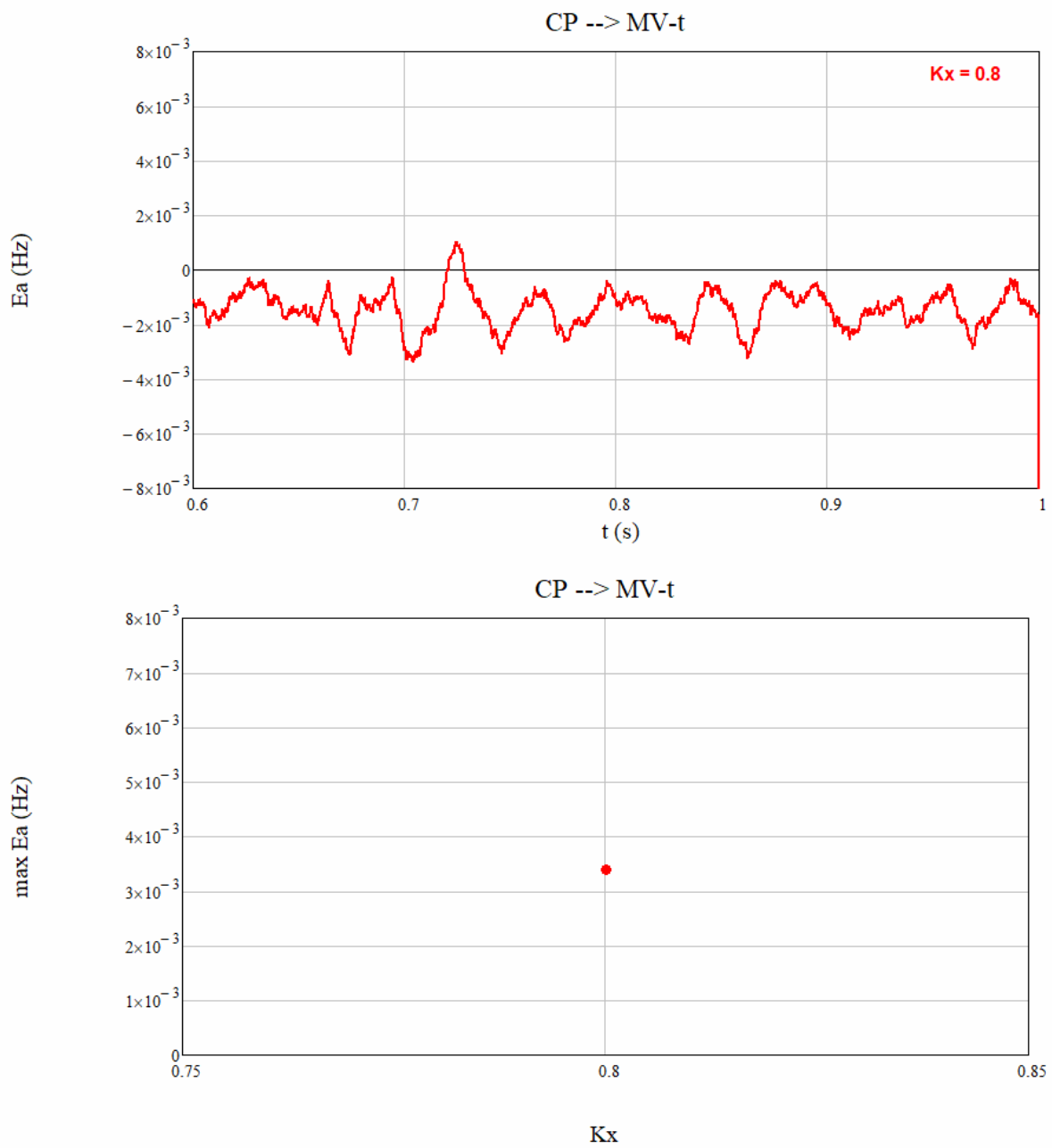
B.3.3. FO-Szafrant-t



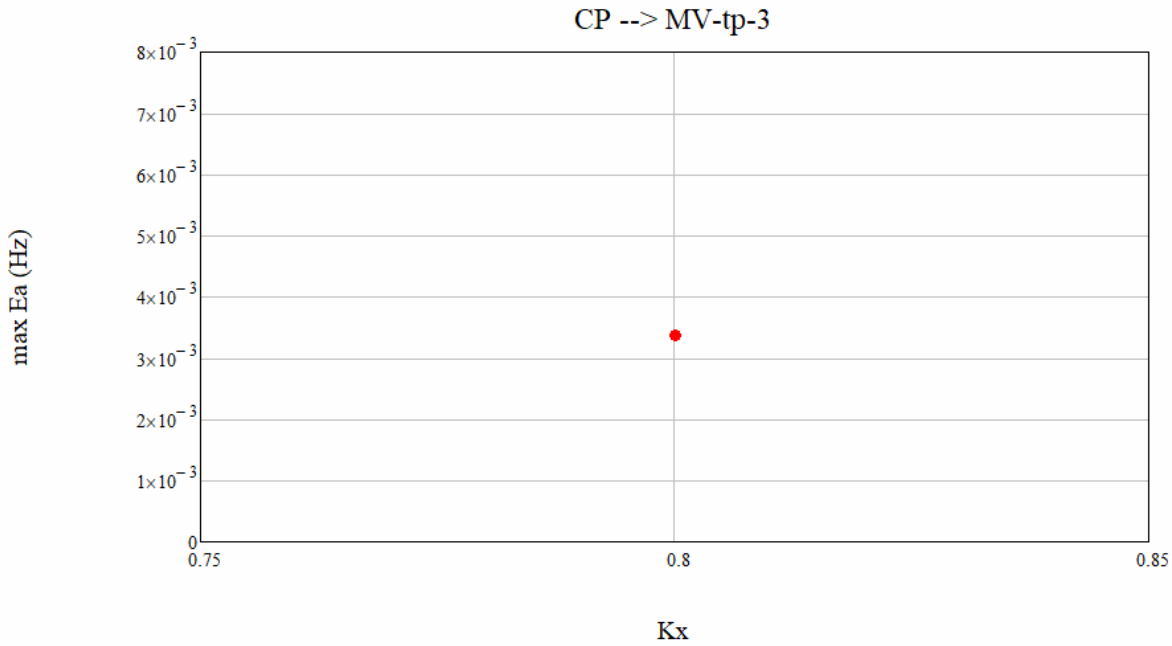
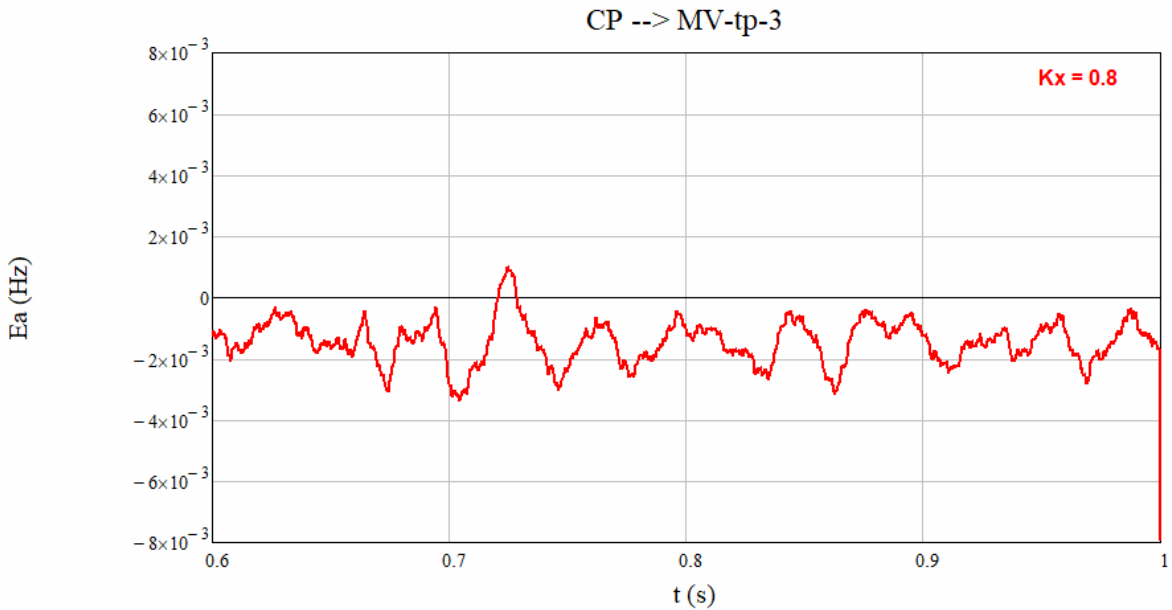
B.3.4. FO-Wavelet-t



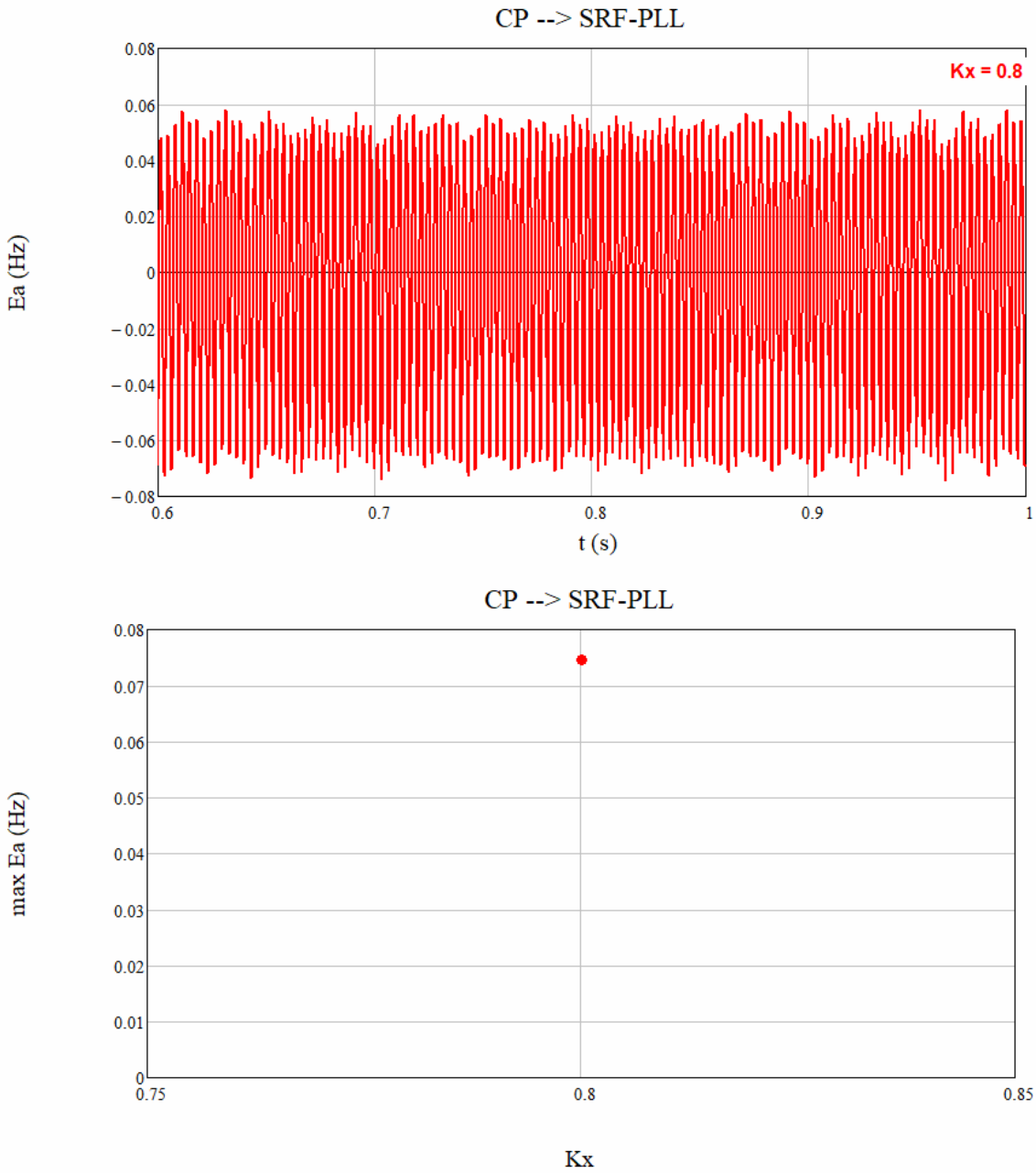
B.3.5. MV-t



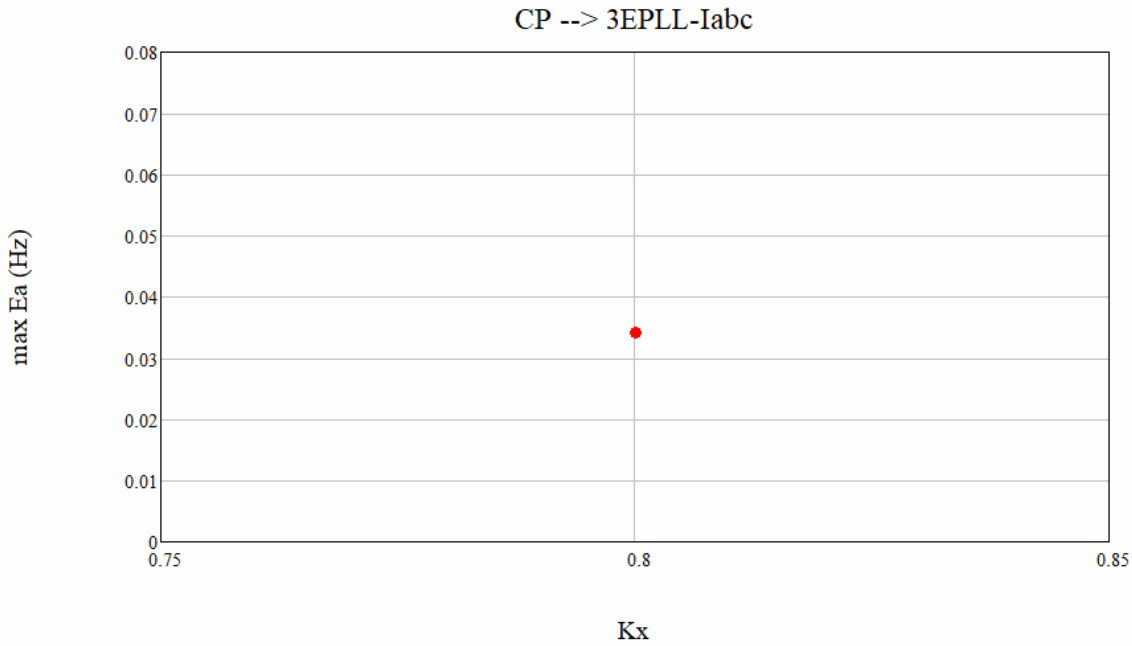
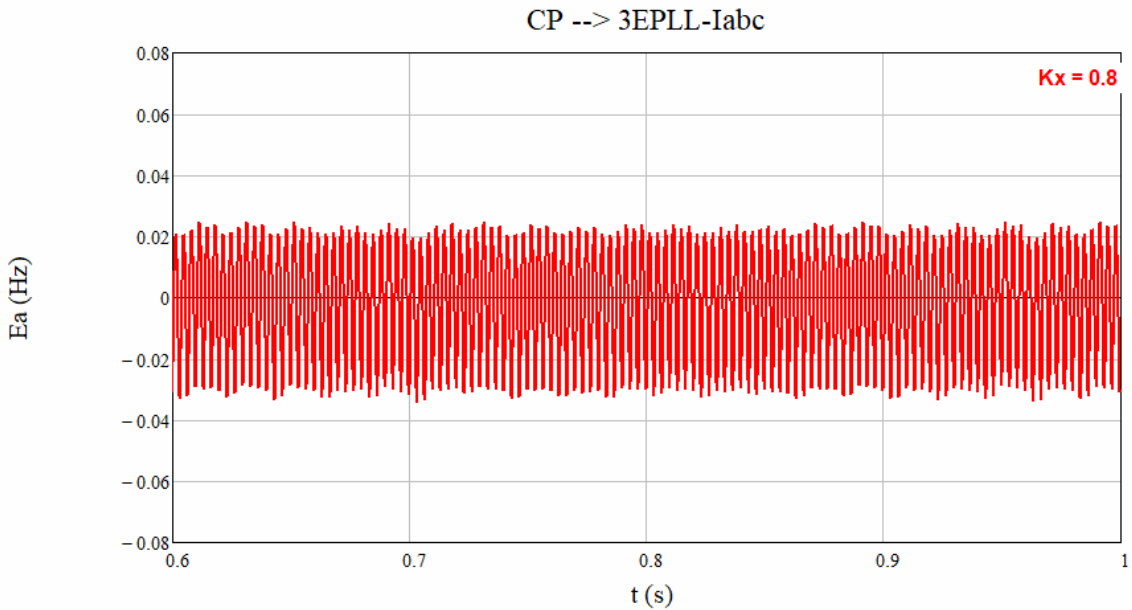
B.3.6. MV-tp-3



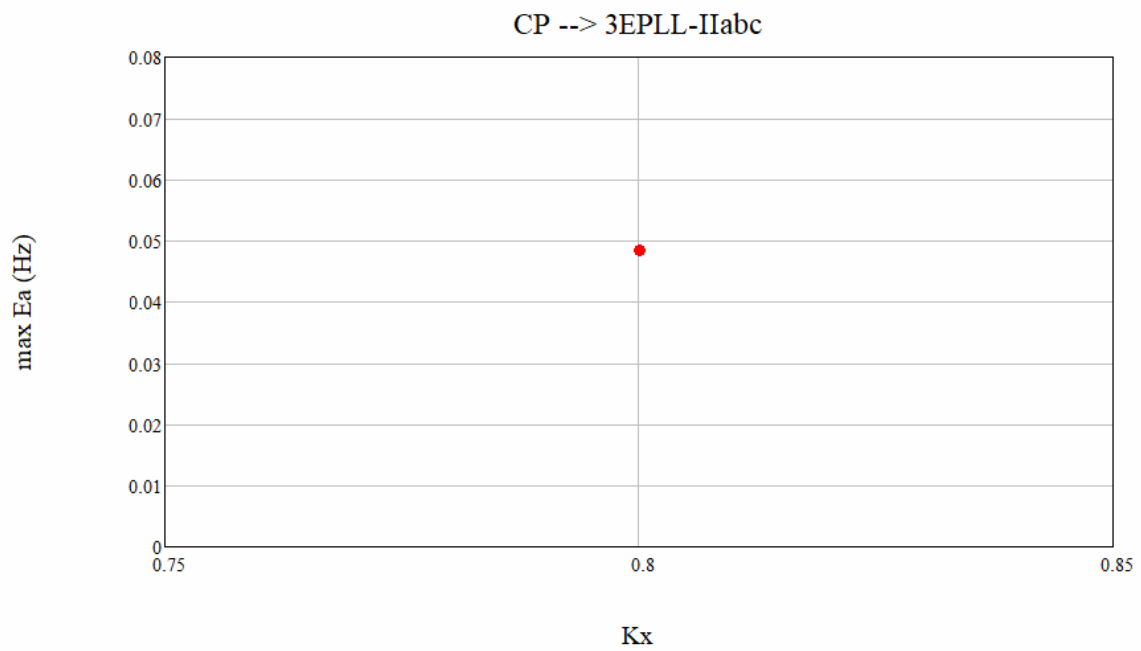
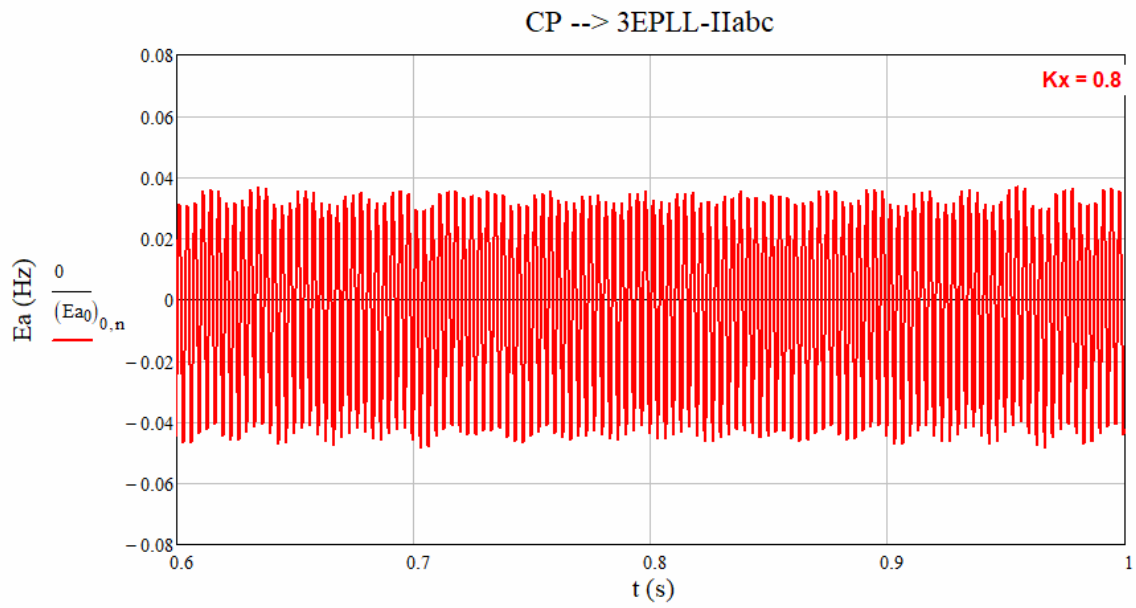
B.3.7. SRF-PLL



B.3.8. 3EPLL-Iabc

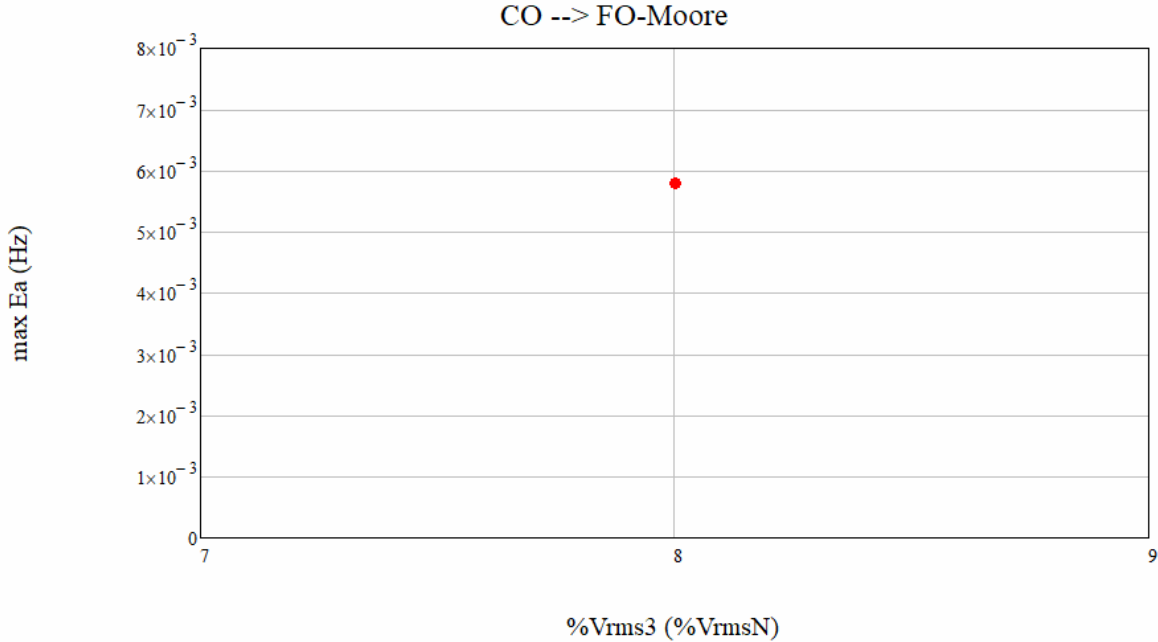
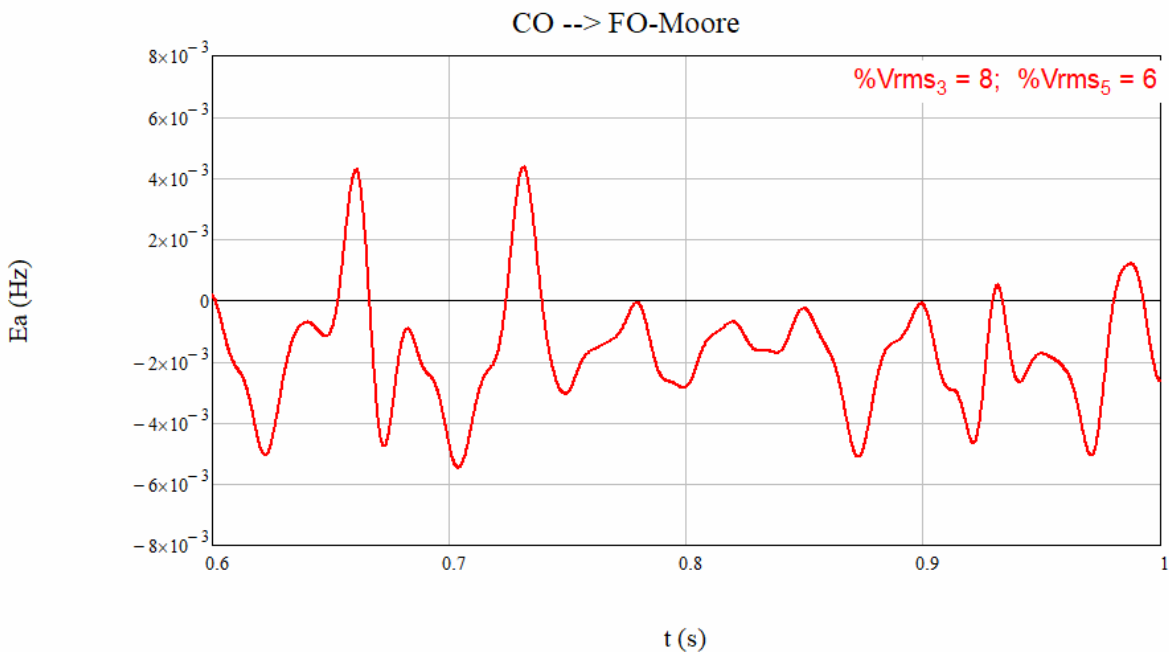


