

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN
INGENIERÍA INDUSTRIAL**

TRABAJO FIN DE MÁSTER

***CONTROL SENSORLESS DE MOTORES TRIFÁSICOS
DUALES PARA MOVILIDAD ELÉCTRICA: TÉCNICAS
DE INYECCIÓN DE ALTA FRECUENCIA PARA
OPERACIÓN A BAJAS VELOCIDADES***

Estudiante	<i>Altemir Chamorro, Esther</i>
Director/Directora	<i>Ibarra Basabe, Edorta</i>
Departamento	Tecnología electrónica
Curso académico	<i>2021-2022</i>

Bilbao, 1 de Marzo 2022

Resumen

El sector del transporte por carretera produce aproximadamente el 20% del total de las emisiones de gases de efecto invernadero en Europa. Por ello, se trata de un sector estratégico para cumplir con los compromisos adquiridos en el acuerdo de París. El éxito de la transición hacia la movilidad eléctrica requiere la optimización de las baterías (tanto su autonomía como un ciclo de vida con menos impacto medioambiental), aunque, además, también es necesario incrementar la fiabilidad de los sistemas de propulsión y control, así como disminuir el peso del grupo motor, entre otros retos tecnológicos.

Las técnicas de control de los sistemas de propulsión requieren el conocimiento de la posición relativa del rotor respecto del estator, información que se obtiene a partir de sensores (encoder, resolver). La incorporación de este tipo de dispositivos aumenta la probabilidad de fallo e incrementa el volumen y el peso del motor, reduciendo la eficiencia global del sistema. Las soluciones de control *sensorless* son una alternativa interesante que, estimando la posición real del rotor a partir de la información contenida en las señales eléctricas, evitan la utilización de estos dispositivos de medida. Por su parte, los motores eléctricos multifase se postulan como los sucesores de las máquinas trifásicas convencionales en aplicaciones de electromovilidad, ya que tienen una mayor eficiencia y pueden operar a altas potencias al distribuir ésta entre más fases.

Este trabajo fin de máster tiene como objetivo adaptar la técnica *sensorless* para bajas velocidades mayoritariamente empleada en sistemas trifásicos (inyección de alta frecuencia) en una máquina multifase (Máquina Síncrona de Imanes Permanentes trifásica dual). Para ello, se ha estudiado el comportamiento del sistema al aplicar dicha técnica. Utilizando MATLAB/Simulink se ha determinado cuál es la configuración óptima relativa a la fase entre las señales inyectadas a cada grupo trifásico, siguiendo como criterio de decisión la minimización del rizado del par electromagnético. Una vez determinada dicha configuración óptima, se ha evaluado y confirmado la calidad de la estimación de la posición angular.

Palabras clave: Vehículo eléctrico, PMSM, máquinas multifase, *sensorless*

Abstract

Road transport accounts for approximately 20% of greenhouse gas emissions in Europe. For that reason, it is an strategical sector to meet the targets of the Paris Agreement. The success of the transition to electric mobility depends not only on optimizing batteries (both their autonomy and a life cycle with less environmental impact), but also on increasing the reliability of the propulsion and control systems and reducing the weight of the powertrain, among other technological challenges.

The control techniques used in the propulsion systems require the knowledge of the rotor position with respect to the stator. Such information is acquired by using sensors (encoder, resolver). The incorporation of such devices increases the failure rate and also the volume and weight of the drive. The sensorless control solutions represent an interesting alternative which, estimating the rotor position from electrical signals, avoid the incorporation of such position sensors. On the other hand, multiphase machines are gaining attention in electromobility applications thanks to their better efficiency and high power operation capabilities due to power splitting.

The main objective of this master thesis is to adapt the most used sensorless technique for low speed operation (high frequency injection) in a multiphase machine (dual three-phase IPMSM). To do so, the performance of the drive has been analysed when applying such technique. By using MATLAB/Simulink the optimum phase shift between the injected signals on each three-phase set has been determined, taking into account the torque ripple minimization. Once such optimum configuration has been determined, the quality of the estimated angle has been confirmed.

Keywords: Electrical vehicle, PMSM, multiphase machines, sensorless

Laburpena

Errepide bidezko garraioak berotegi-efektuko gasen isurketen % 20a sortzen du Europan, gutxi gorabehera. Hori dela eta, garraio sektorea estrategikoa da Parisiko Akordioan hartutako konpromisoak betetzeko. Mugikortasun elektrikoan oinarritzen den sistemarako trantsizioak baterien optimizazioa du beharrezko (bai autonomiari eta baita ere ingurunean duten inpaktuari dagokionez), baina, horrez gain, beharrezkoa da ere propulsiio-sistemen eta horien kontrol-algoritmoen fidagarritasuna hobetzea, eta baita ere eragile elektrikoaren pisua murriztea, beste erronka teknologiko batzuekin batera.