B.3.9. 3EPLL-IIabc



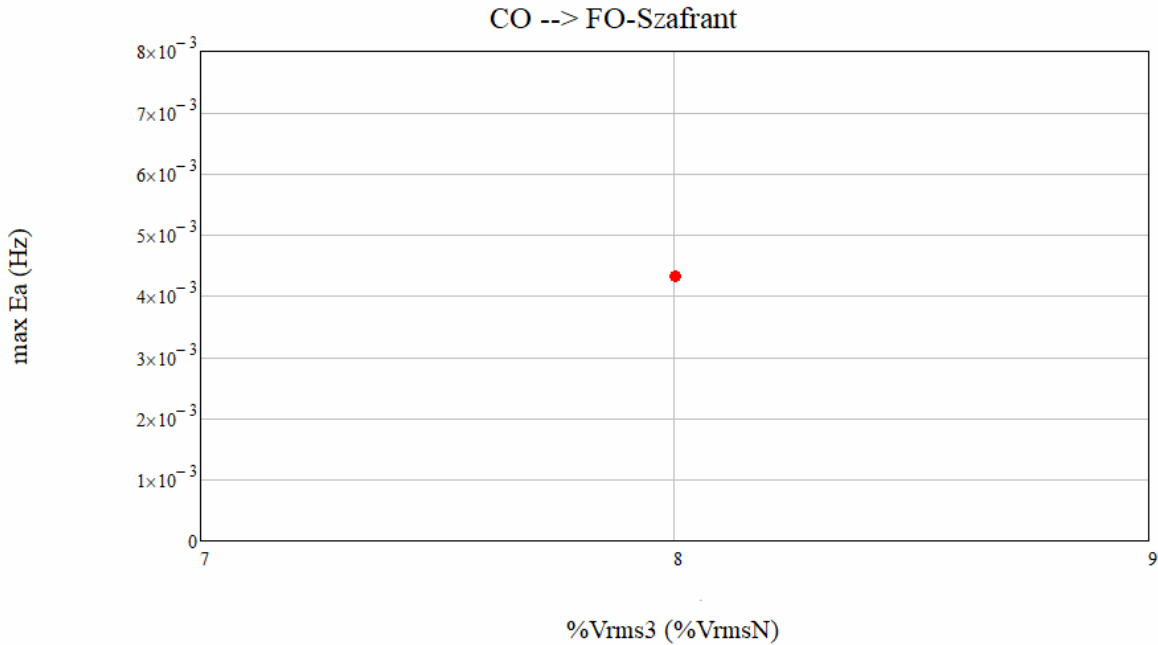
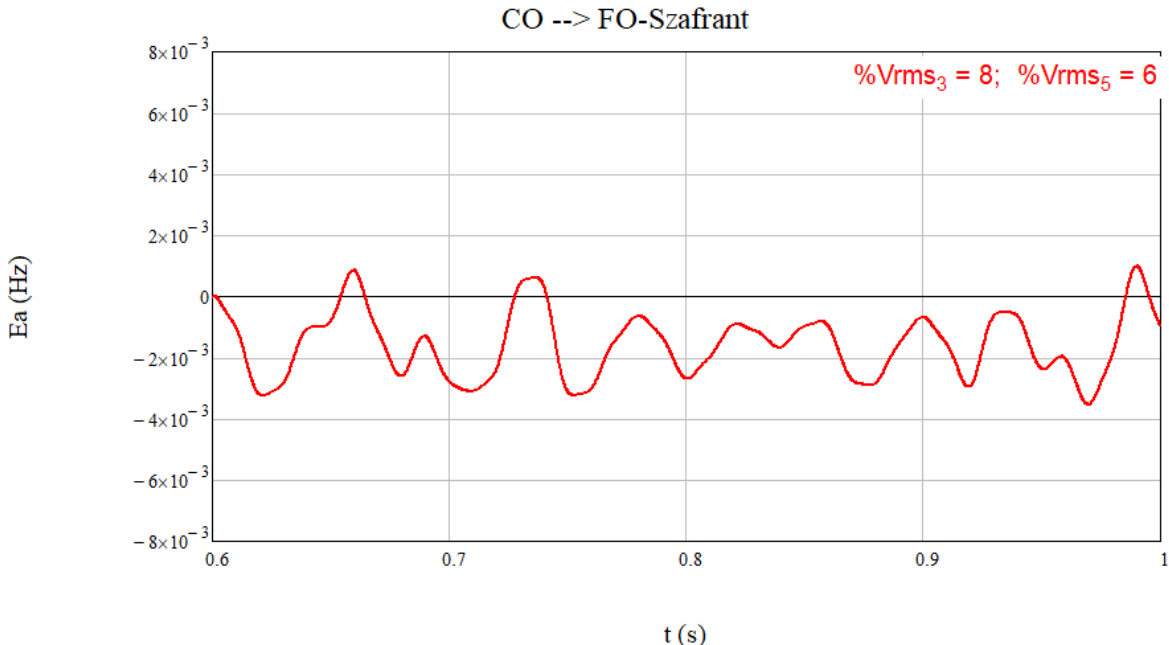
B.4. Señal de prueba: Curva de oscilación (CO)

B.4.1. FO-Moore-t

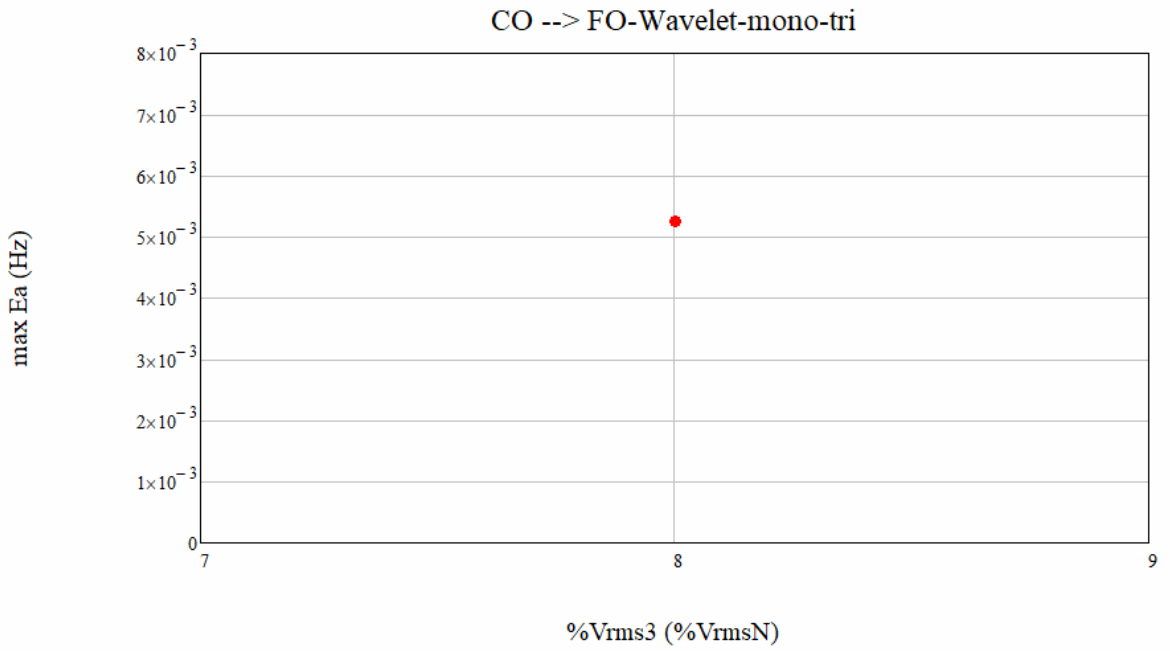
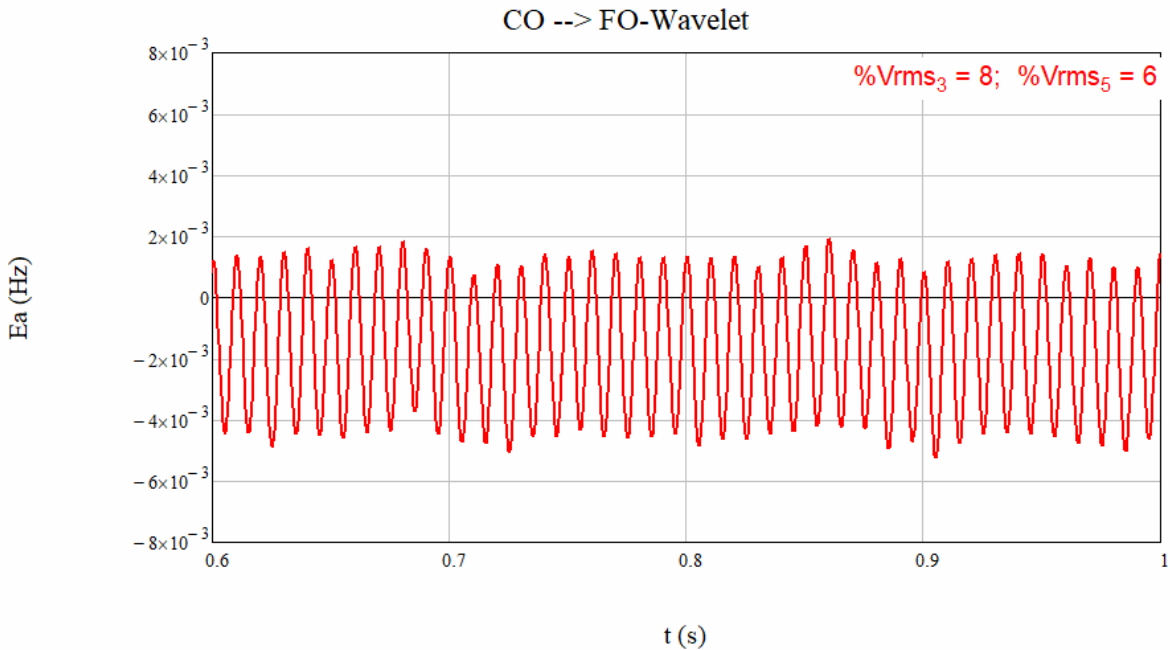


B.4.2. FO-Sidhu-t

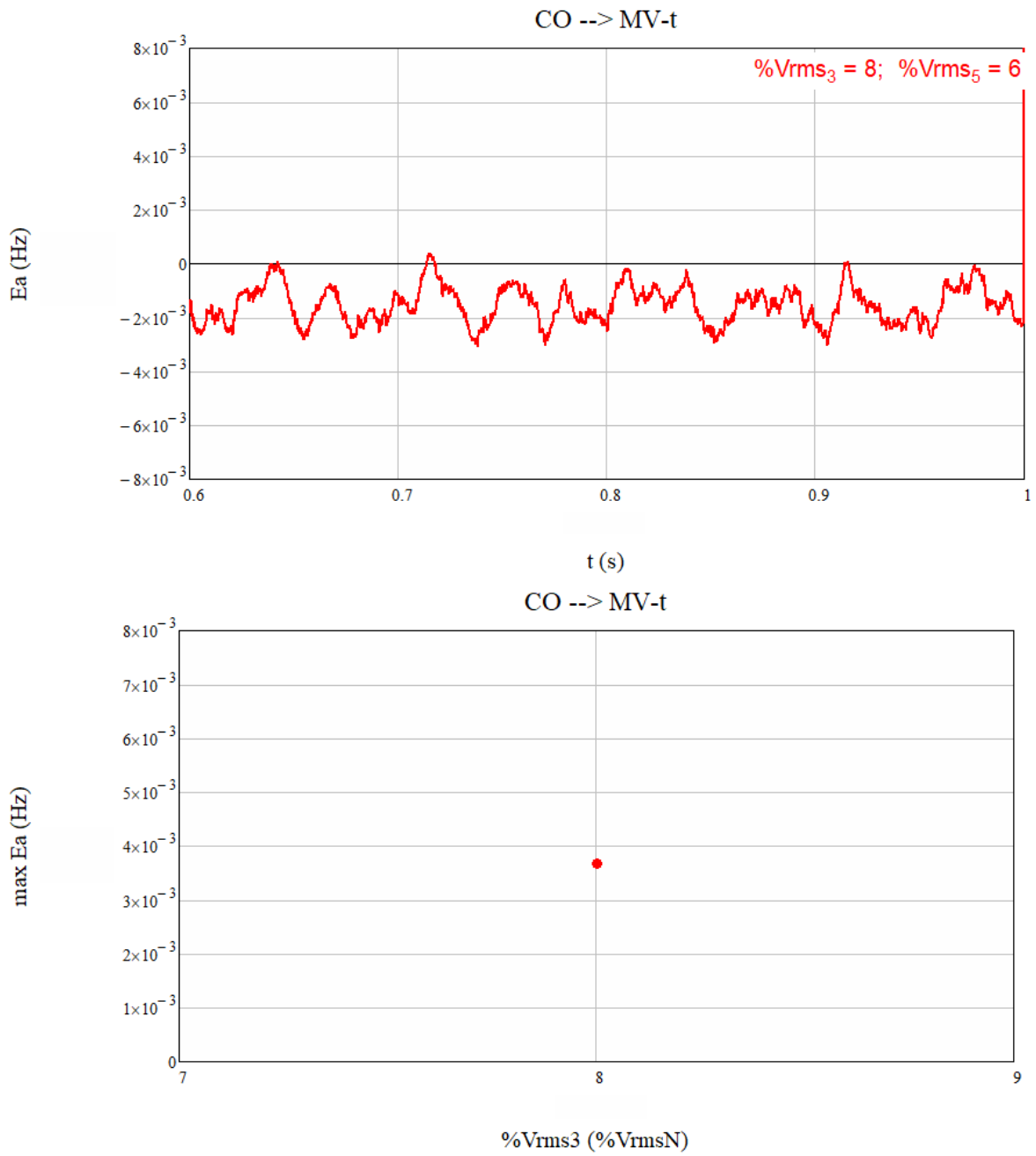
B.4.3. FO-Szafrant-t



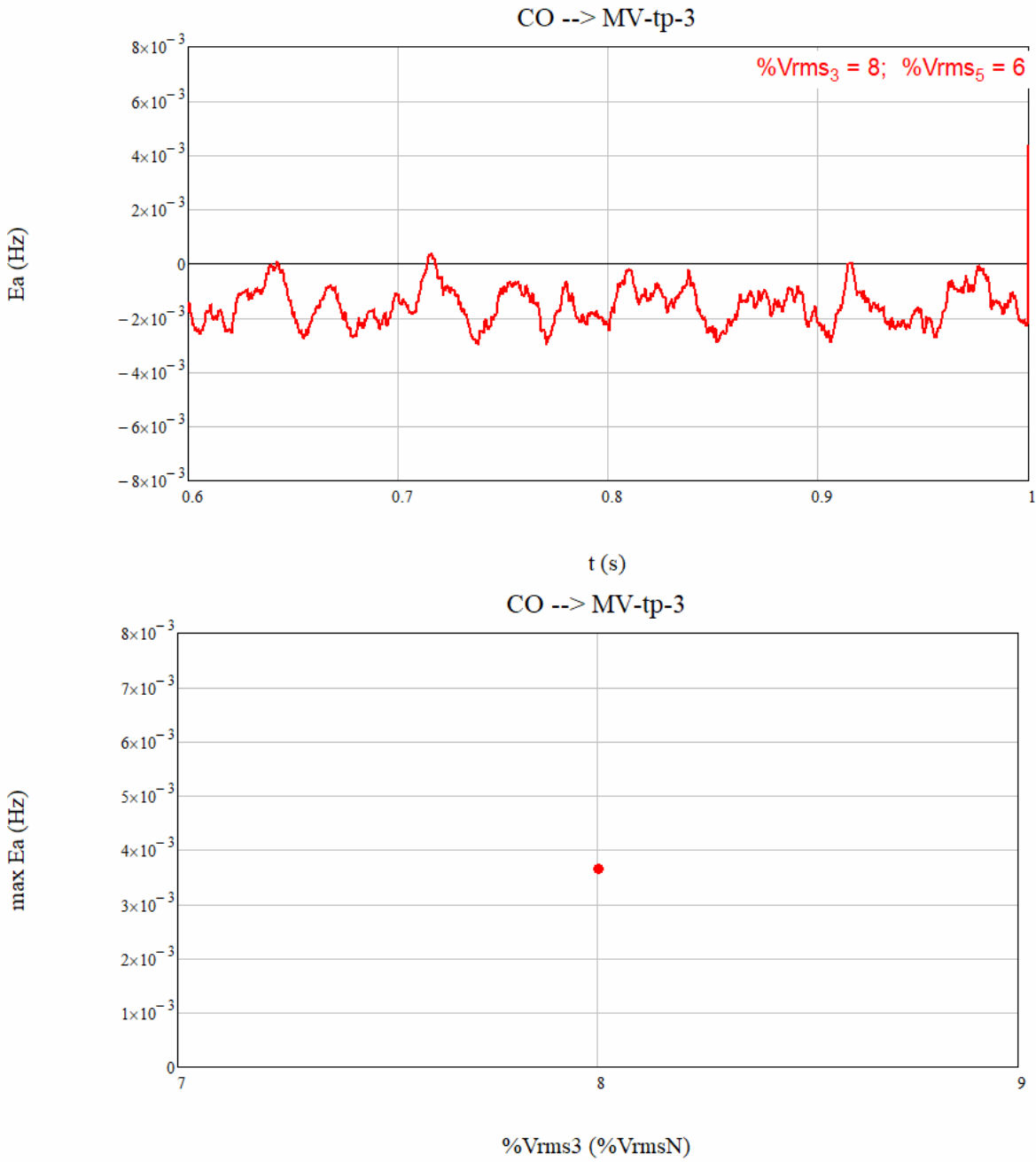
B.4.4. FO-Wavelet-t



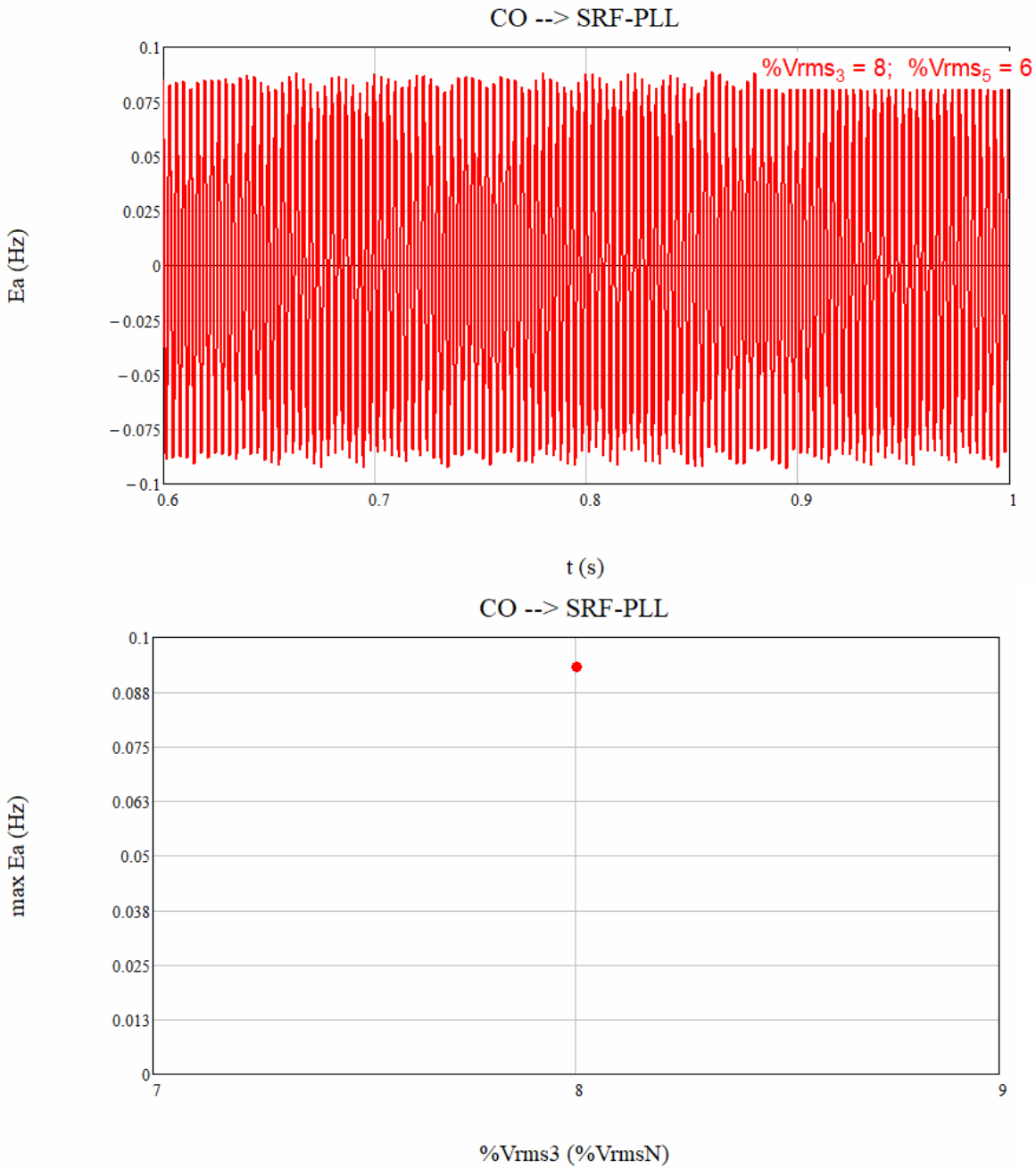
B.4.5. MV-t



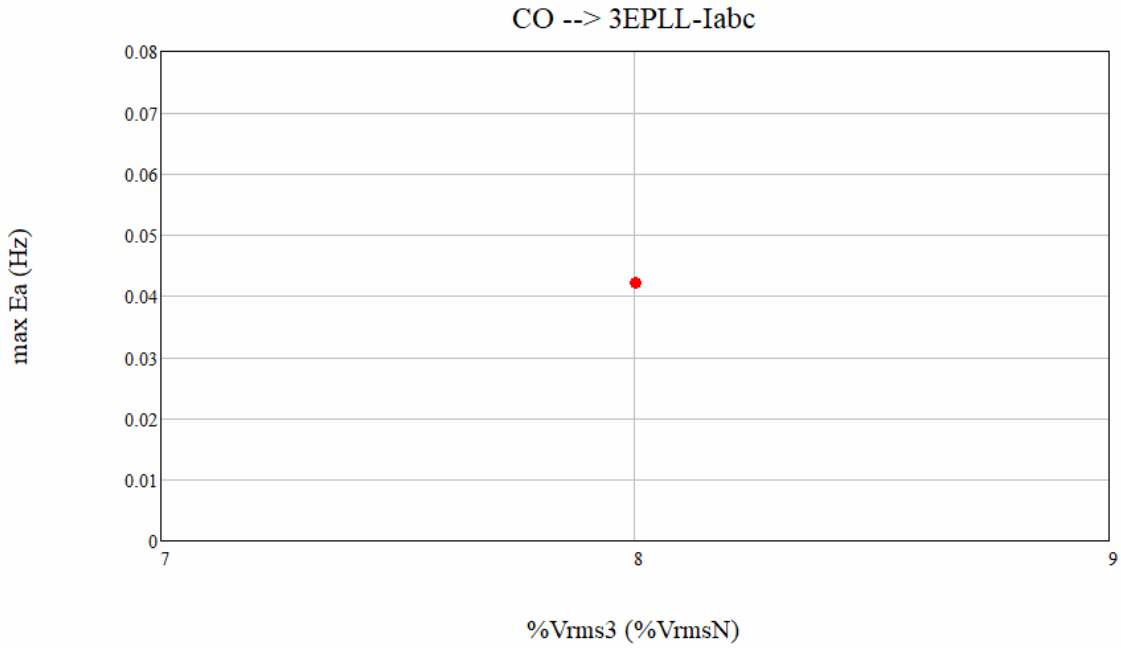
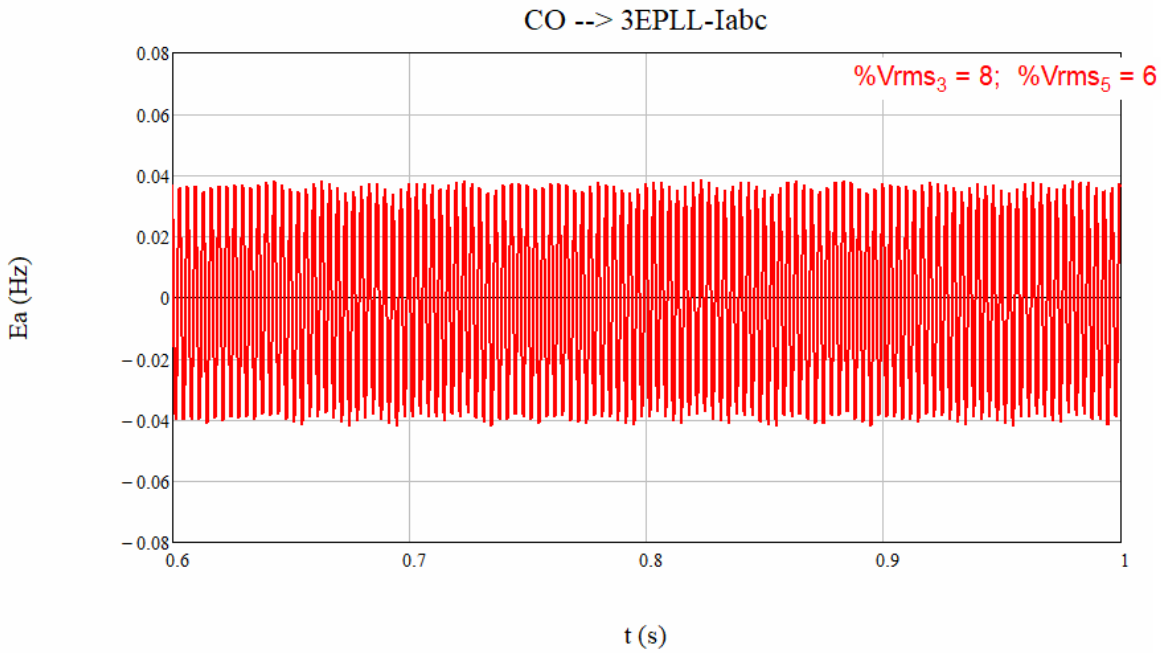
B.4.6. MV-tp-3



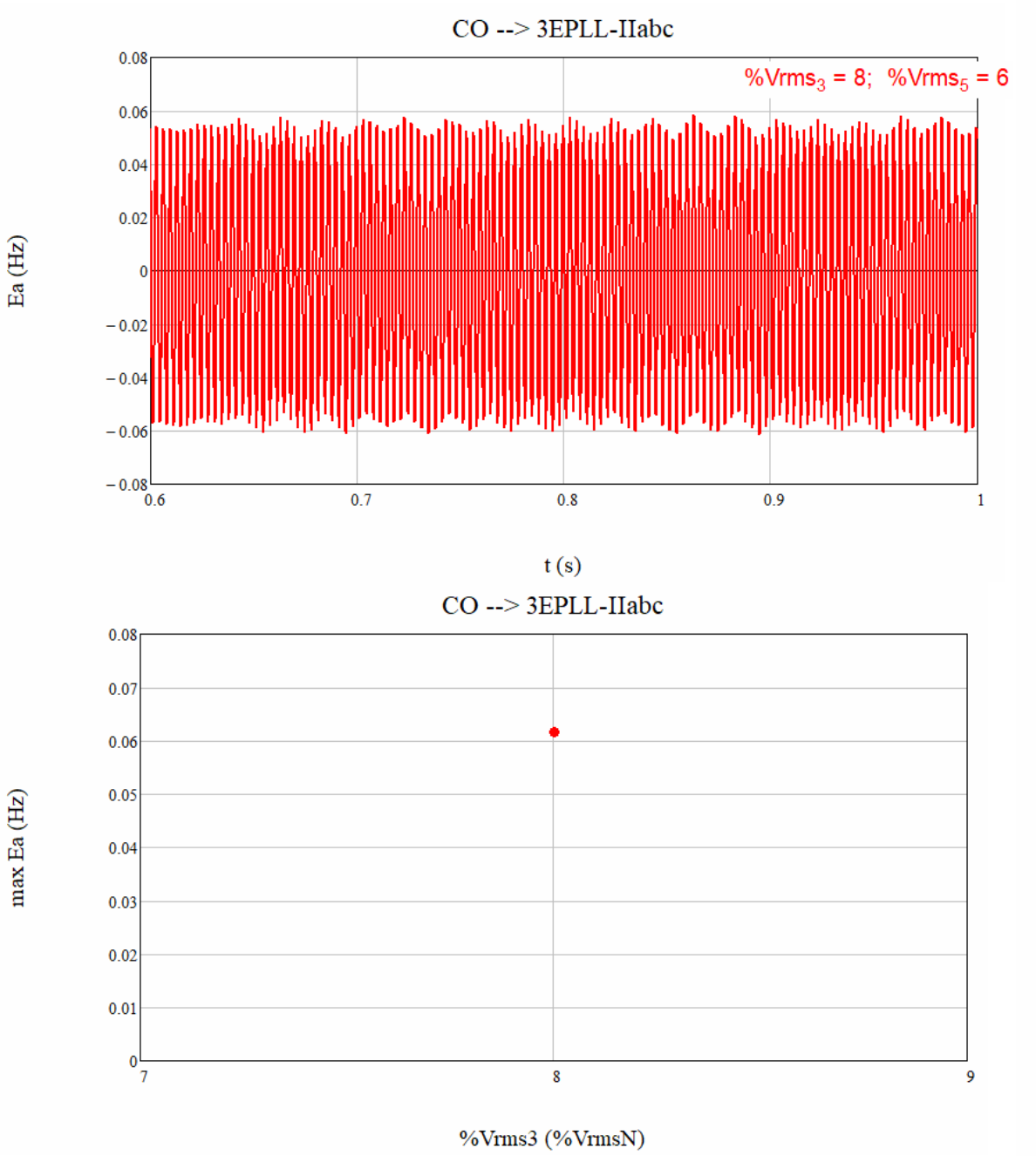
B.4.7. SRF-PLL



B.4.8. 3EPLL-Iabc

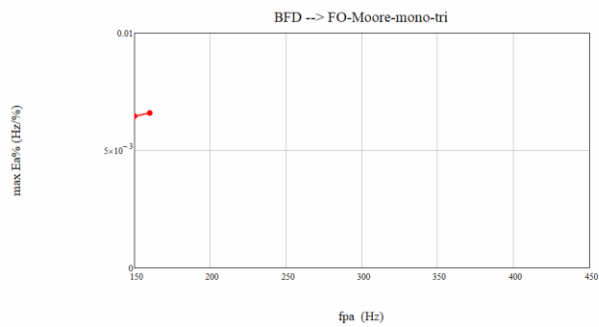
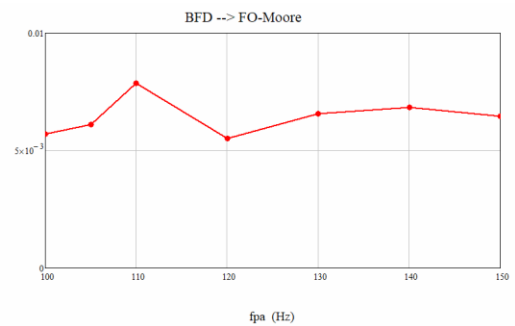
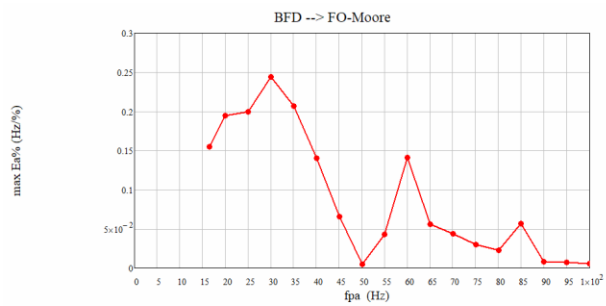
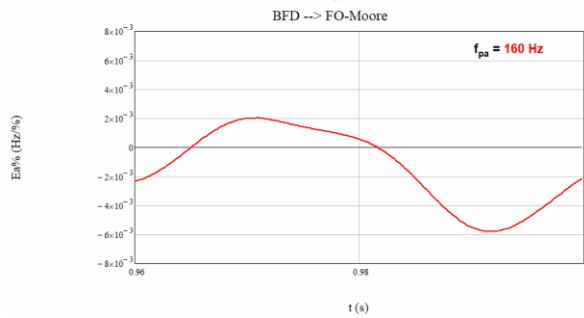
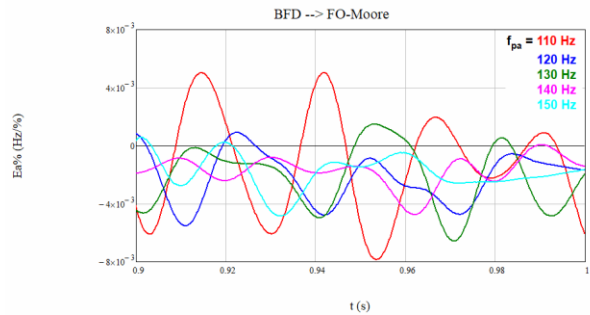
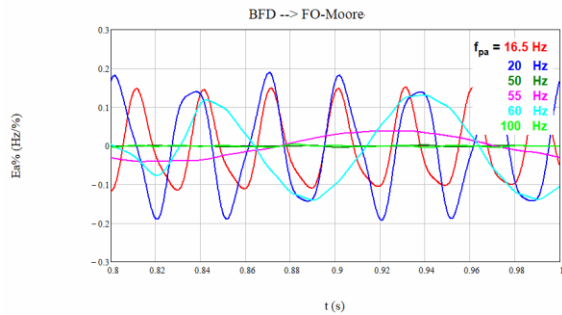


B.4.9. 3EPLL-IIabc



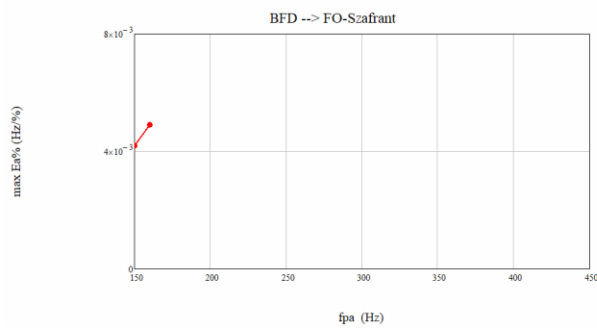
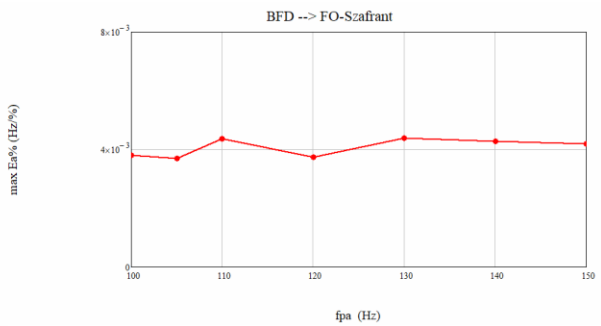
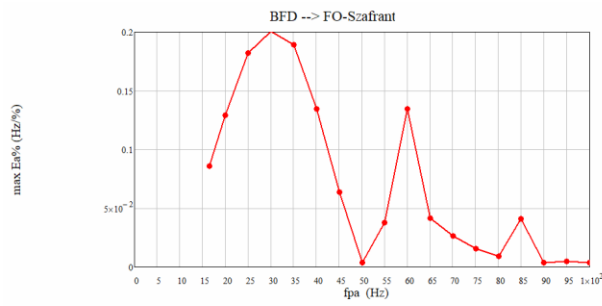
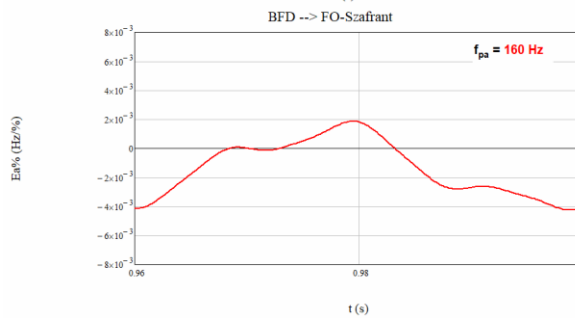
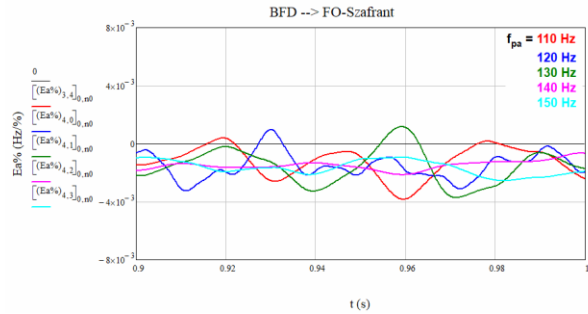
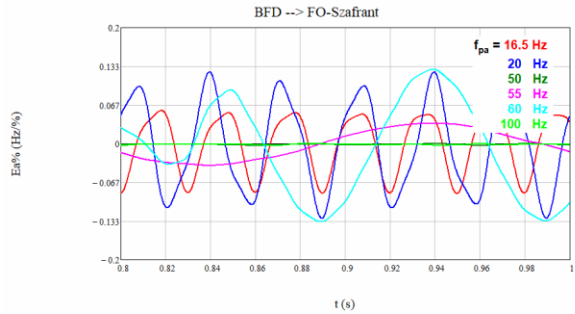
B.5. Señal de prueba: Barrido de frecuencia digital (BFD)

B.5.1. FO-Moore-t

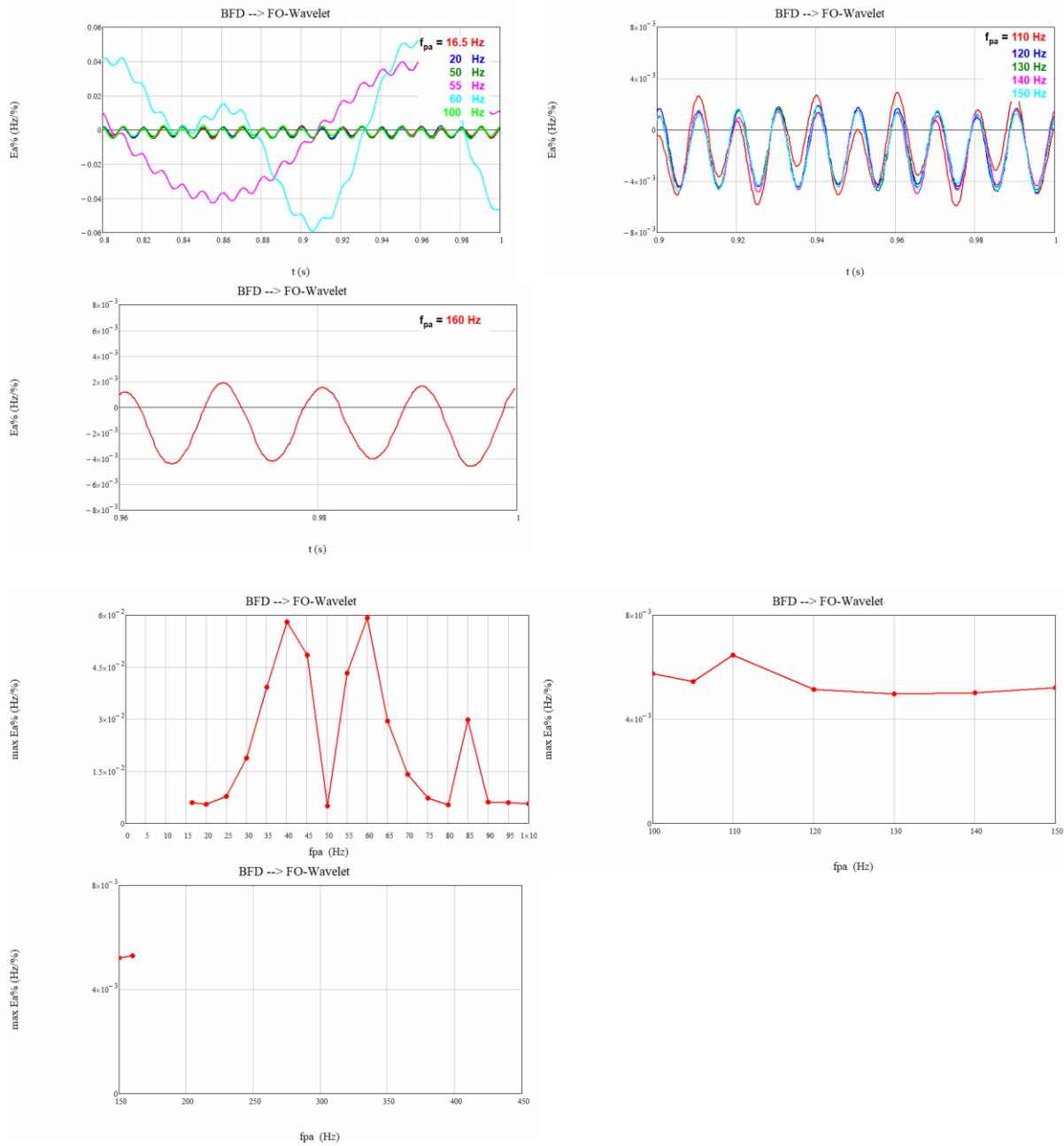


B.5.2. FO-Sidhu-t

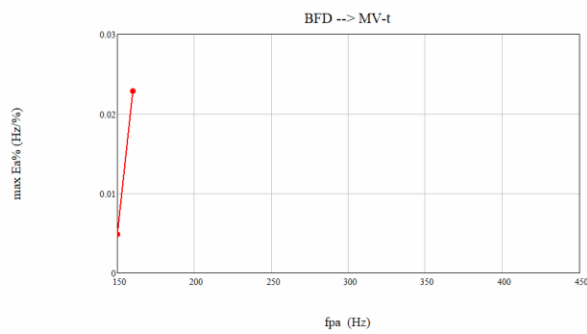
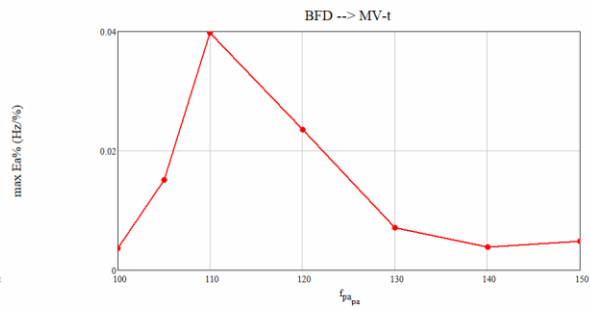
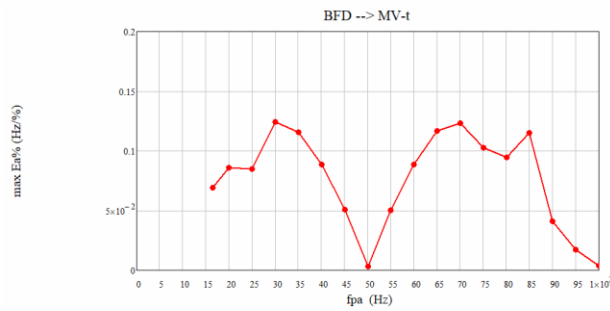
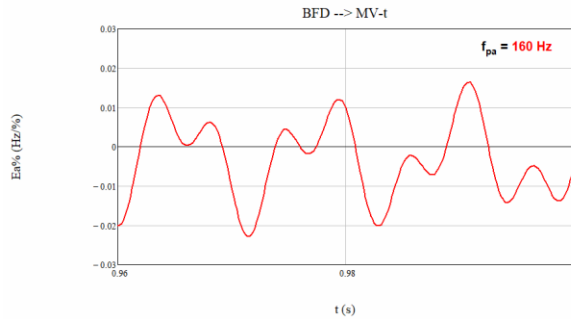
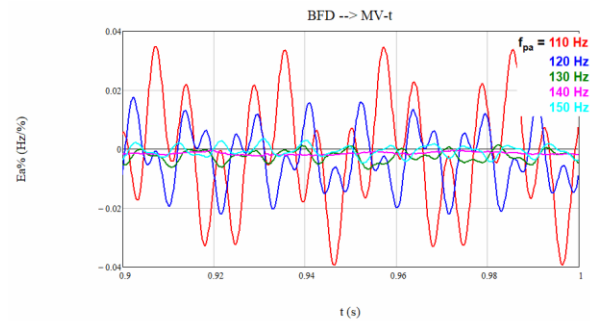
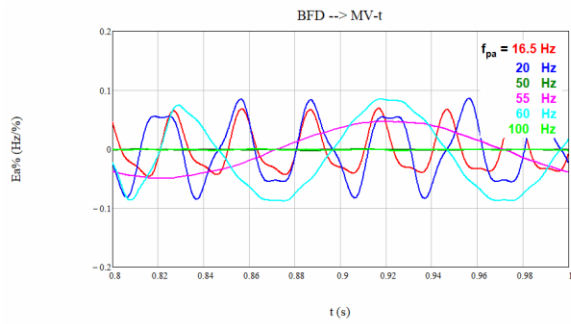
B.5.3. FO-Szafrant-t



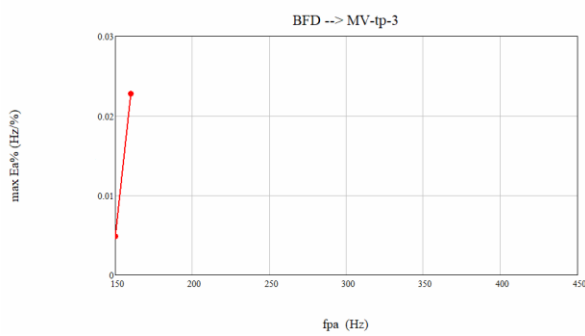
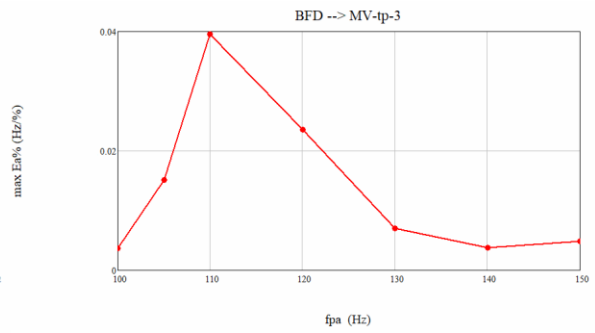
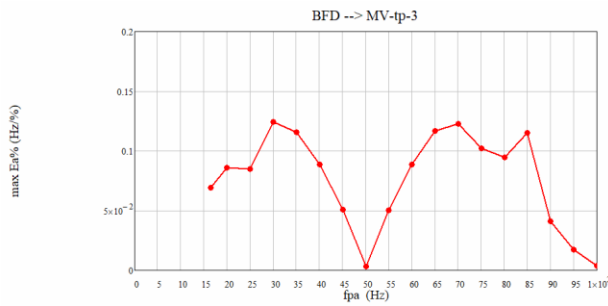
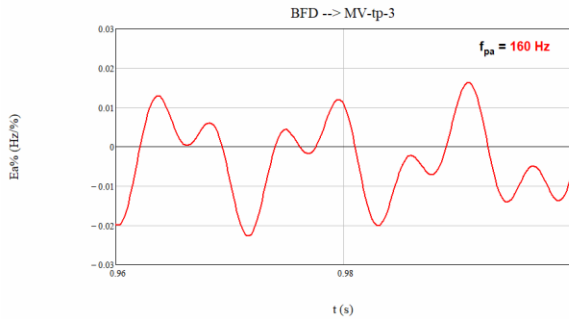
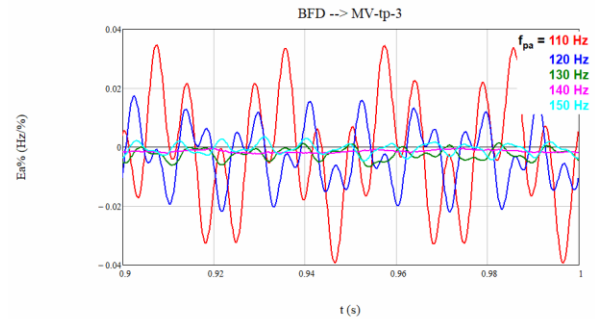
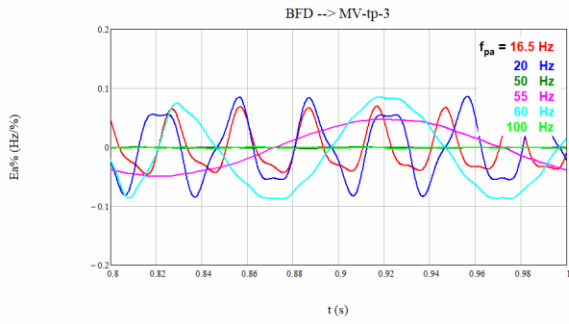
B.5.4. FO-Wavelet-t



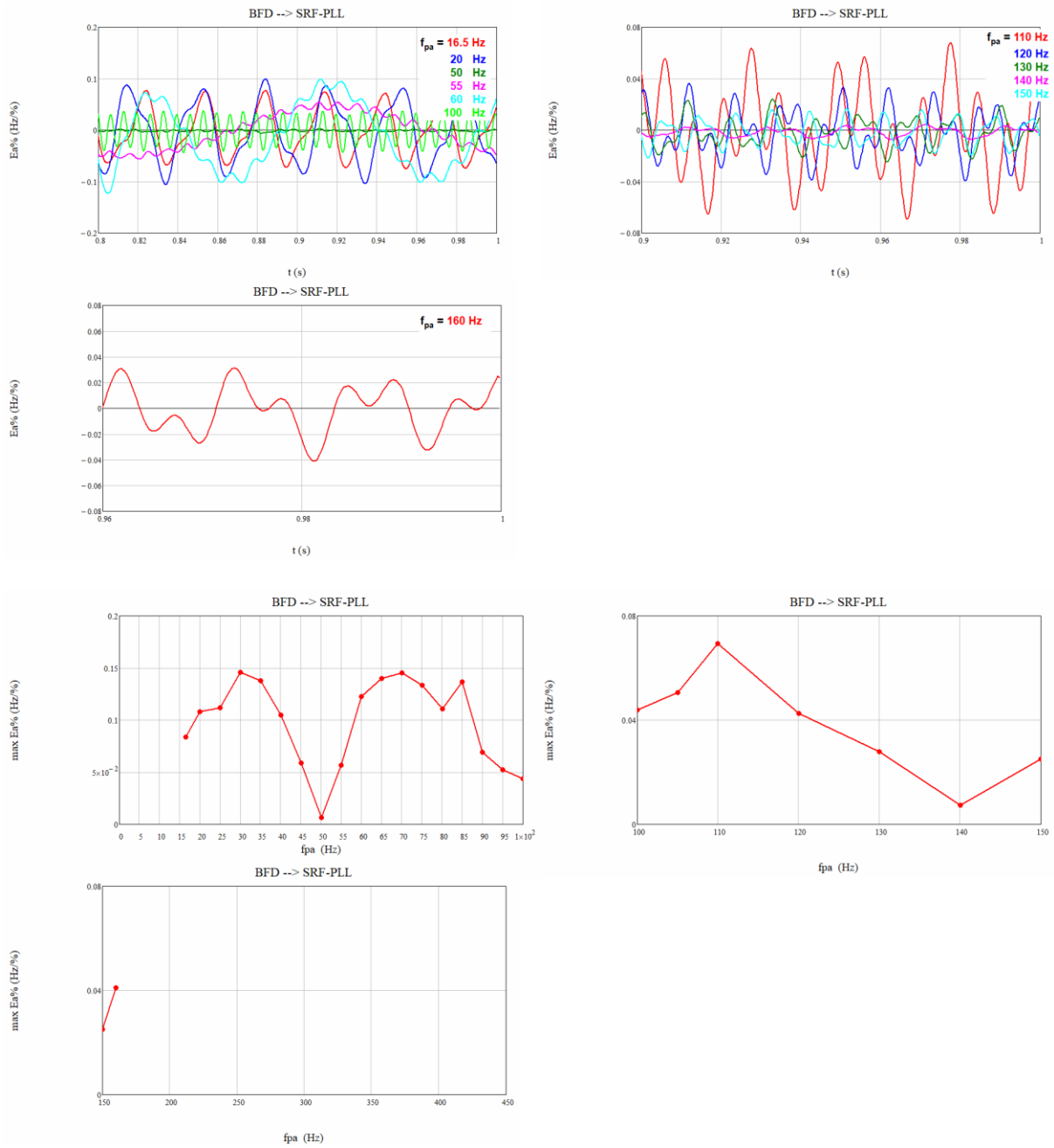
B.5.5. MV-t



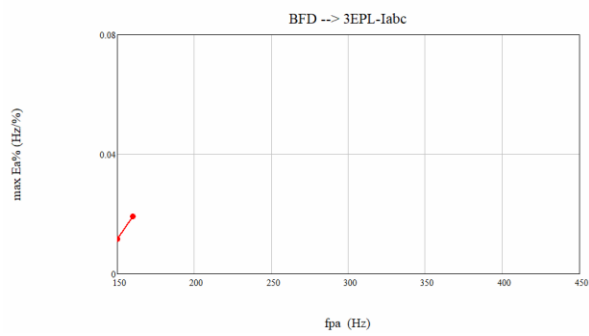
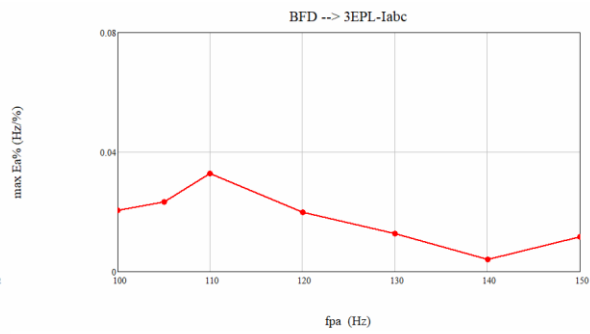
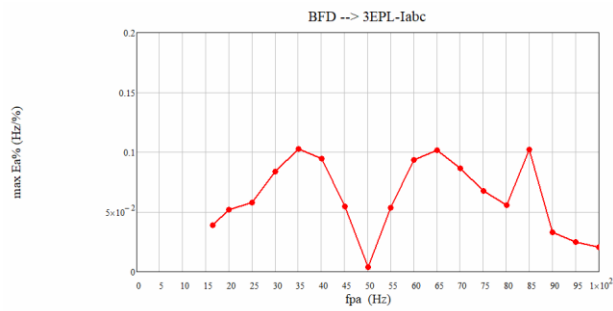
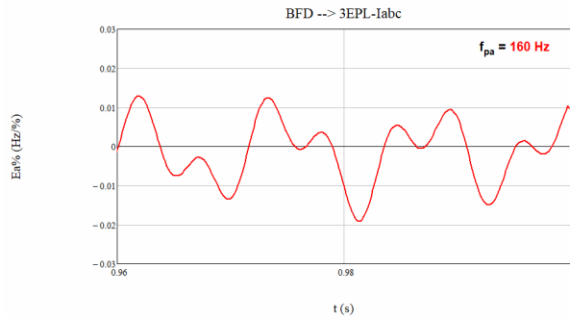
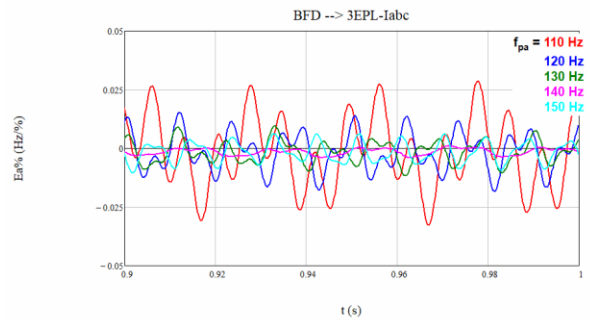
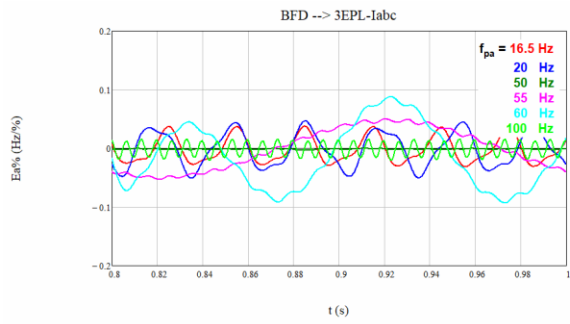
B.5.6 MV-tp-3



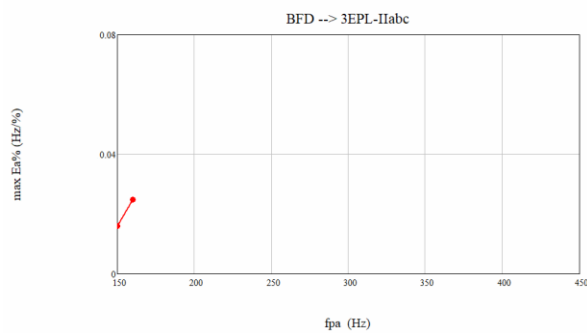
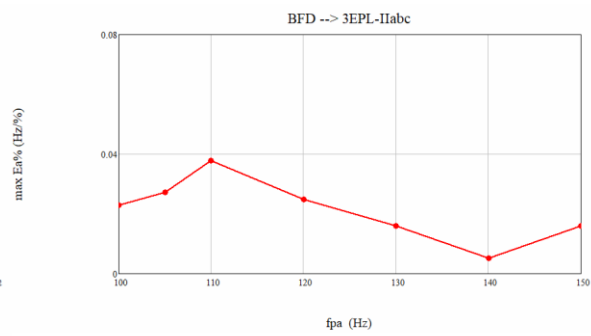
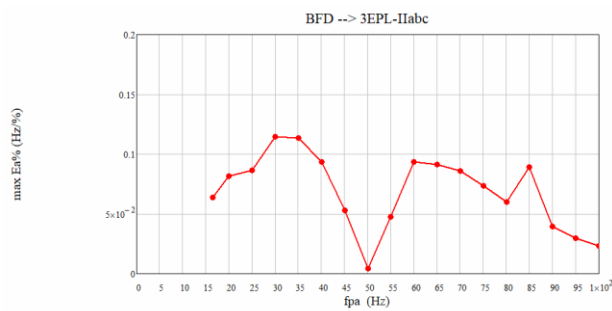
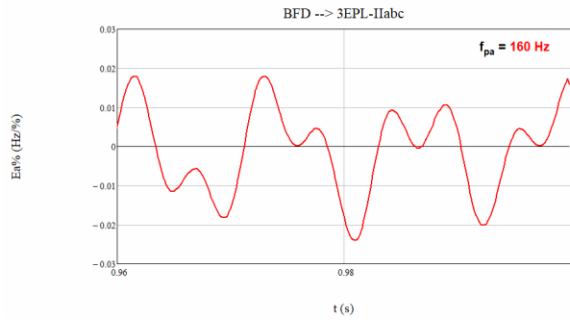
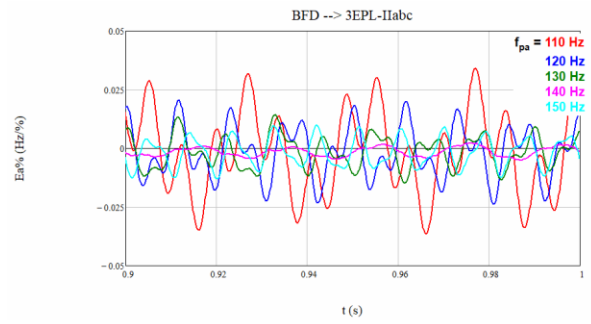
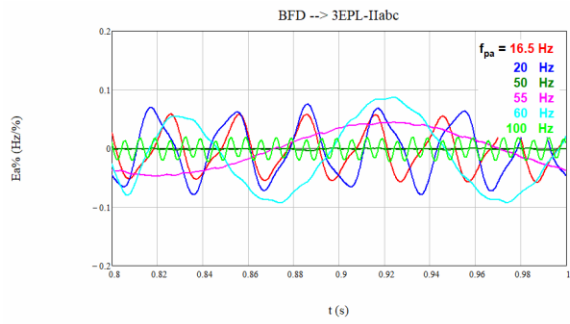
B.5.7. SRF-PLL



B.5.8. 3EPLL-labc

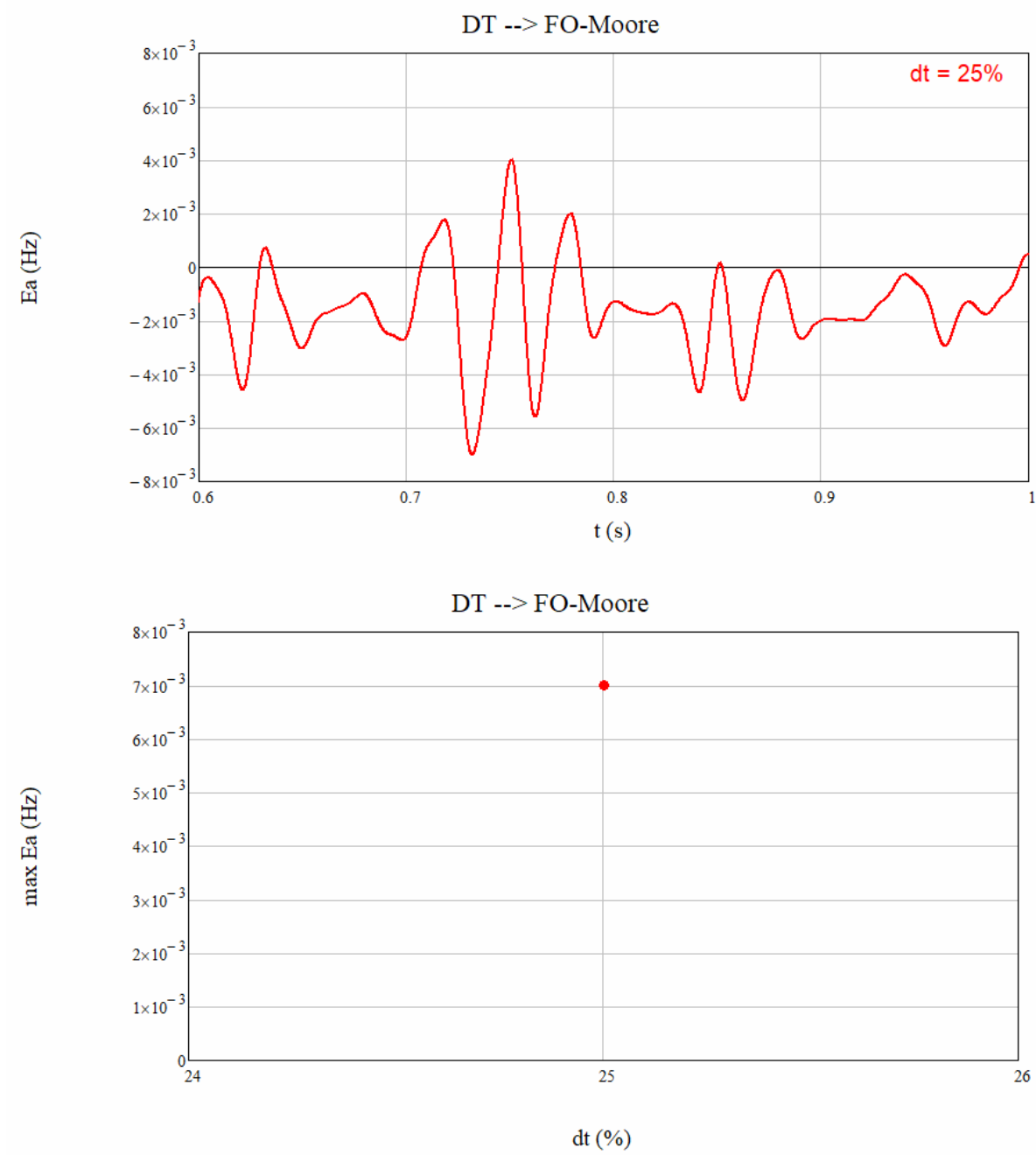


B.5.9. 3EPLL-IIabc



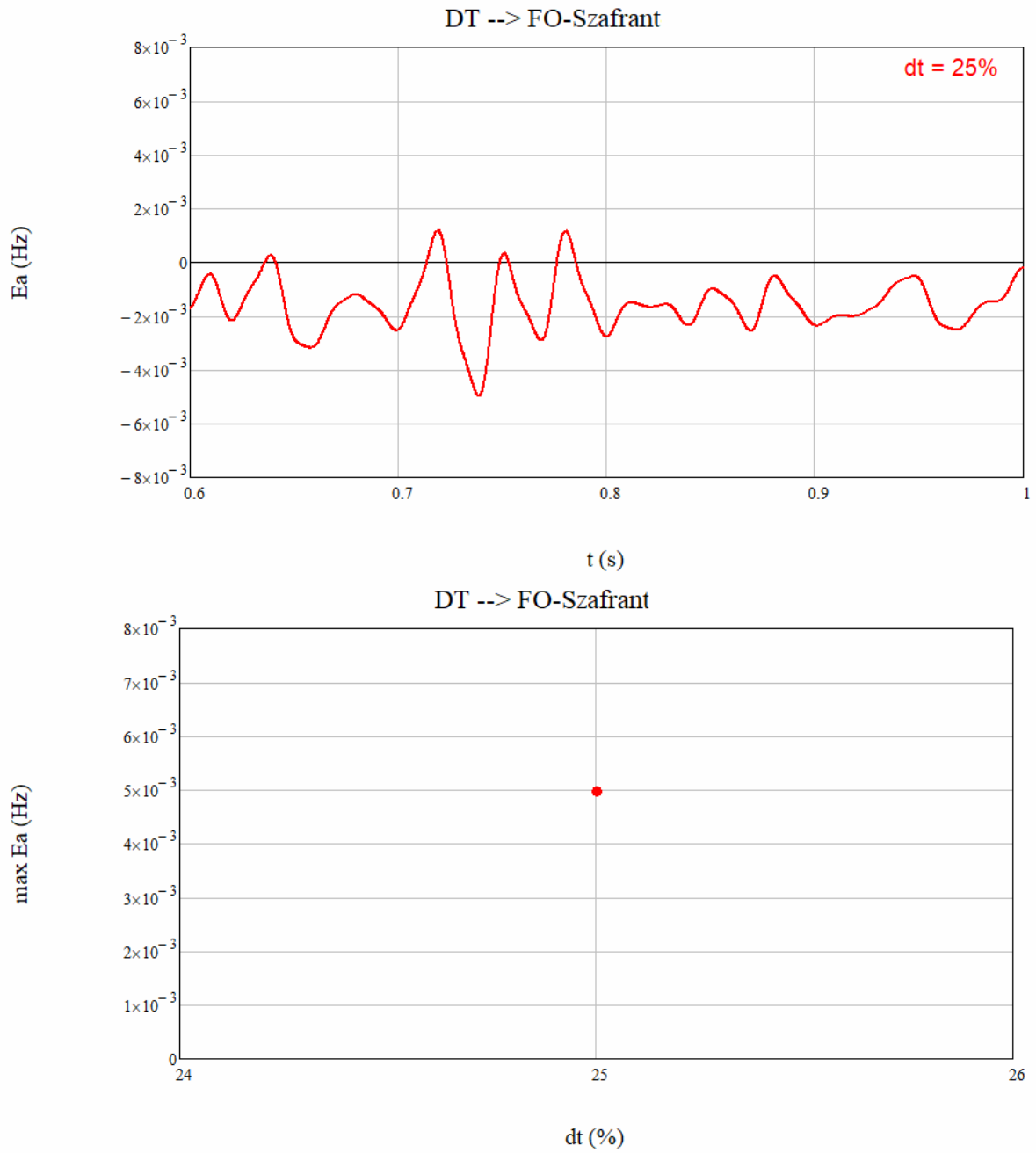
B.6. Señal de prueba: Desequilibrio de tensión (DT)

B.6.1. FO-Moore-t

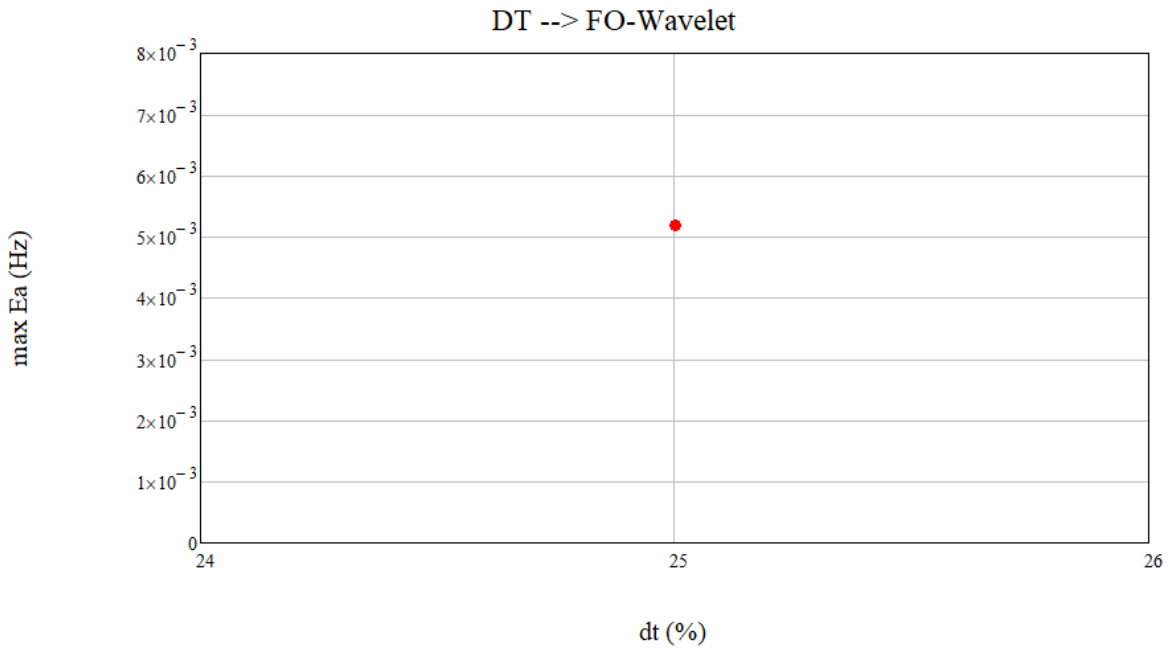
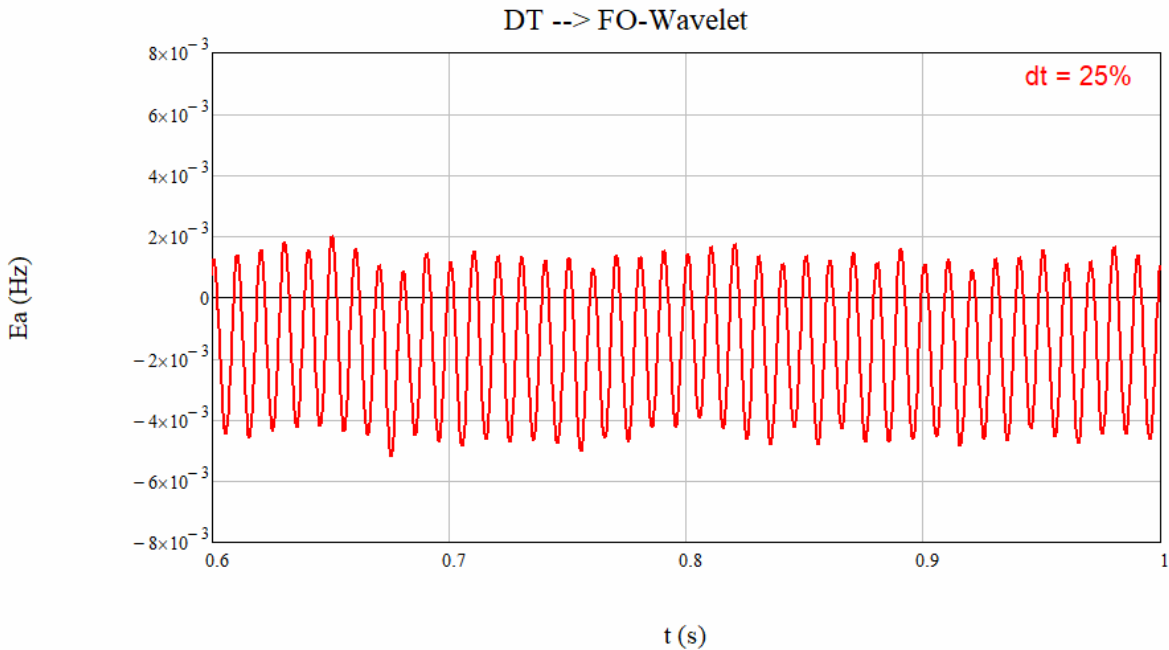


B.6.2. FO-Sidhu-t

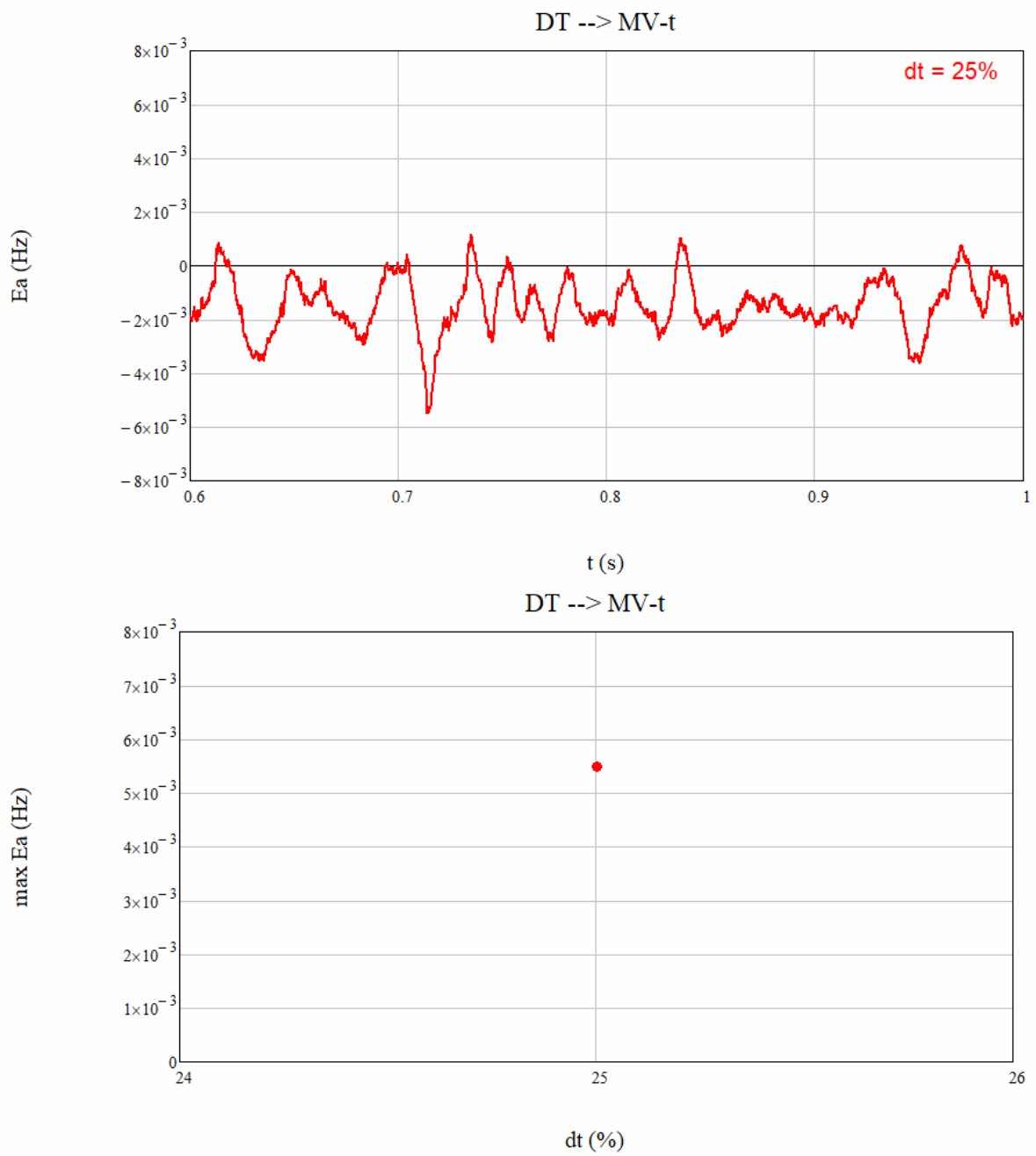
B.6.3. FO-Szafrant-t



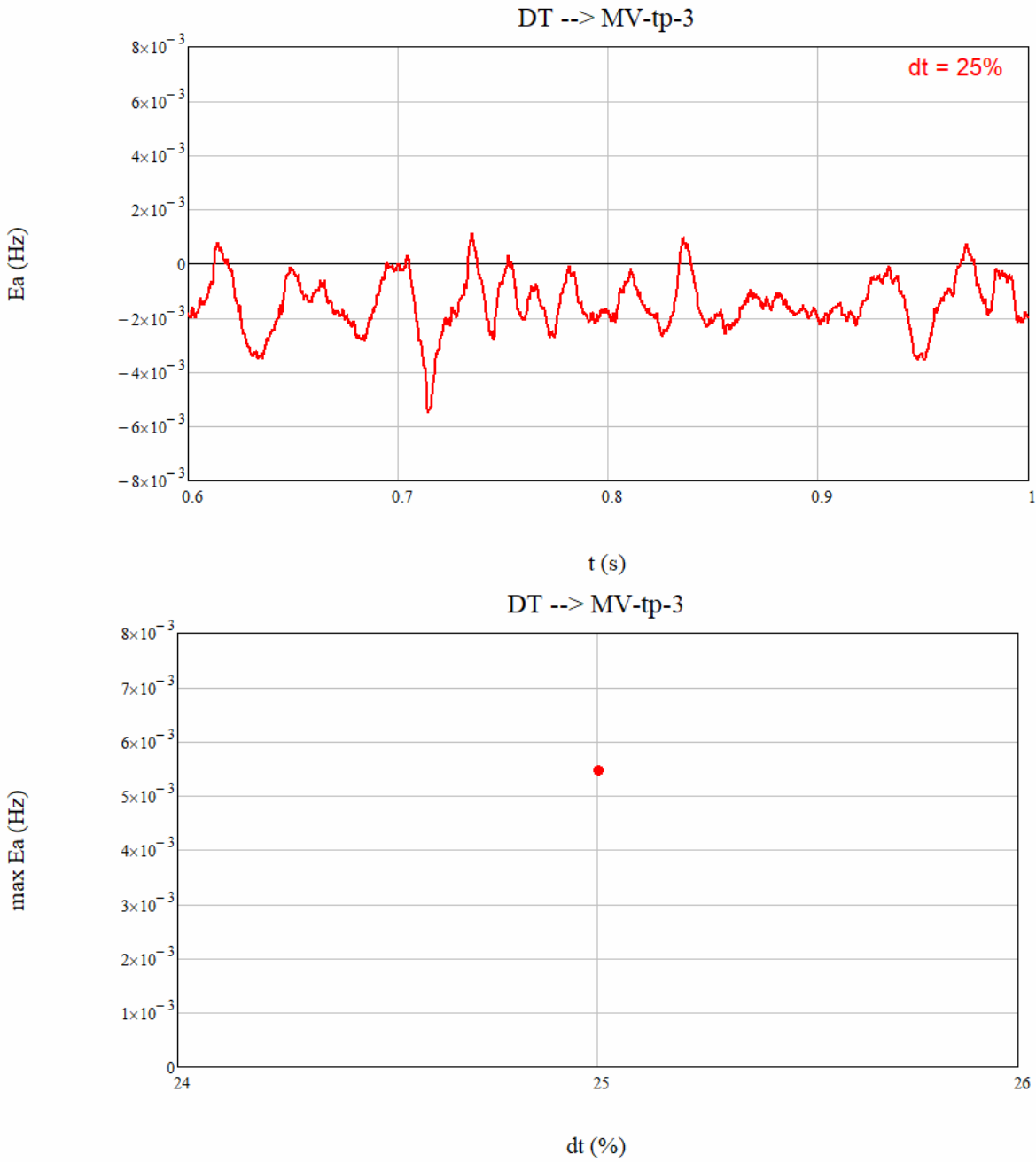
B.6.4. FO-Wavelet-t



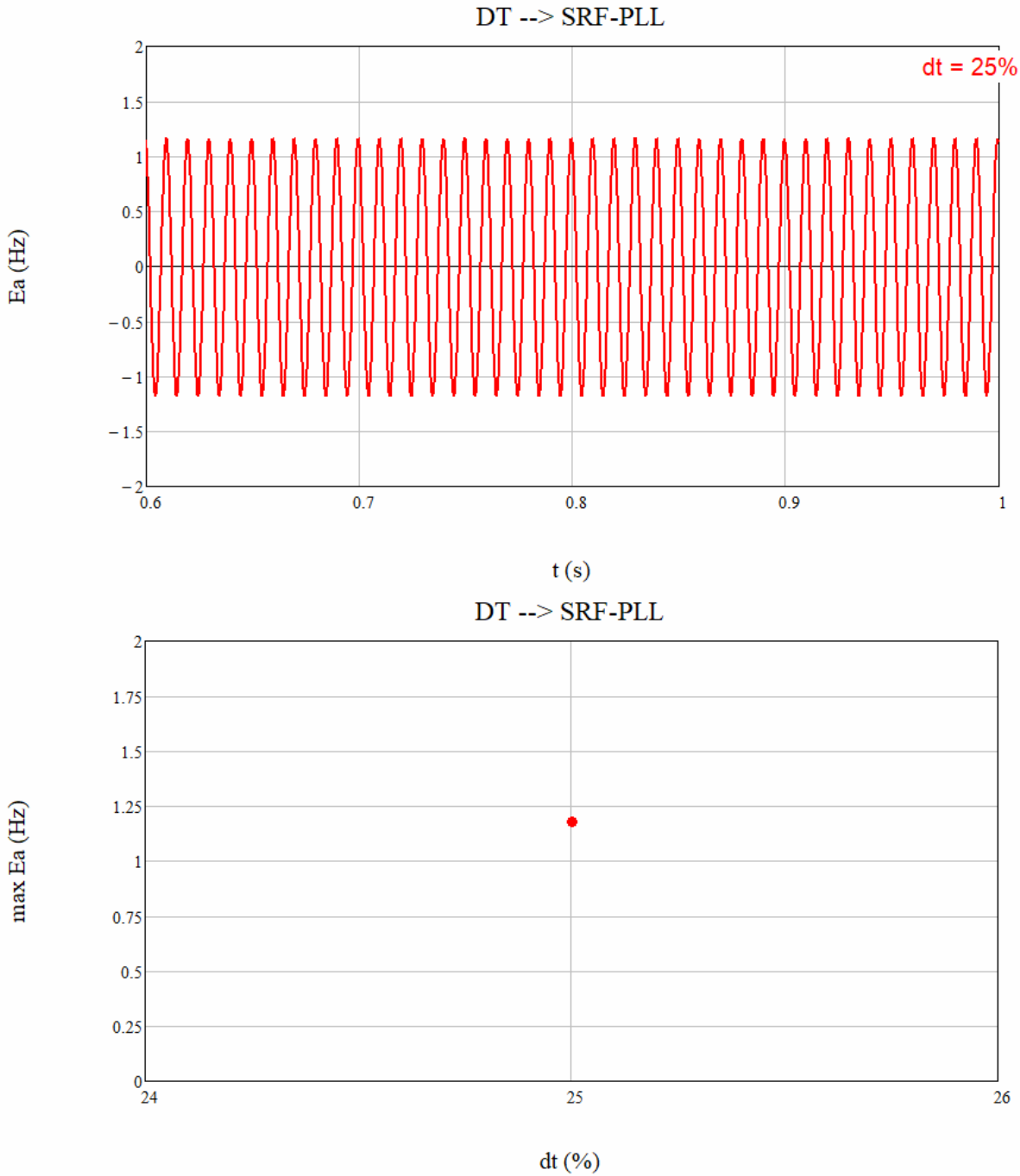
B.6.5. MV-t



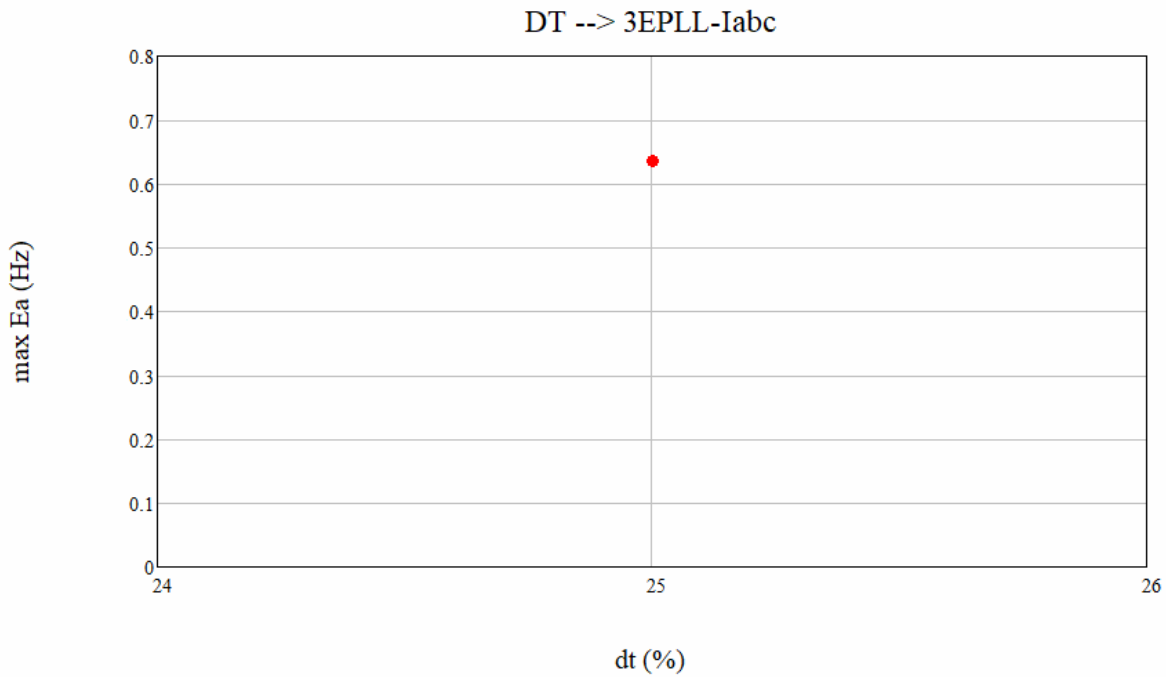
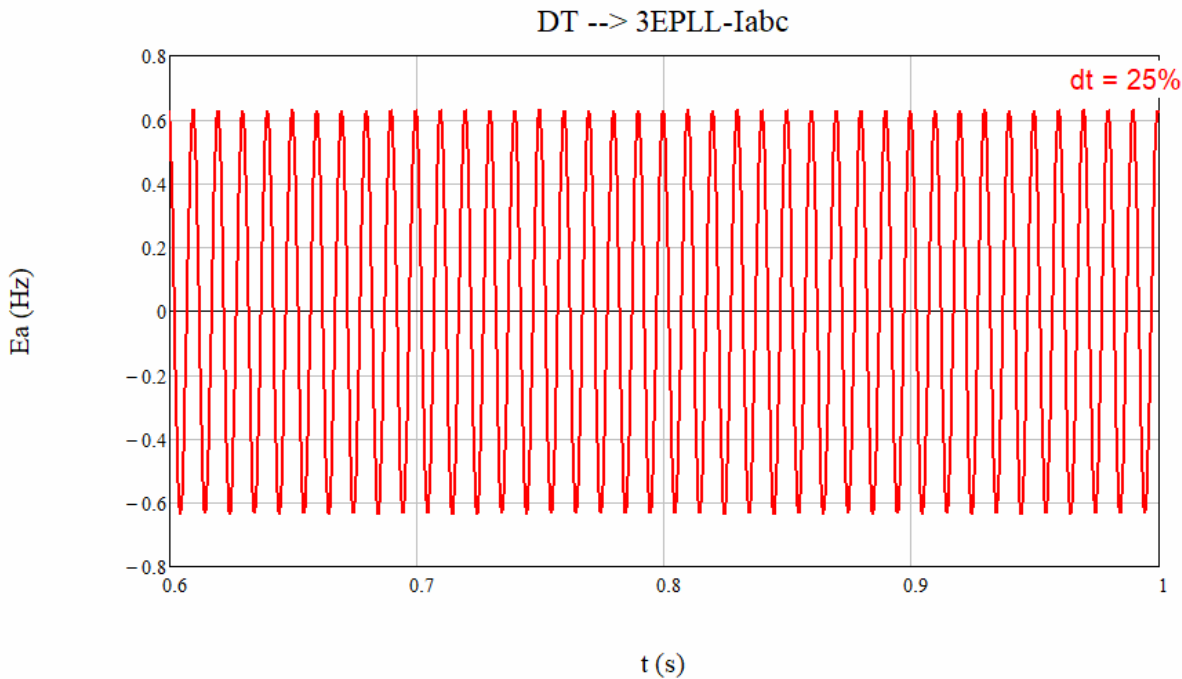
B.6.6. MV-tp-3



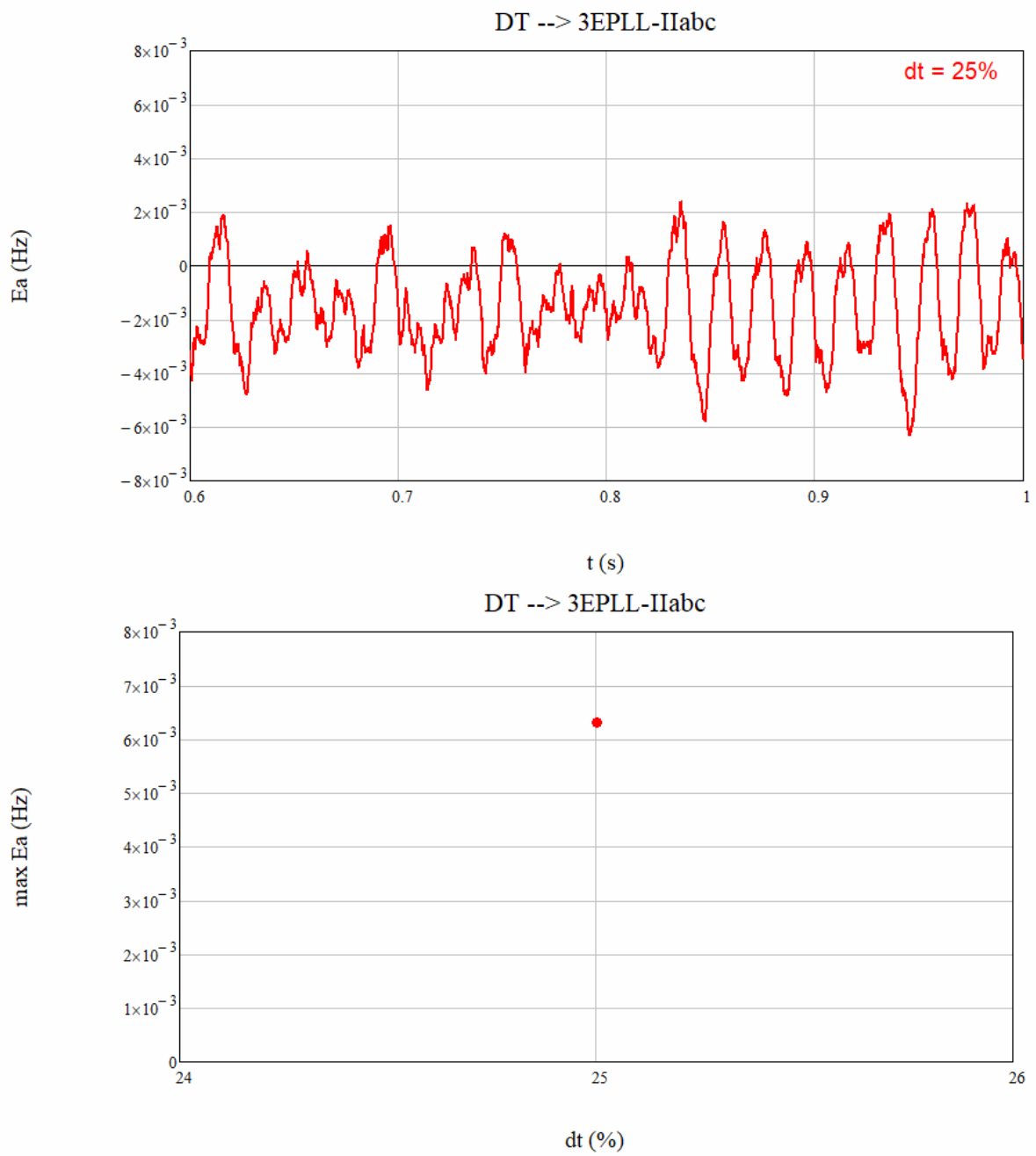
B.6.7. SRF-PLL



B.6.8. 3EPLL-Iabc

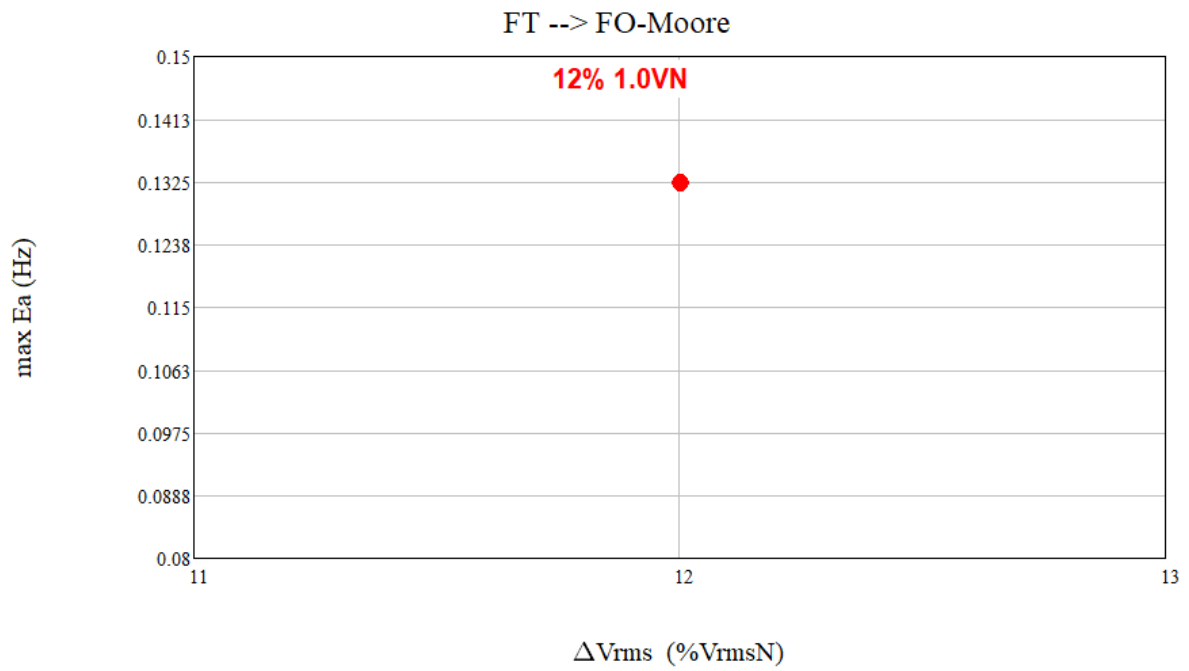
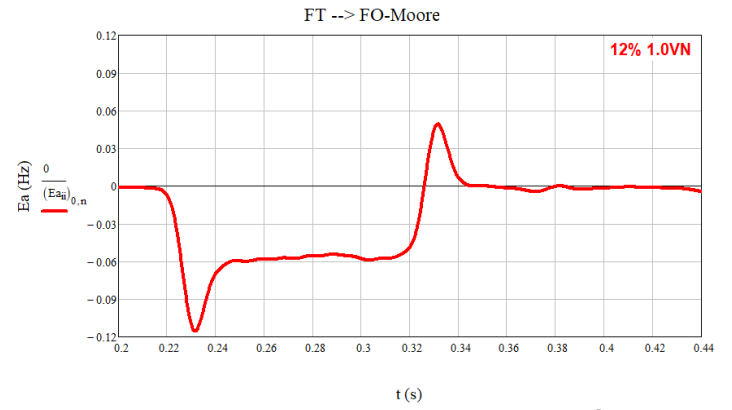
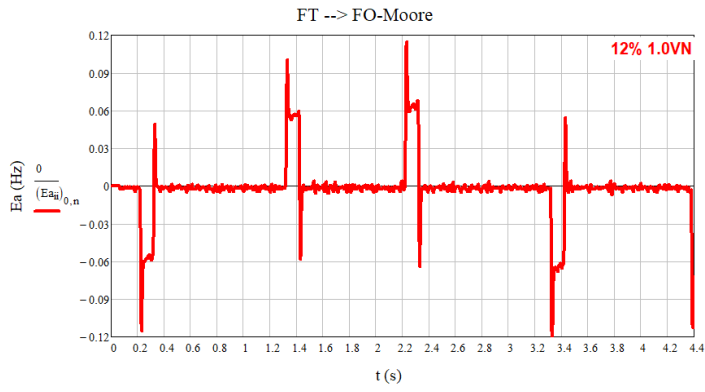


B.6.9. 3EPLL-IIabc



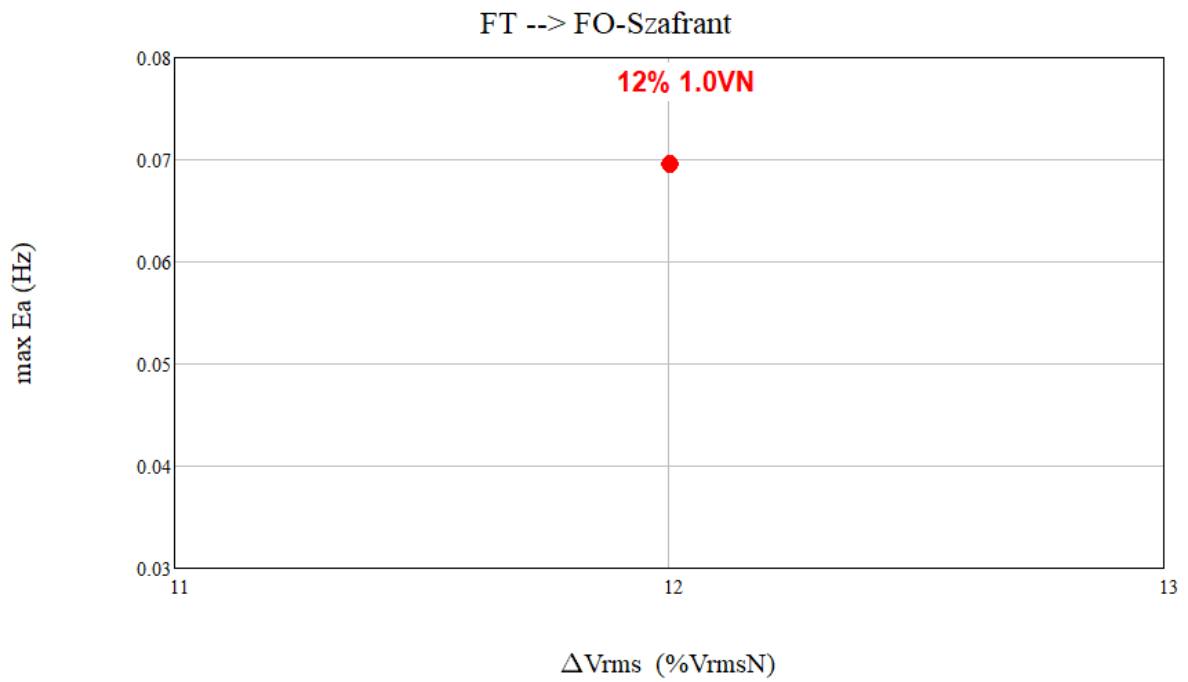
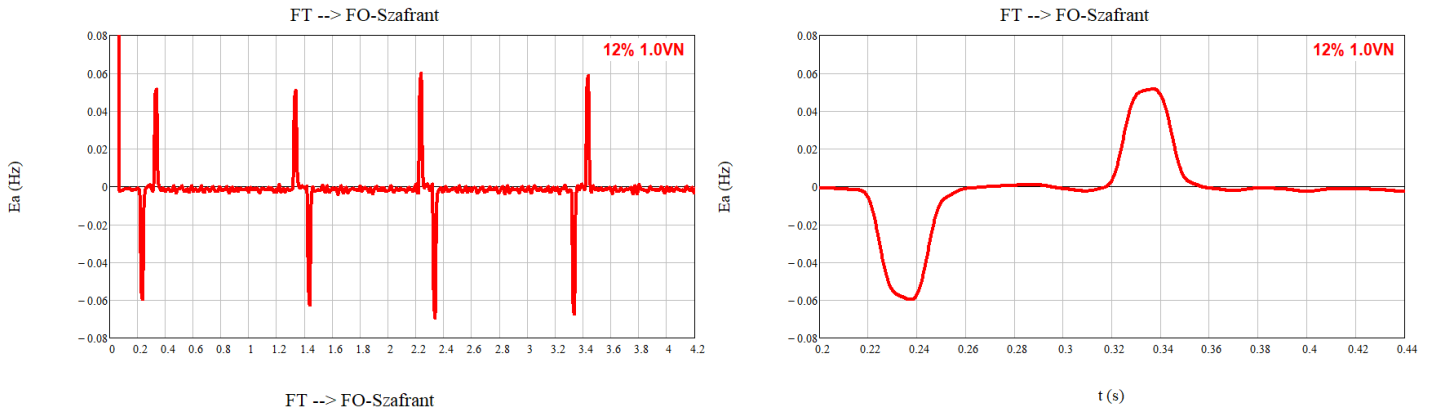
B.7. Señal de prueba: Fluctuación de tensión (FT)

B.7.1. FO-Moore-t

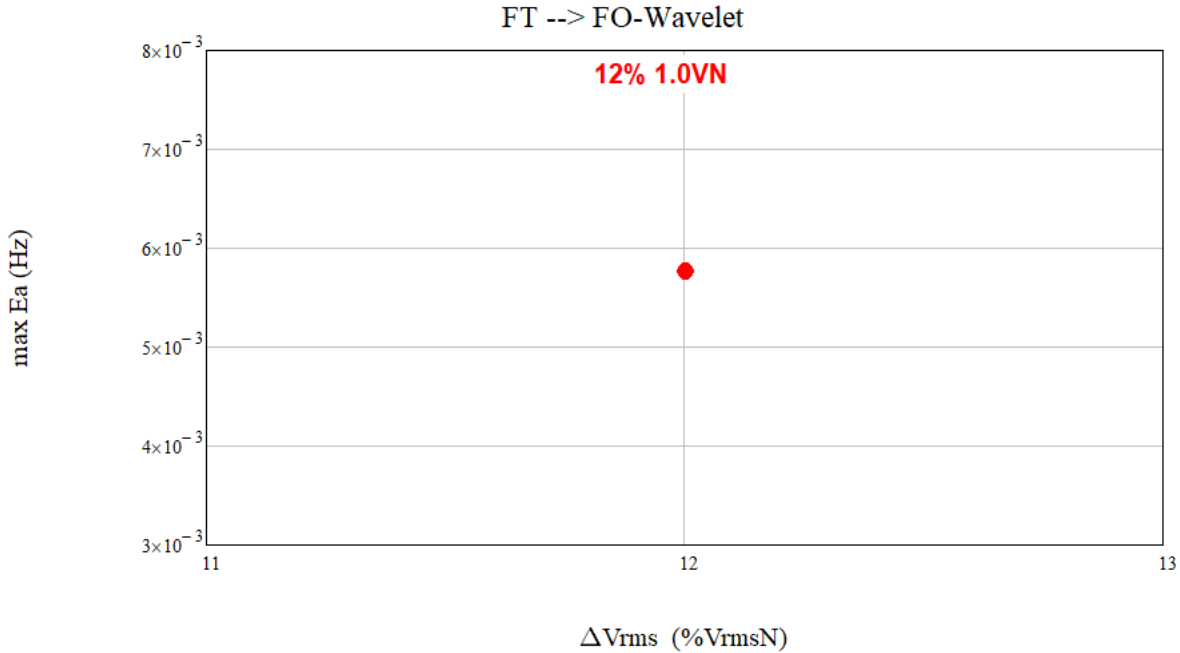
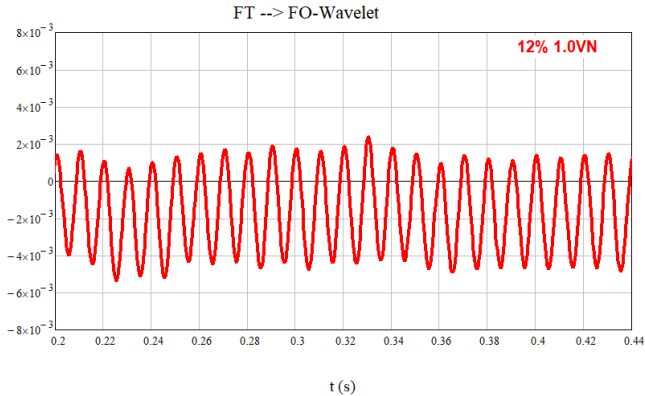
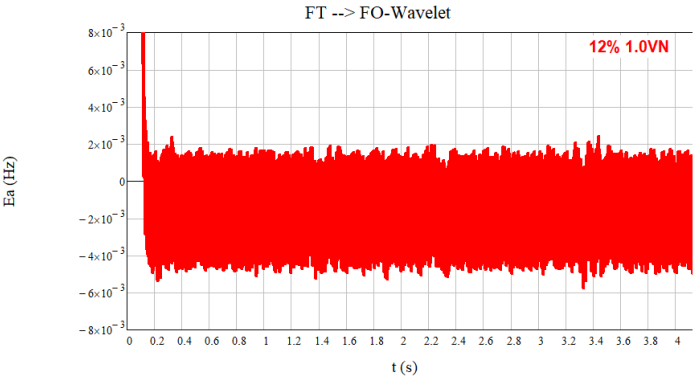


B.7.2. FO-Sidhu-t

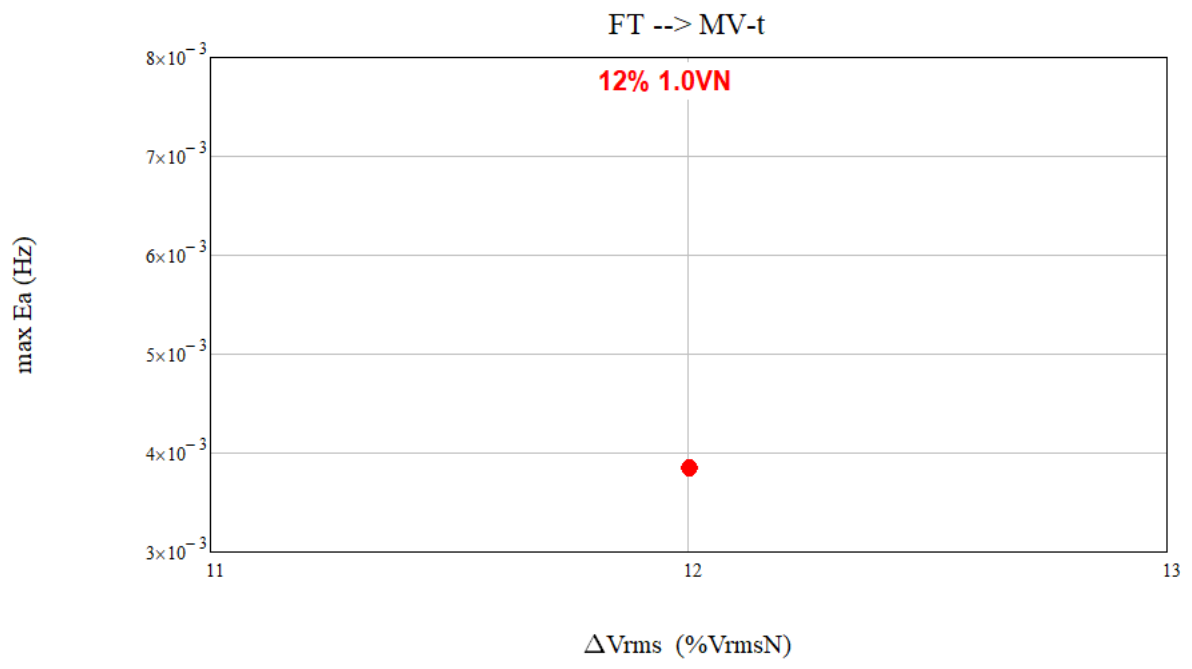
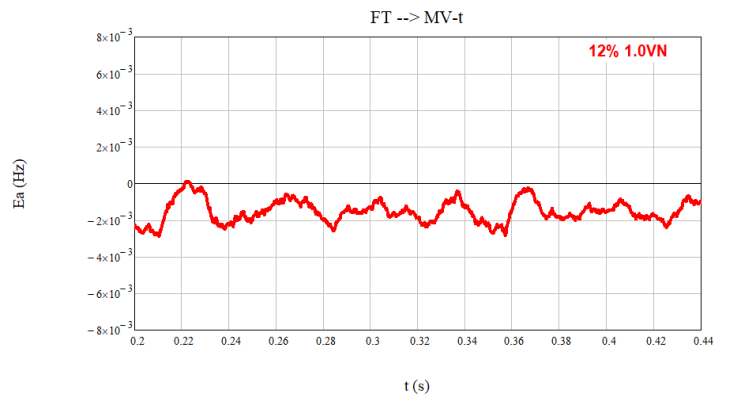
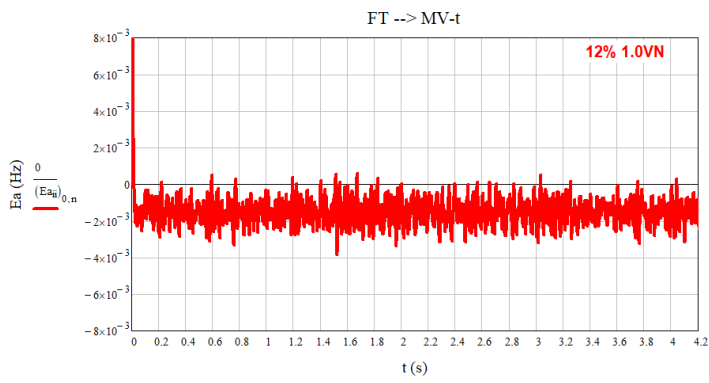
B.7.3. FO-Szafrant-t



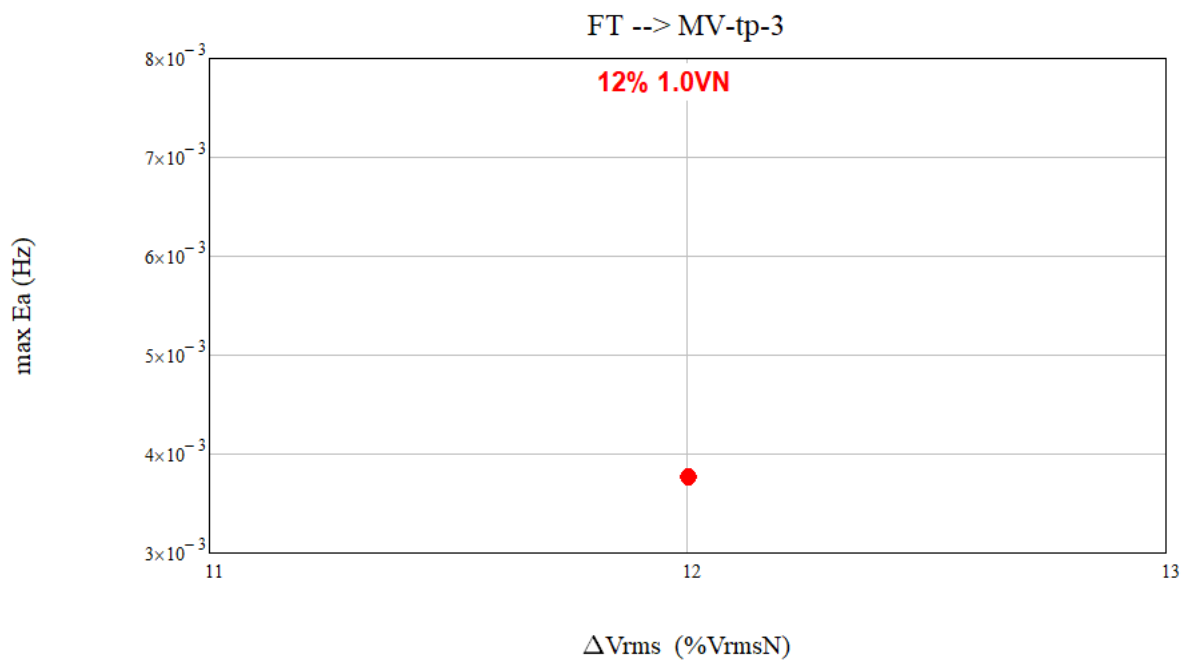
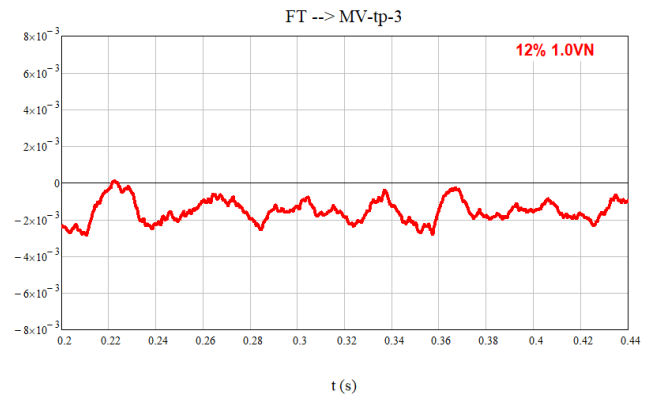
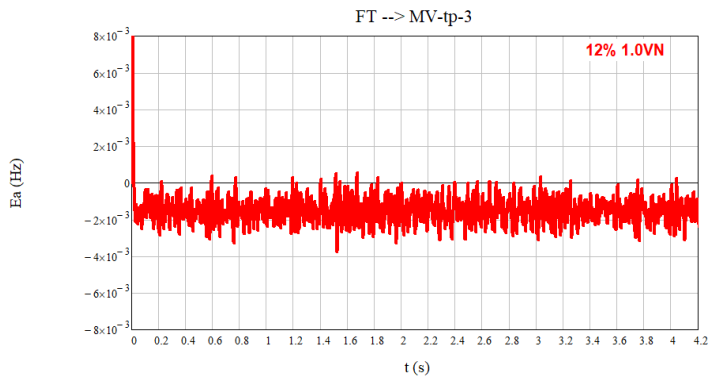
B.7.4. FO-Wavelet-t



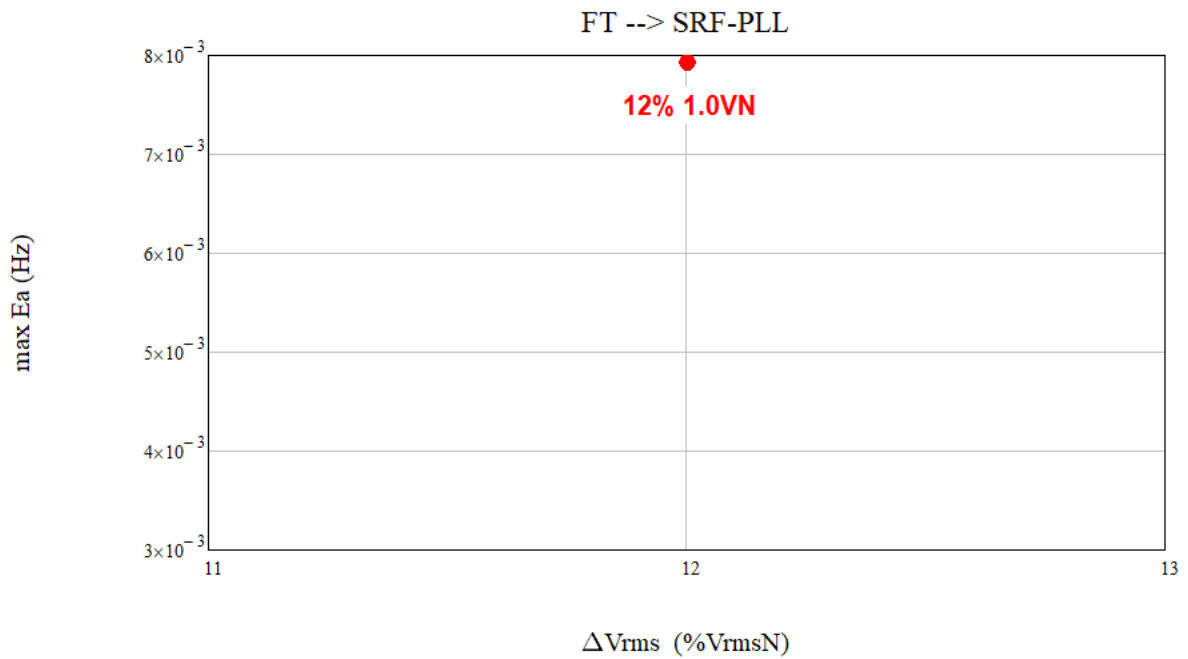
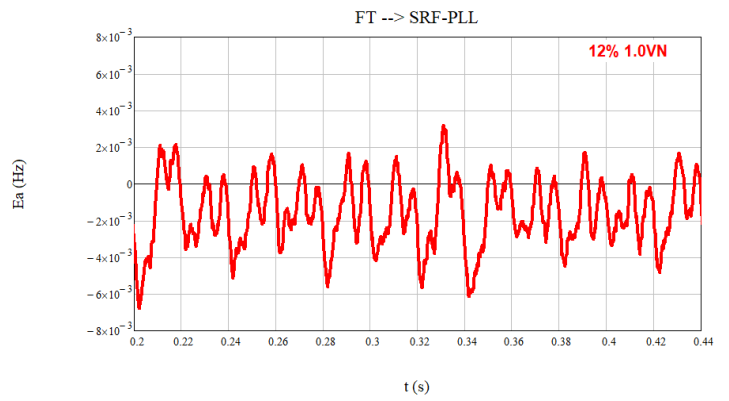
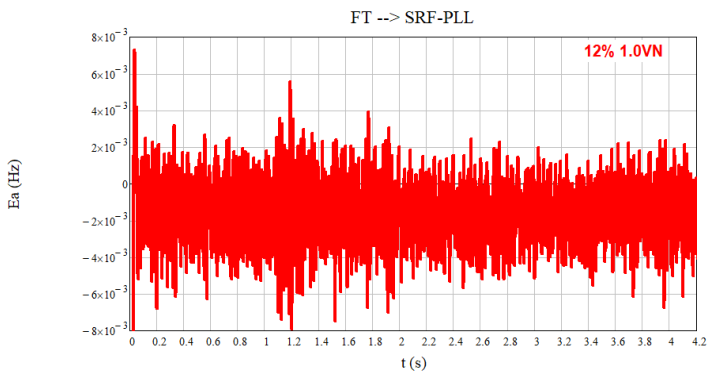
B.7.5. MV-t



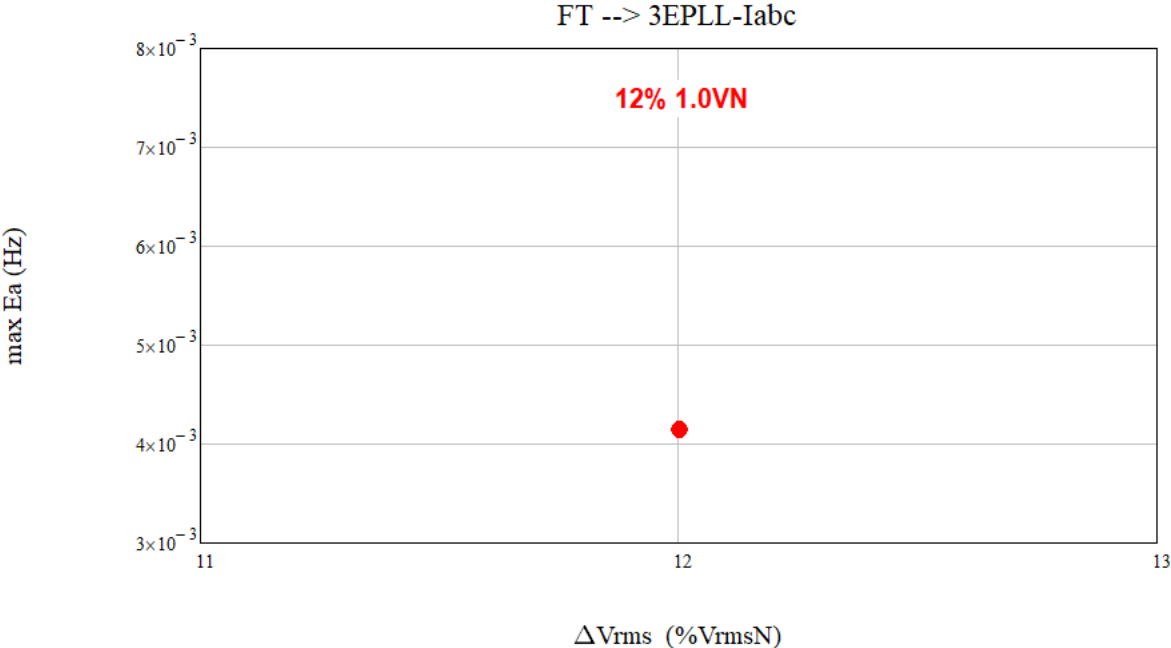
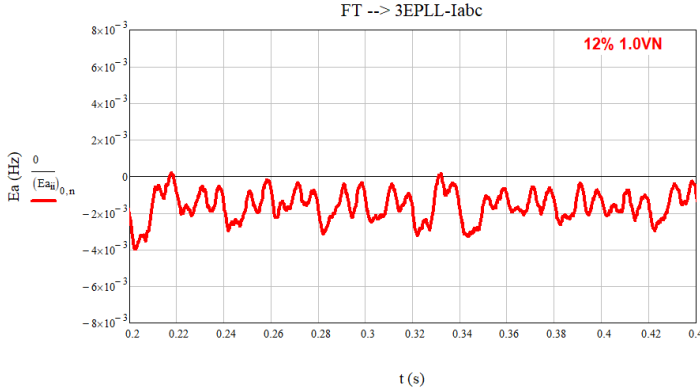
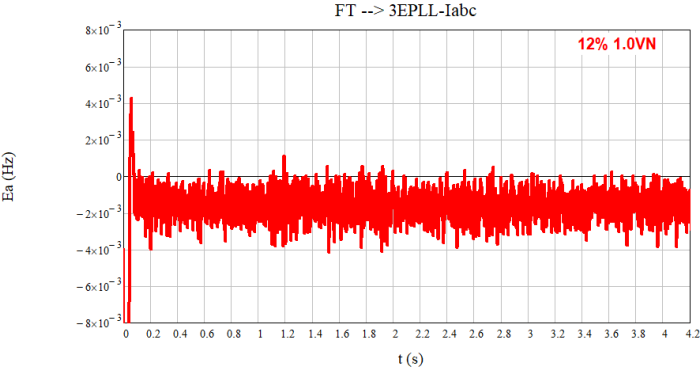
B.7.6. MV-tp-3



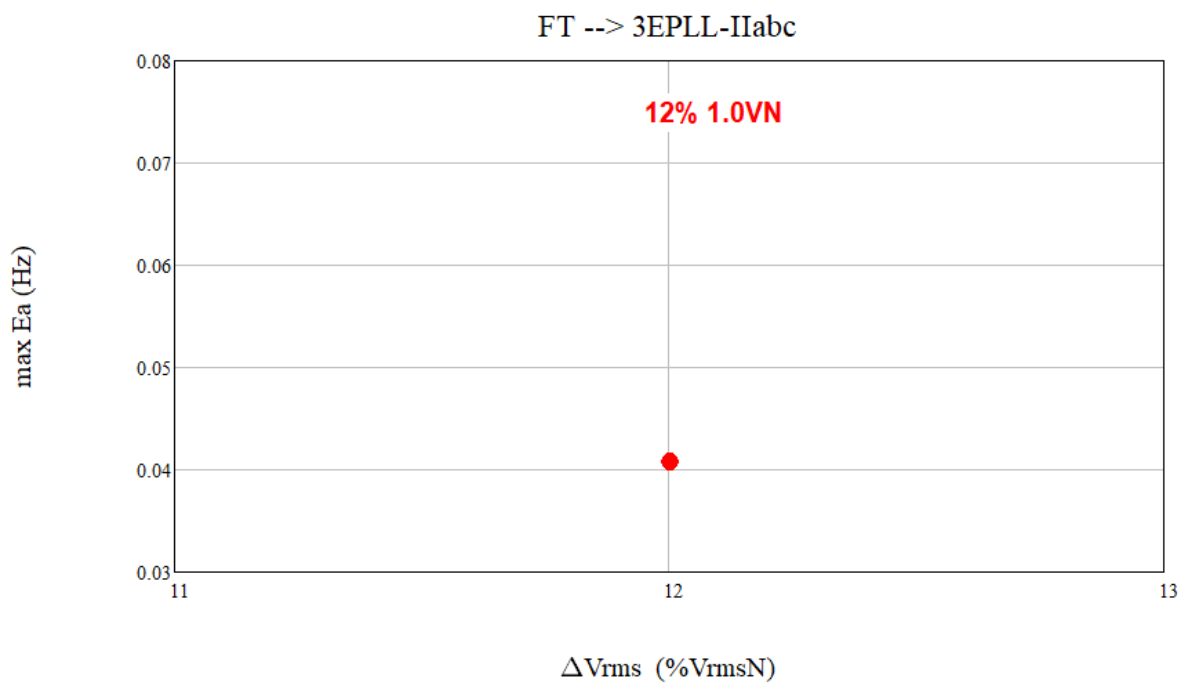
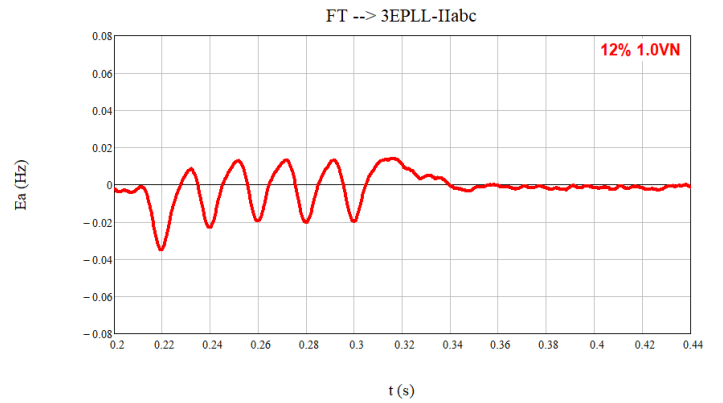
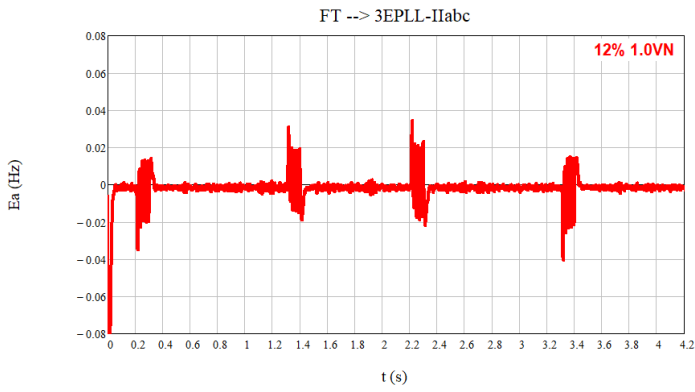
B.7.7. SRF-PLL



B.7.8. 3EPLL-labc

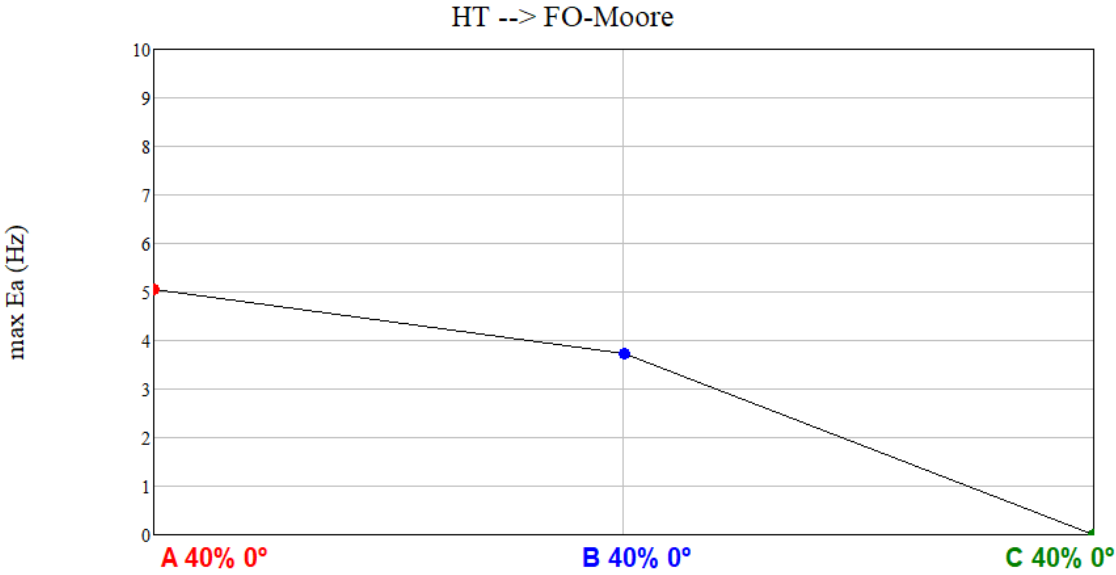
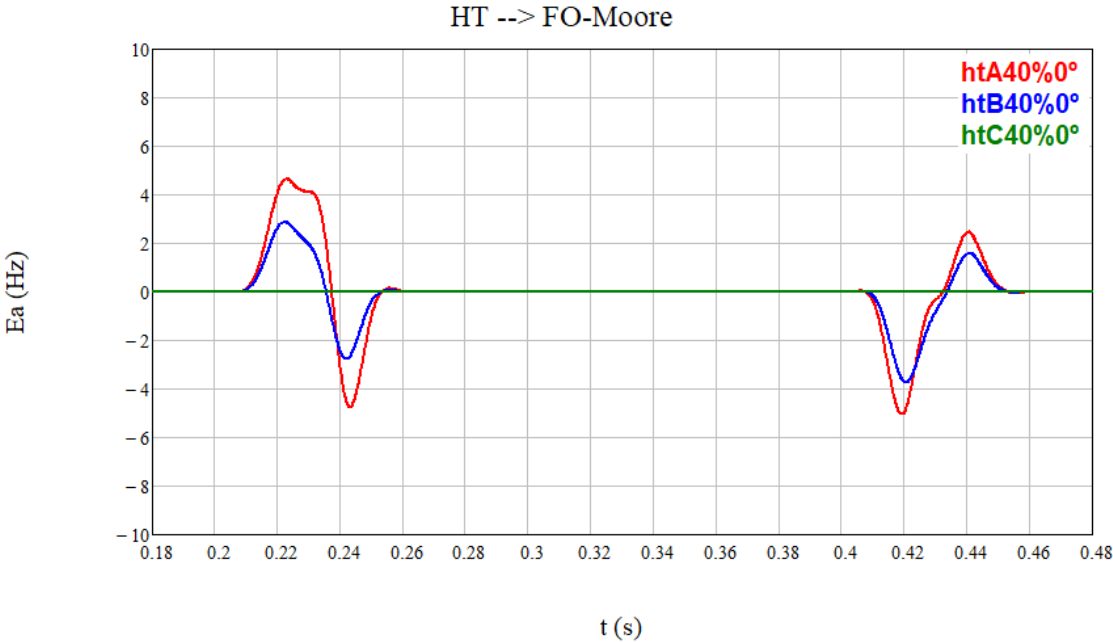


B.7.9. 3EPLL-IIabc



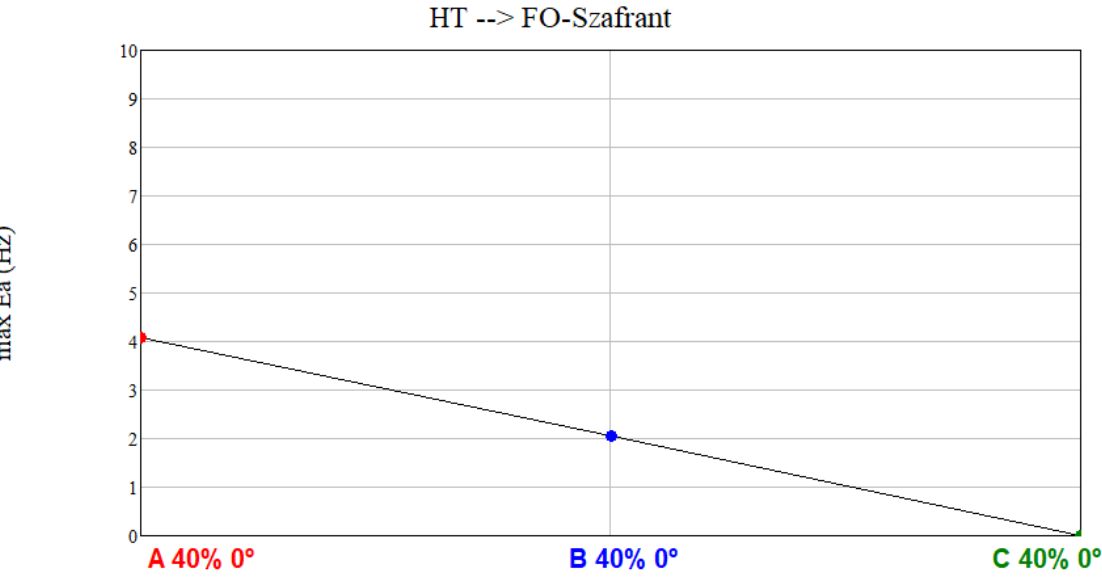
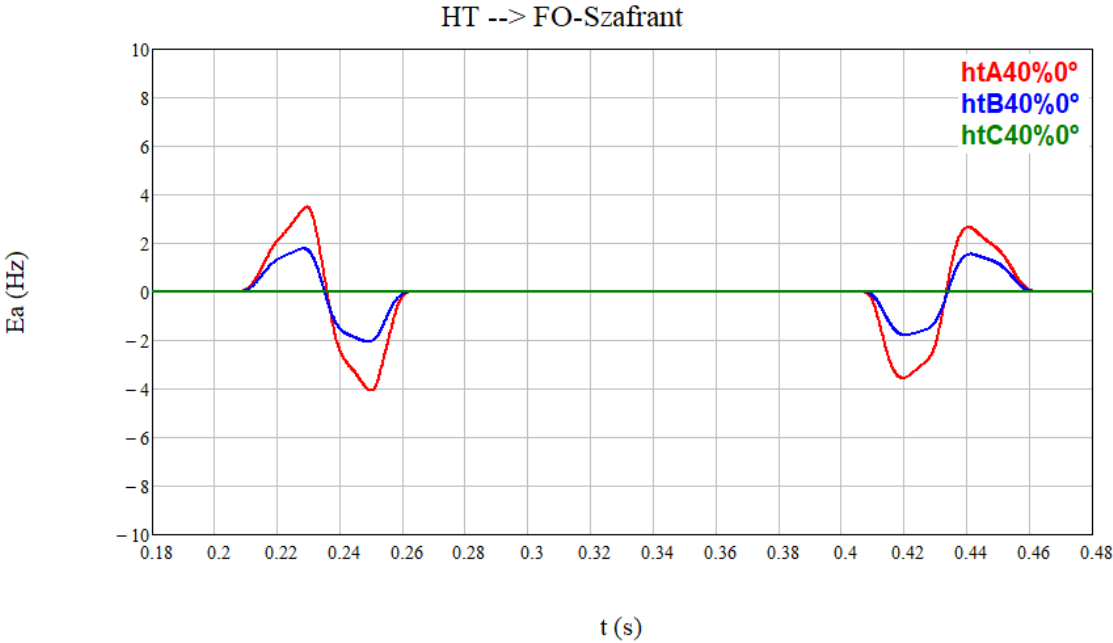
B.8. Señal de prueba: Hueco de tensión (HT)

B.8.1. FO-Moore-t

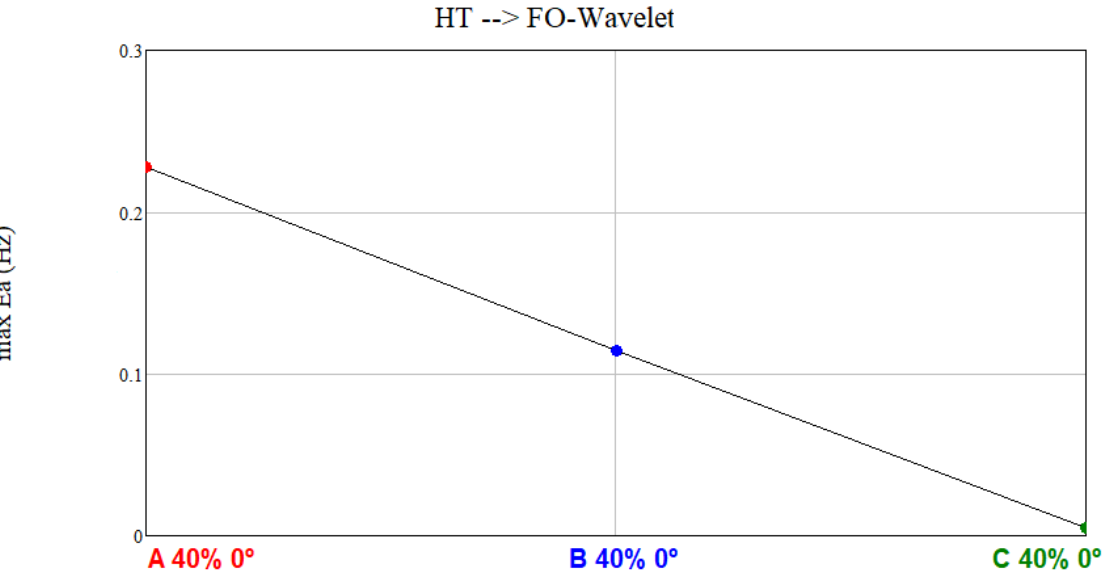
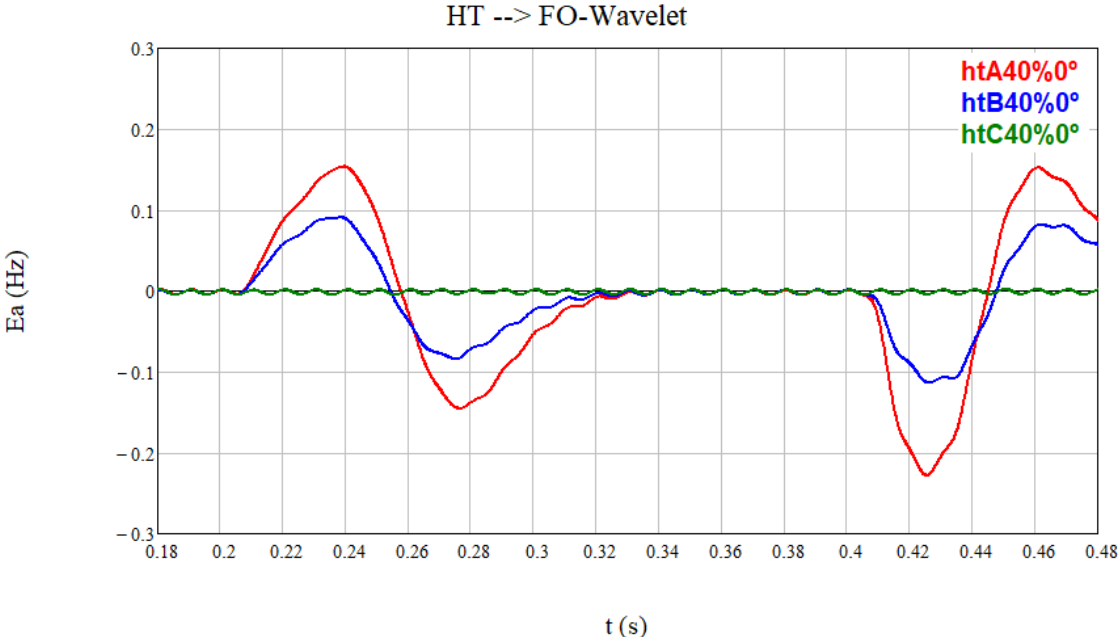


B.8.2. FO-Sidhu-t

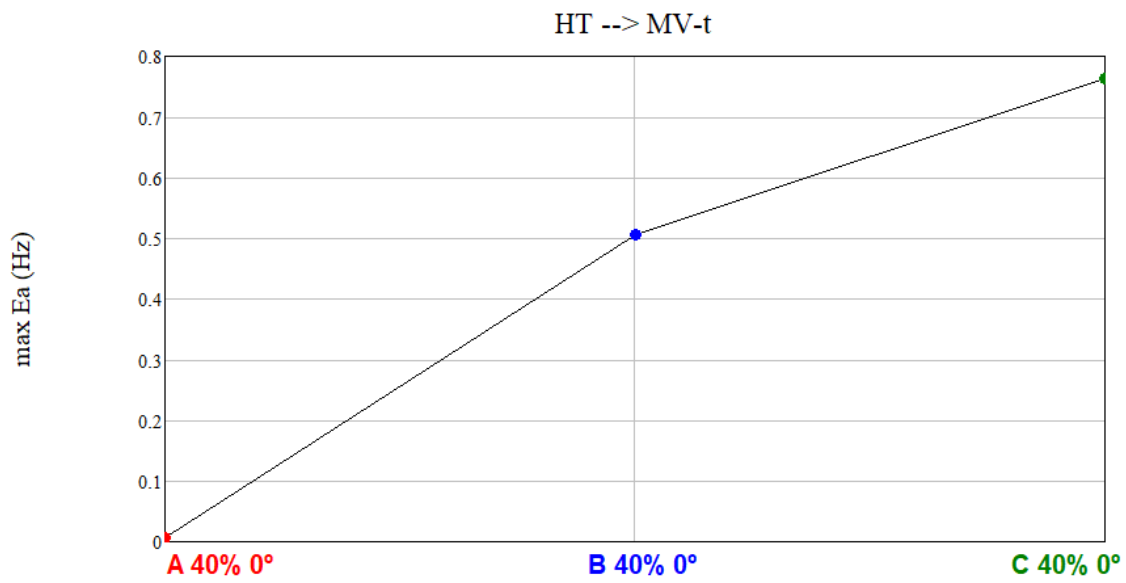
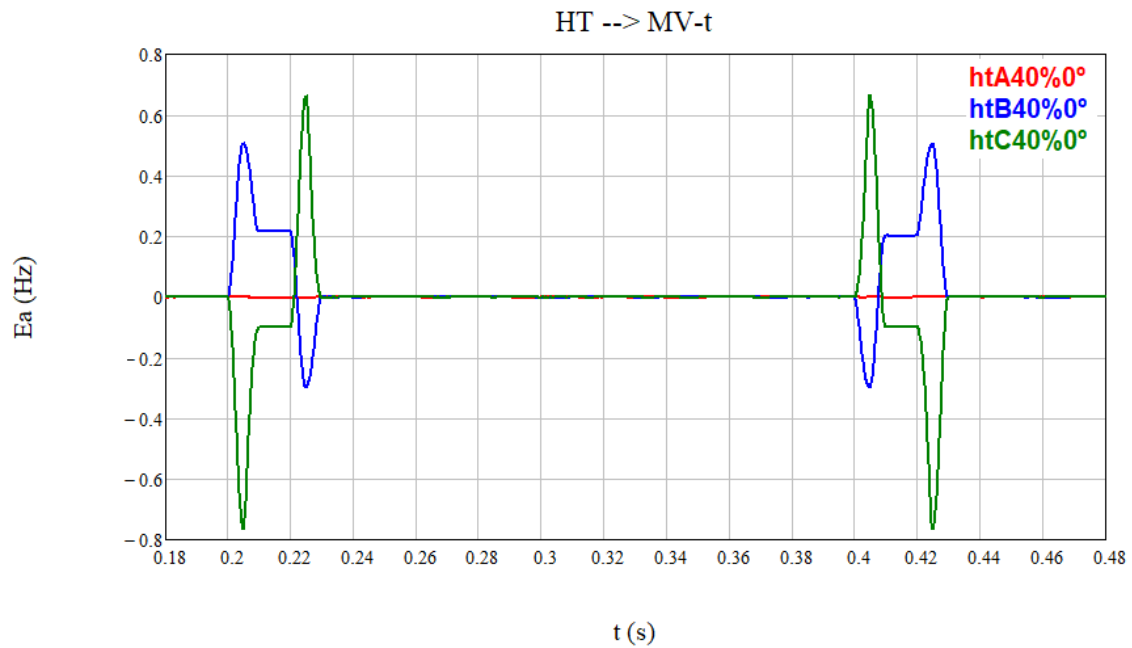
B.8.3. FO-Szafrant-t



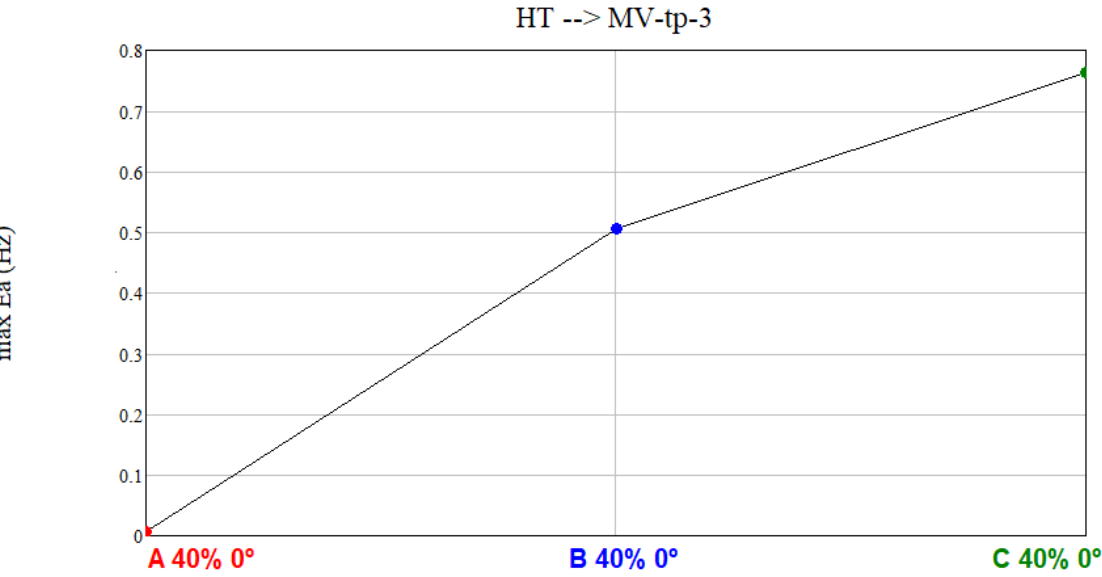
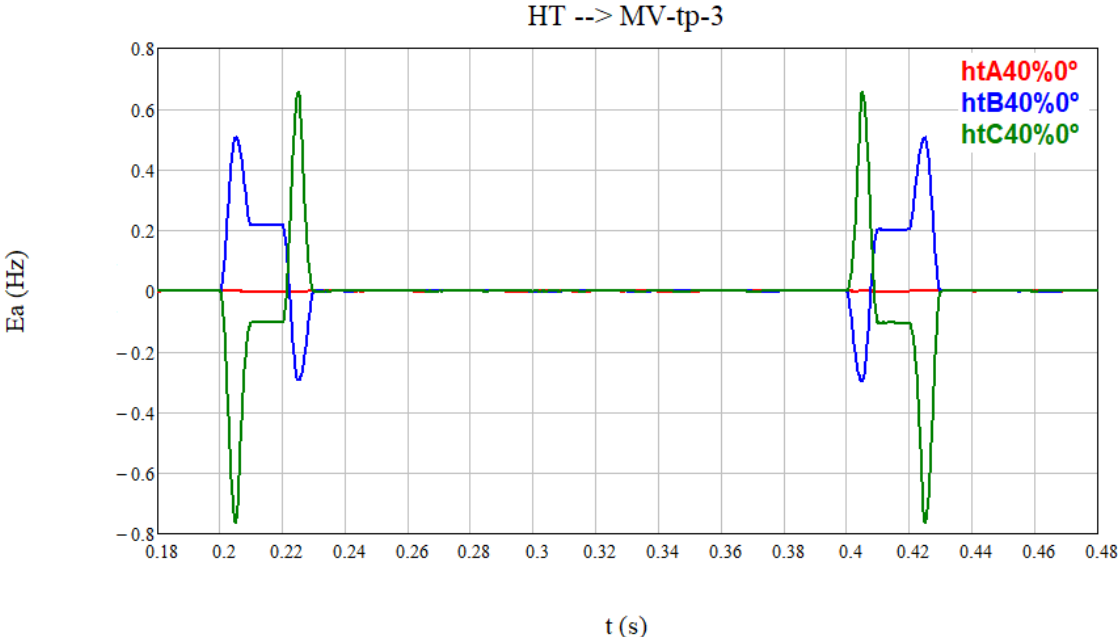
B.8.4. FO-Wavelet-t



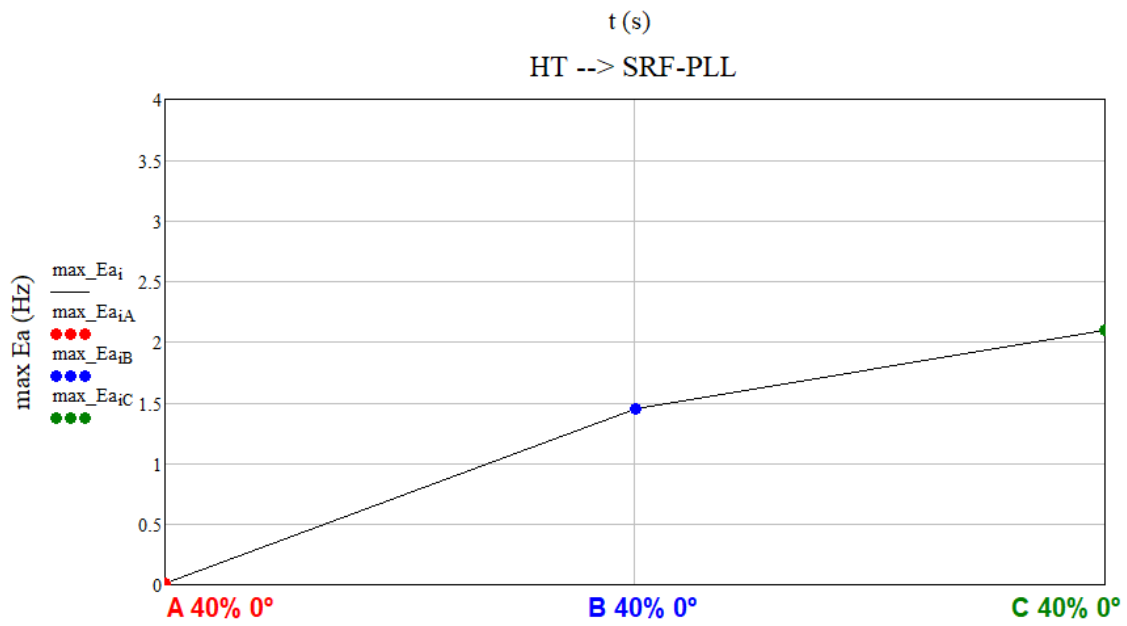
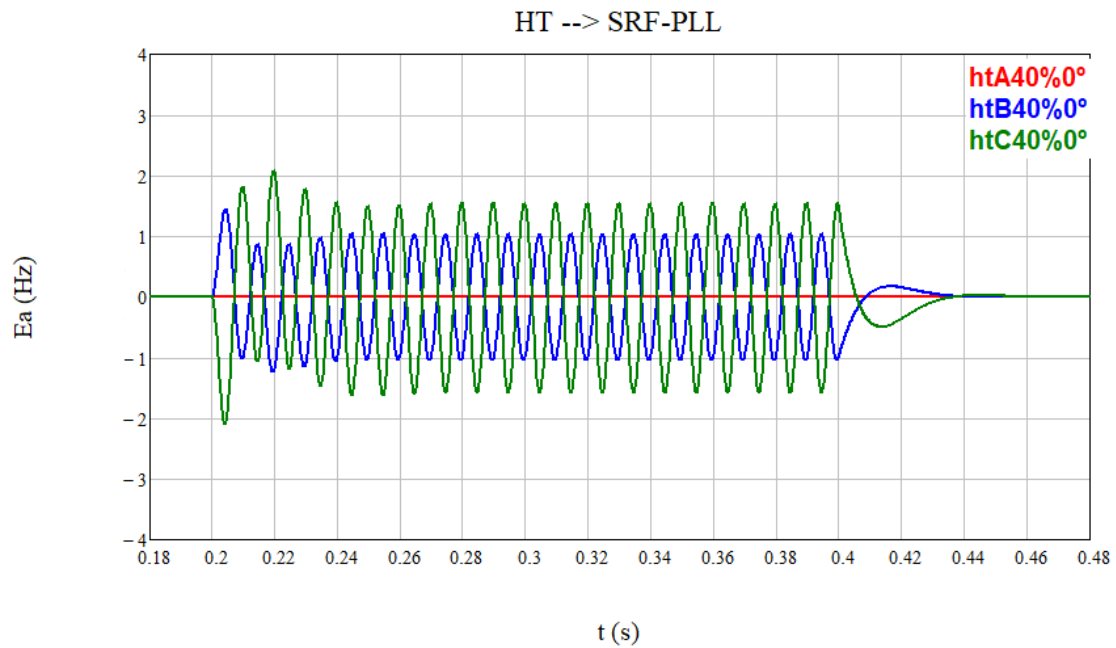
B.8.5. MV-t



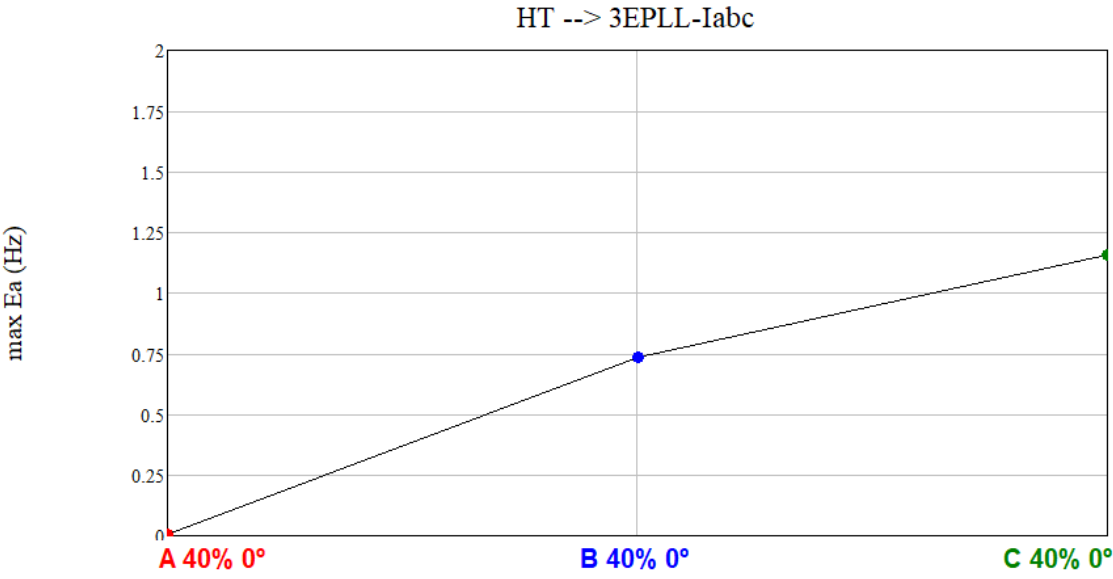
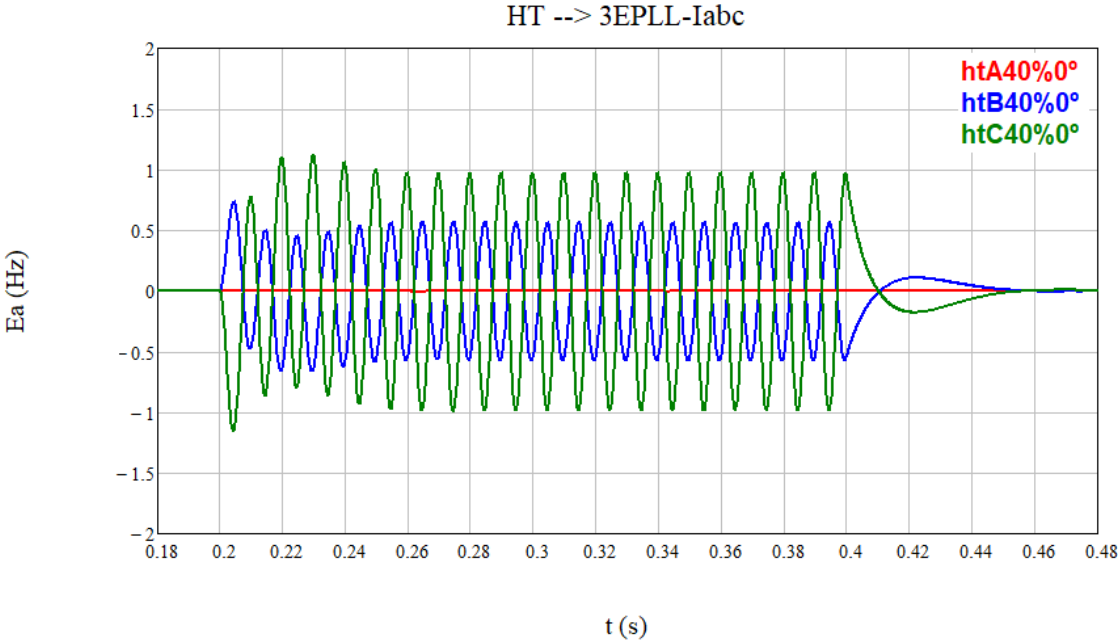
B.8.6. MV-tp-3



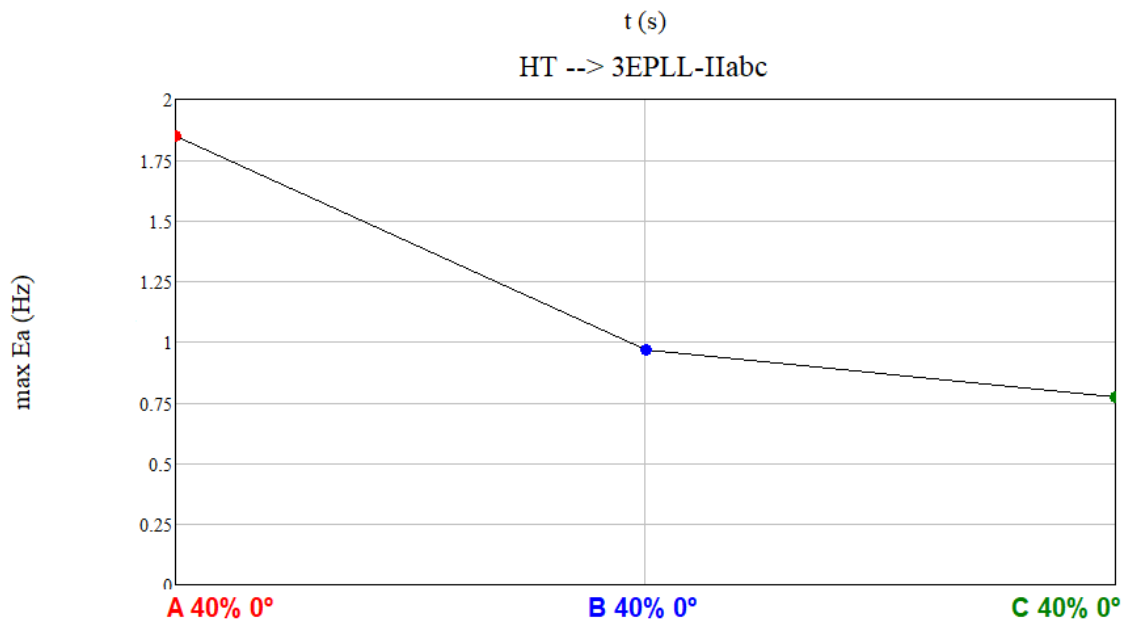
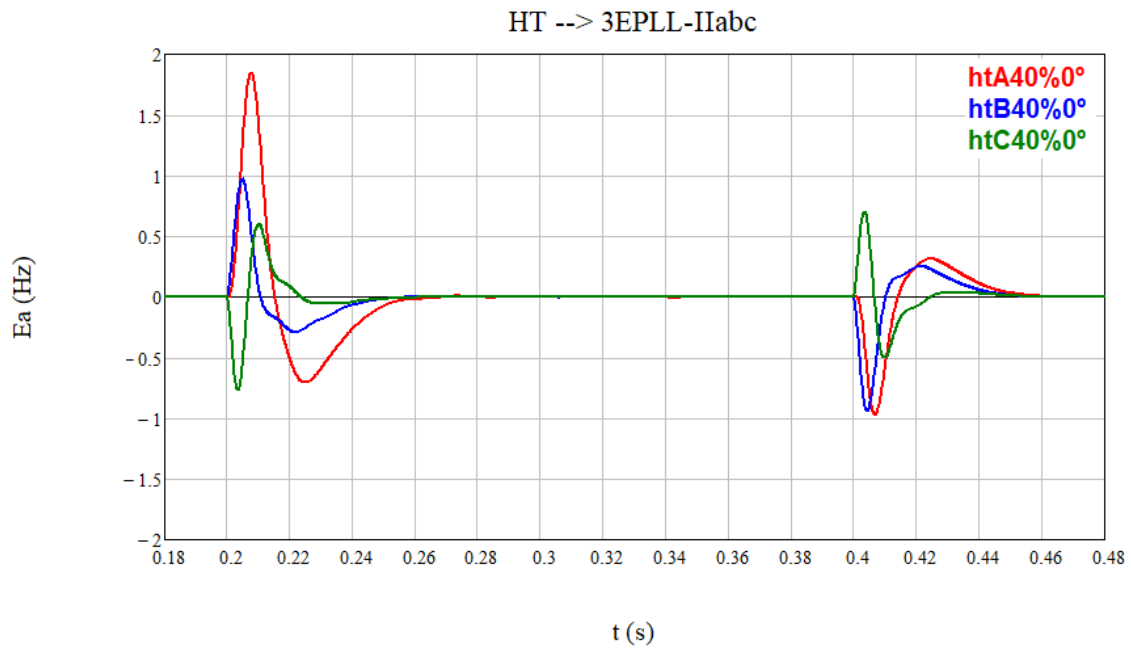
B.8.7. SRF-PLL



B.8.8. 3EPLL-Iabc

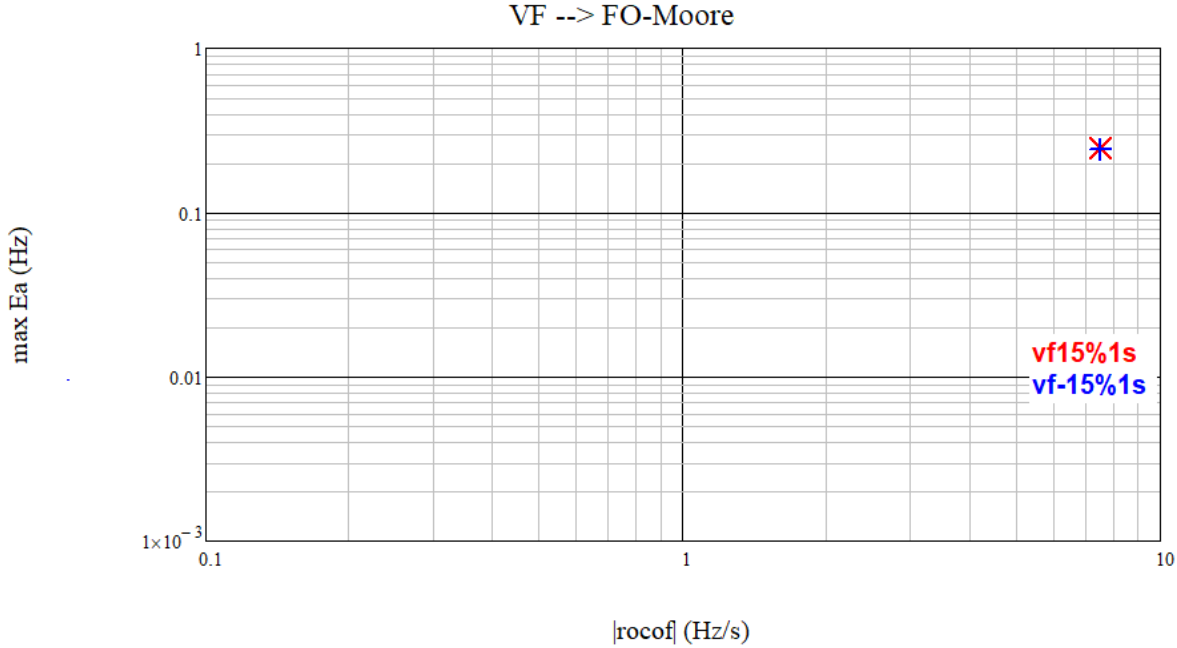
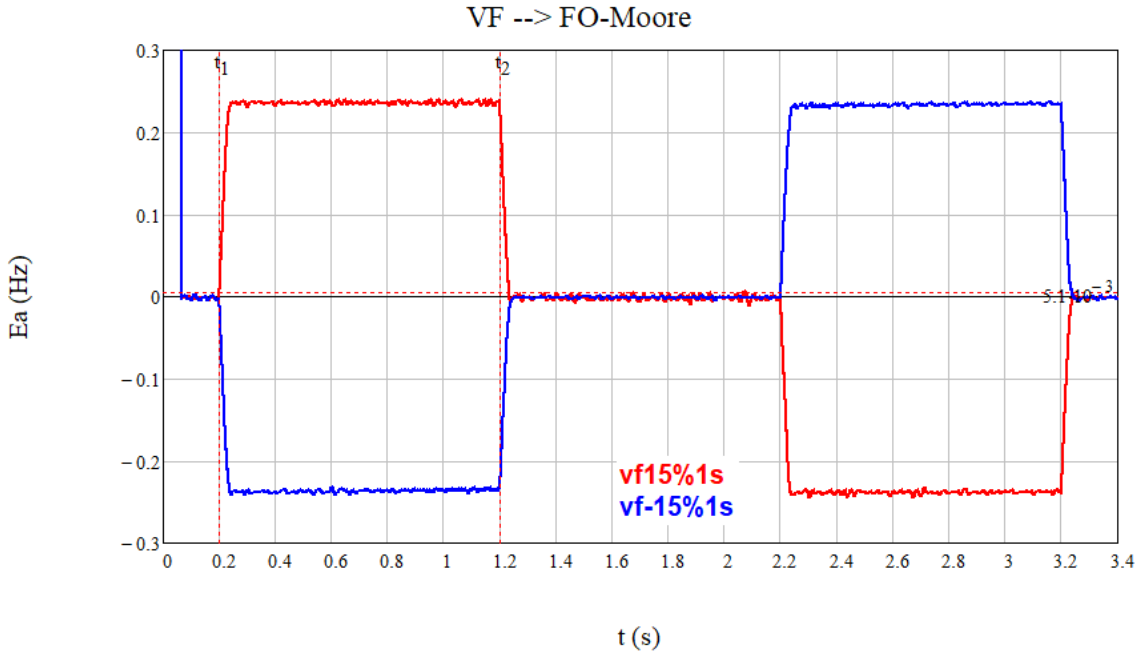


B.8.9. 3EPLL-IIabc



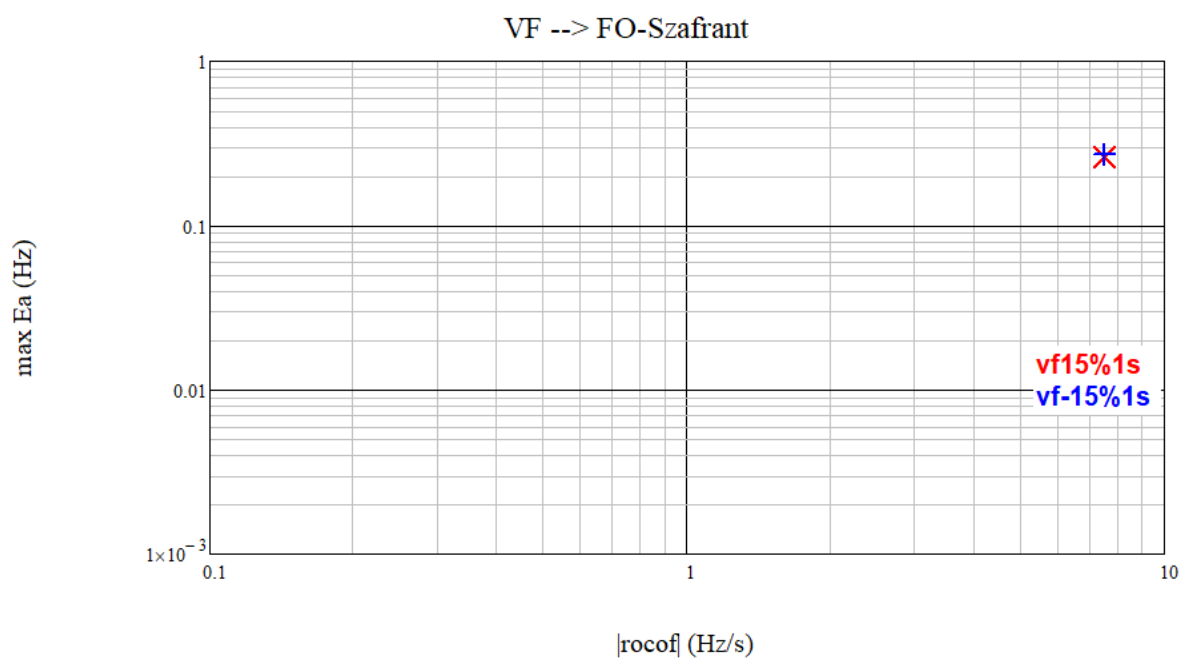
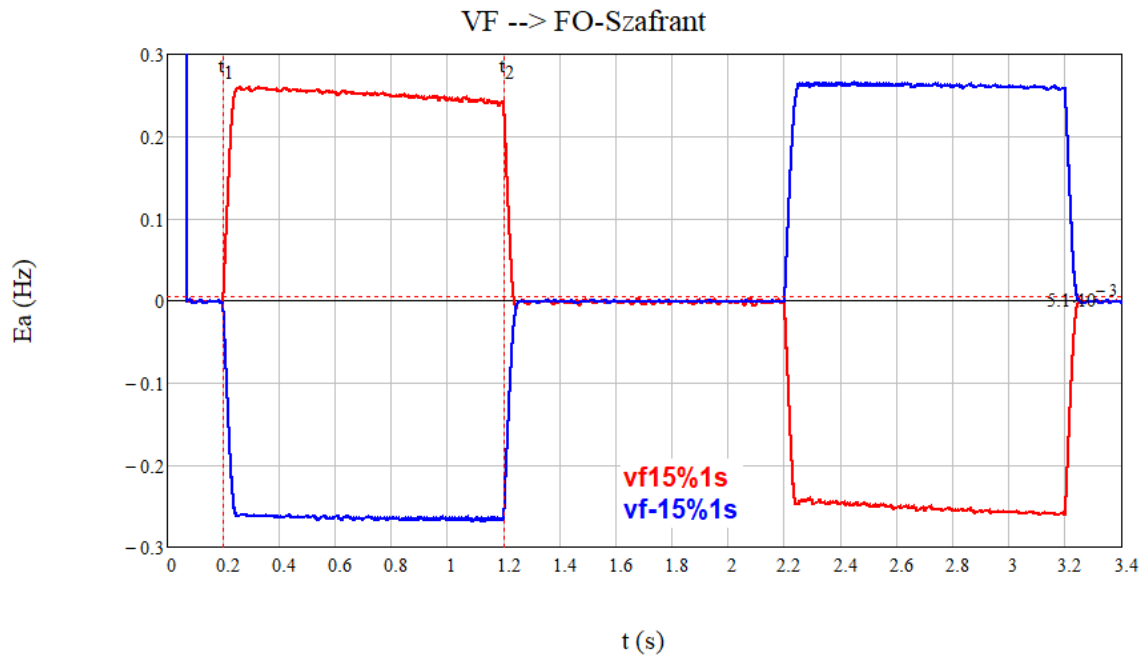
B.9. Señal de prueba: Variación de frecuencia (VF)

B.9.1 FO-Moore-t

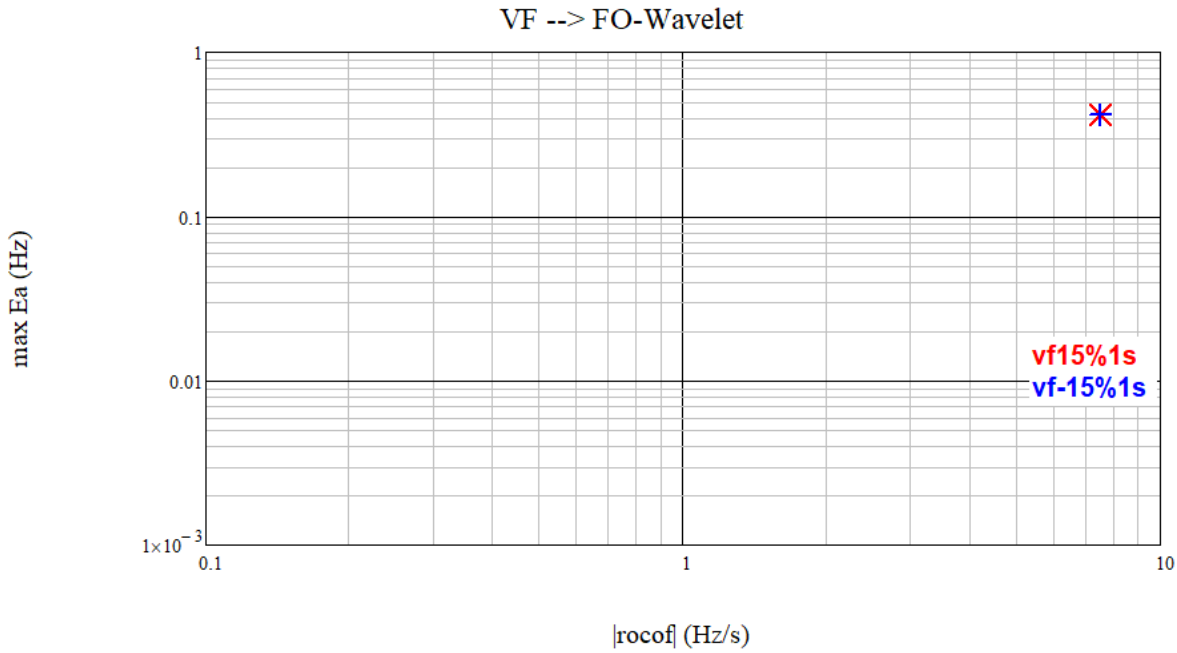
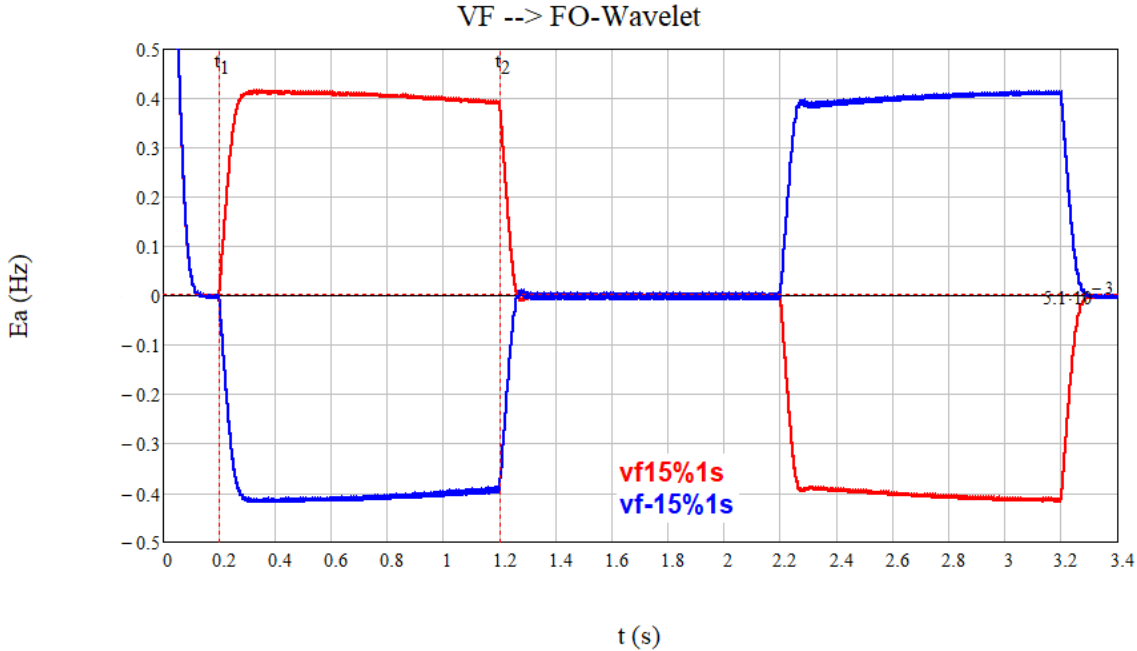


B.9.2. FO-Sidhu-t

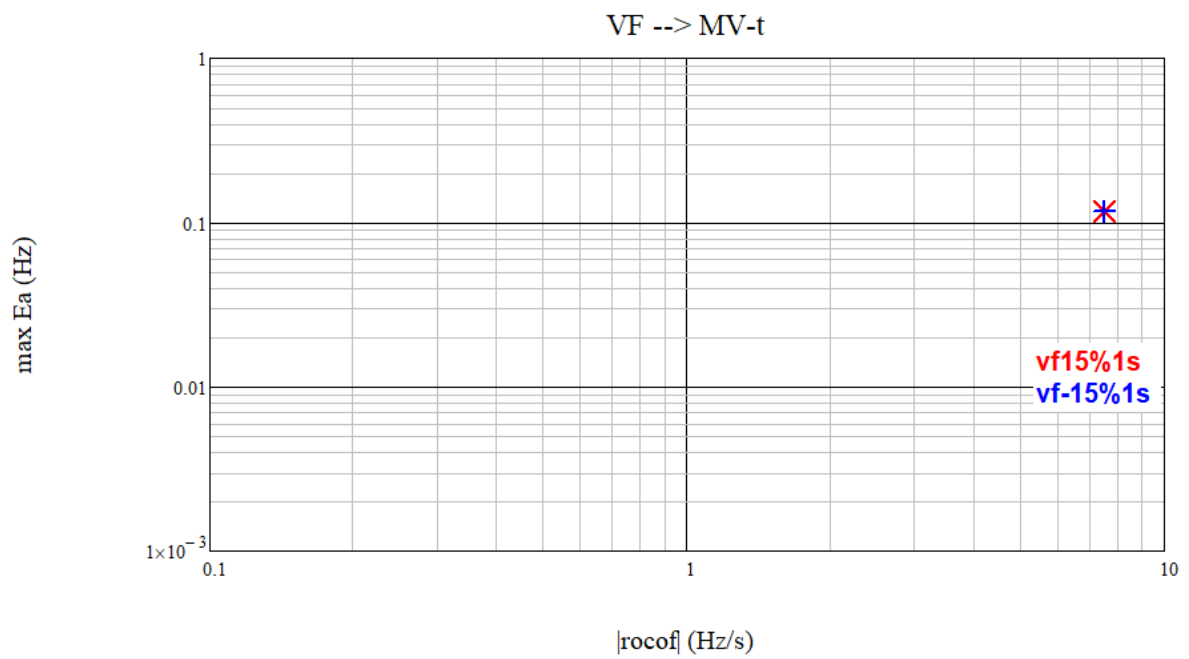
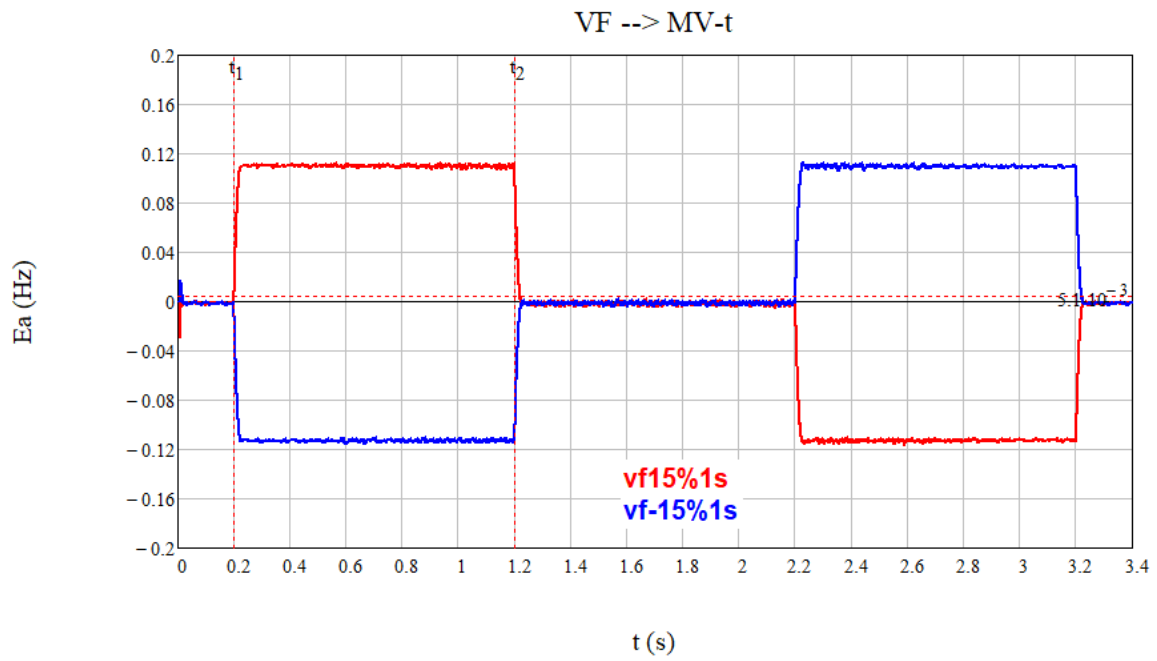
B.9.3. FO-Szafrant-t



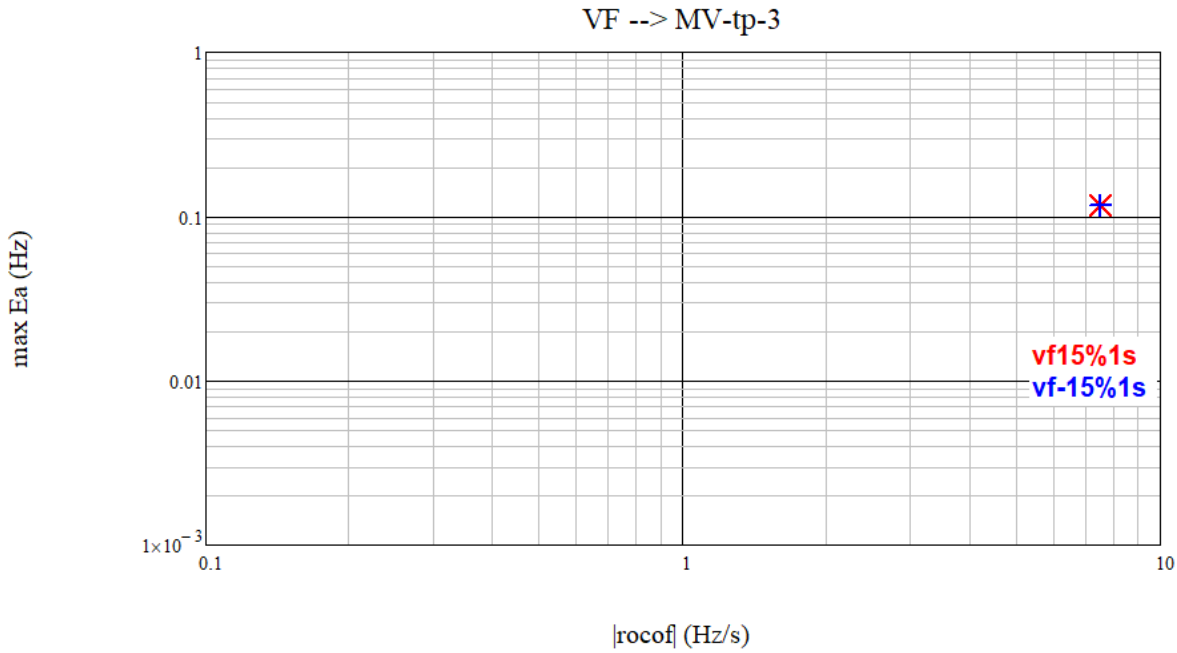
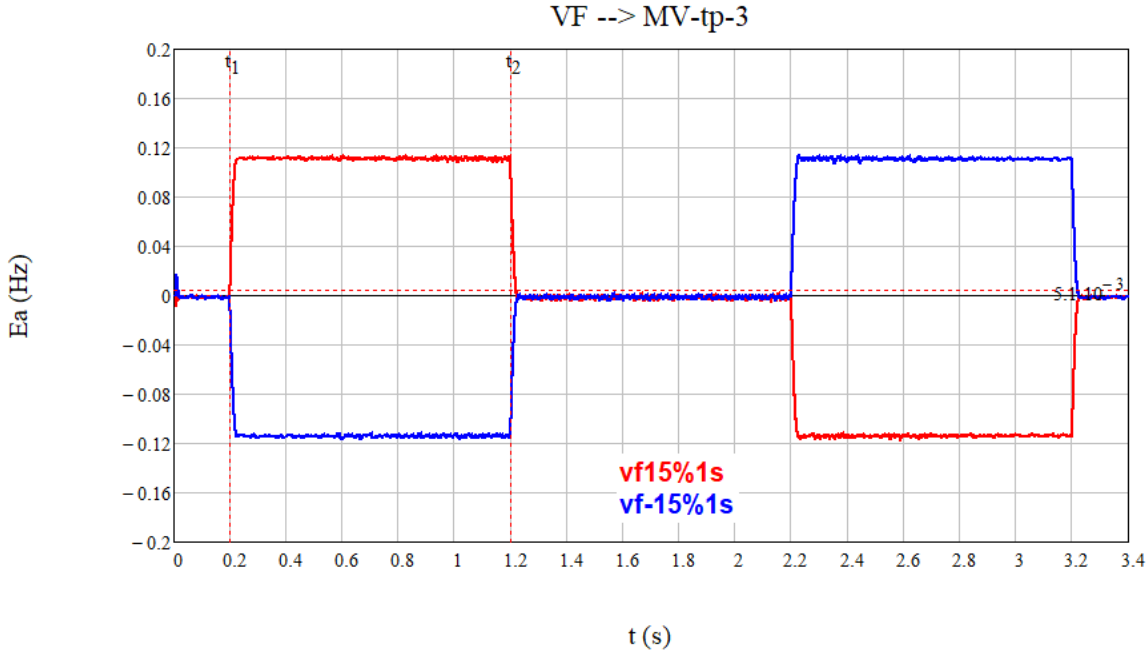
B.9.4. FO-Wavelet-t



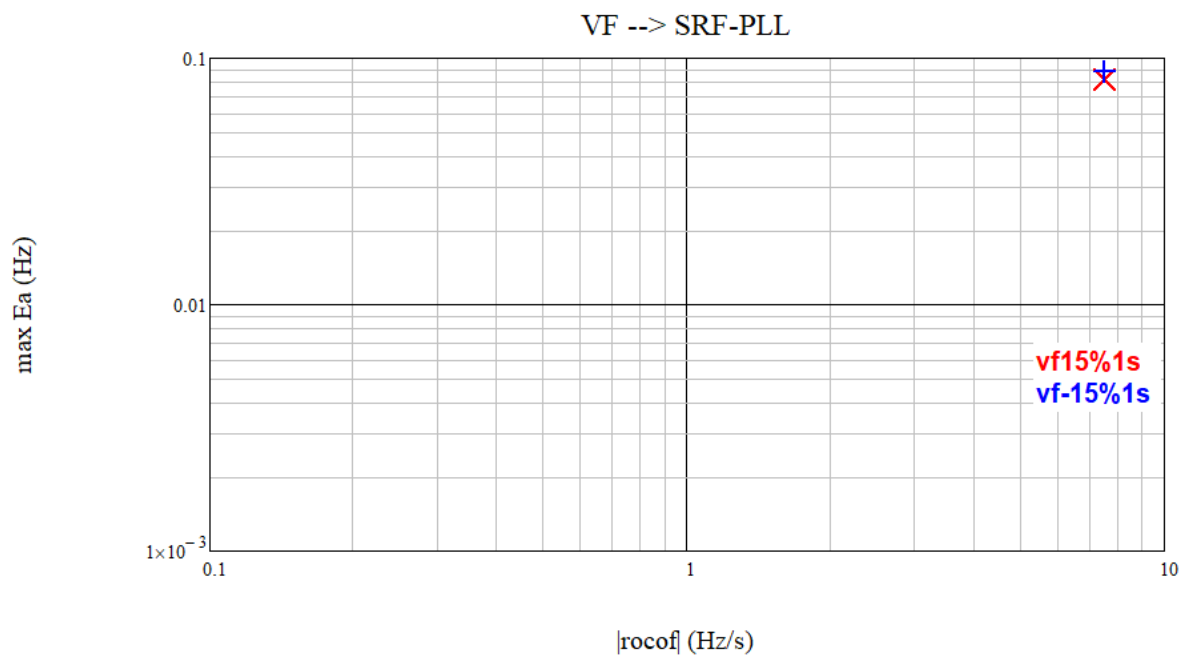
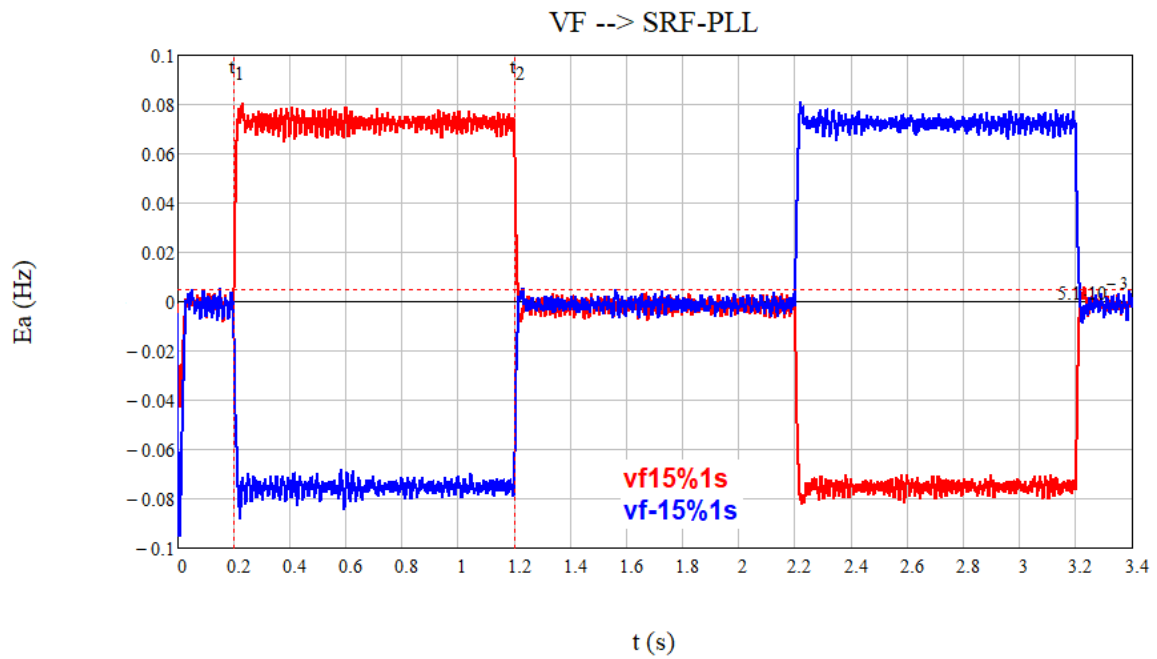
B.9.5. MV-t



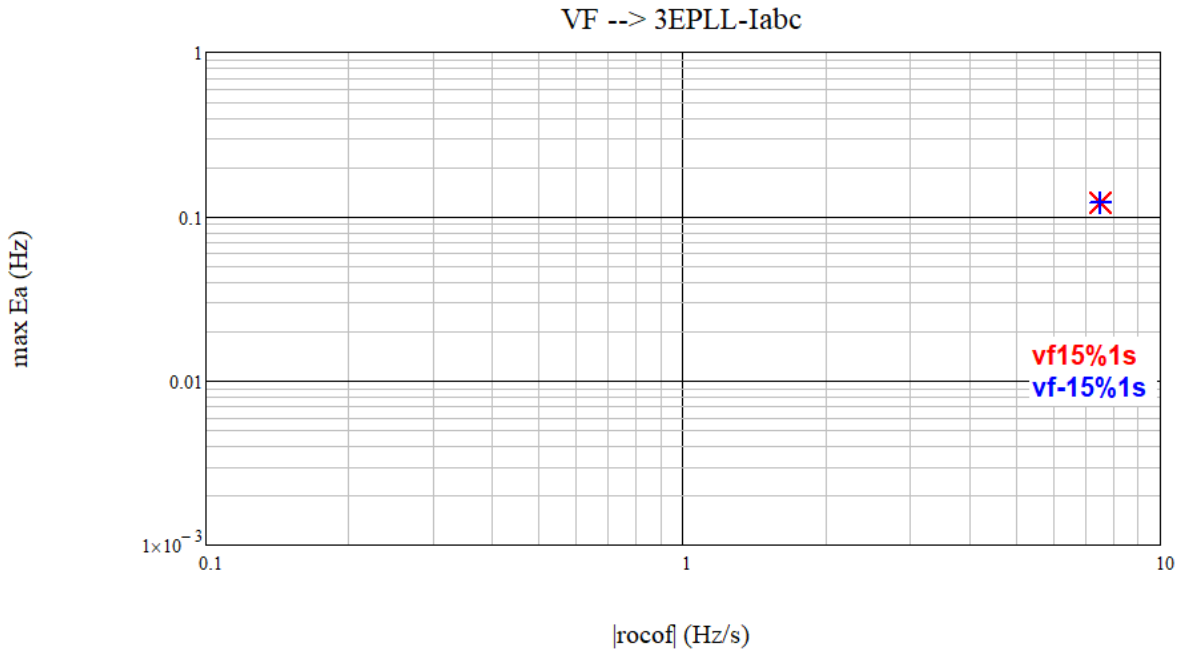
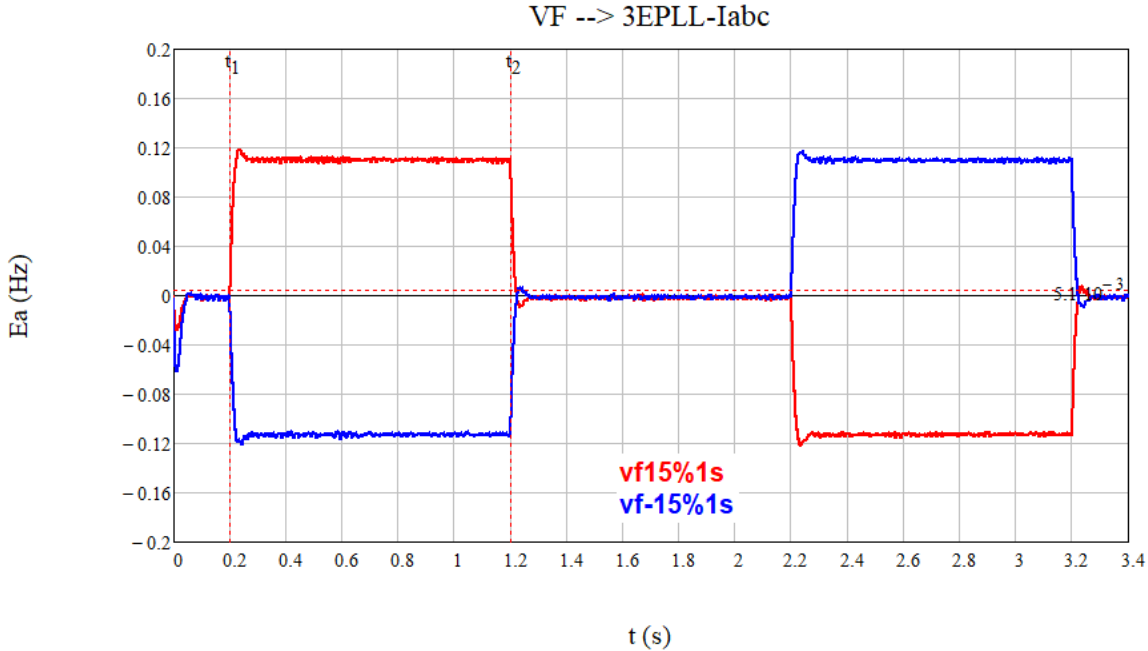
B.9.6. MV-tp-3



B.9. 7. SRF-PLL



B.9.8. 3EPLL-Iabc



B.9.9. 3EPLL-IIabc