Propulsiio-sistemen kontrolak beharrezkoa du errotoreak estatorearekiko duen posizio erlatiboa ezagutzea. Sentsoreak erabiltzen dira horretarako (encoderrak, resolVERRAK). Gailu horiek sistemaren hutsegite-probabilitateak handitzen dituzte eta motorren bolumena eta pisua gehitzen dituzte, azken horrek sistemaren eraginkortasuna murriztuz. *Sensorless* motako teknikei esker posible da errotorearen posizioa seinale elektrikoaren bidez estimatzea, sentsoreak erabili behar izana sahiestuz. Bestalde, fase anitzeko makina elektrikoak trifasikoen ordezkotza bezala postulazten dira mugikortasun-aplikazioetan, batez ere eraginkortasun hobea dutelako eta potentzia altuetan lan egin dezaketelako potentzia fase gehiagoren artean banatuz.

Master amaierako lan honen helburua da sistema trifasikoetan erabiltzen den abiadura baxuko *sensorless* teknika ezagunena (mahiztasun altuko injekzioa) fase anitzeko makinetan ezartzea (iman iraunkorreko makina sinkrono dual trifasikoa). Horretarako, sistemaren portaera aztertu da teknika hori ezartzen denean. MATLAB/Simulink erabiliz bi talde trifasikoetan txertatutako perturbazioen arteko fase optimoa zein den zehaztu da, momentu elektromagnetikoaren uhindura minimizatzea helburu hartuta. Behin konfigurazio optimoa zehaztu den, posizio angeluarraren estimazioaren kalitatea ebaluatu eta baieztatu da.

Gako-hitzak: ibilgailu elektriko, PMSM, fase anitzeko makina, *sensorless*

Índice general

1. Introducción	27
1.1. Cambio climático y acuerdo de París	27
1.2. Transporte y cambio climático: movilidad eléctrica	29
1.3. Reducción de los GEI del transporte por carretera	31
1.4. Evolución de la movilidad eléctrica	33
1.5. Retos de la movilidad eléctrica	34
1.6. Contexto	36
1.7. Objetivos y alcance del proyecto	38
2. Estado del arte	41
2.1. Motores multifase y movilidad eléctrica	41
2.1.1. Revisión y comparación de tecnologías para máquinas eléctricas	41
2.1.2. Motores multifase: topología y ventajas	42
2.2. Control vectorial en PMSM: Algoritmo FOC	45
2.2.1. Descripción del algoritmo FOC	45
2.2.2. Transformadas de Clarke y Park para sistemas trifásicos	48
2.2.3. Transformada de Clarke y Park para sistemas trifásicos duales	50
2.2.4. Determinación de la posición relativa del rotor mediante el uso de sensores	55
2.3. Técnicas <i>Sensorless</i>	56
2.3.1. Soluciones <i>sensorless</i> para altas velocidades	57
2.3.2. Soluciones <i>sensorless</i> para bajas velocidades	58
3. Análisis en MATLAB/Simulink	63
3.1. Introducción	63
3.2. Modelo del motor trifásico dual en el entorno Matlab/Simulink	63
3.3. Implementación de la técnica de inyección HFI	65
3.4. Configuración óptima HFI	67
3.4.1. Escenario base: ningún devanado perturbado	69
3.4.2. Un único devanado perturbado	69

3.4.3. Ambos devanados perturbados	71
3.4.4. Conclusiones	76
3.5. Estimación posición angular HFI	78
3.5.1. Consideraciones finales relativas al modelo empleado	80
4. Planificación y presupuesto del proyecto	85
4.1. Planificación del proyecto	85
4.2. Costes del proyecto	87
5. Conclusiones y líneas futuras	89
Anexos	91
A. Modelo de MATLAB/Simulink	93
B. T_{em} en función del desfase entre HFI	97

Índice de figuras

1.1.	Hoja de ruta de la Unión Europea para la reducción de emisiones para 2050 [1].	28
1.2.	Gobiernos comprometidos con no permitir la venta de vehículos de combustión interna [2].	30
1.3.	Emisiones de gases de efecto invernadero del ciclo de vida de un coche medio (datos correspondientes a 2021) [3].	32
1.4.	Emisiones de gases de efecto invernadero del ciclo de vida de un coche medio (datos correspondientes a 2030) [3].	33
1.5.	Stock global de vehículos eléctricos (período 2010-2020) [4].	34
1.6.	Previsiones de los fabricantes en comparación con las proyecciones de la IEA para los vehículos eléctricos de transporte ligero (período 2021-2025) [4].	35
1.7.	Ventas globales de vehículos eléctricos (período 2020-2030) [4].	35
2.1.	Comparativa de la eficiencia de las PMSM, las IM y las SRM ¹ en función del punto de operación (curva par-velocidad) [5].	42
2.2.	Diagrama fasorial de las tensiones para una máquina trifásica dual asimétrica (izquierda) y simétrica (derecha).	43
2.3.	De izquierda a derecha: motor trifásico múltiple, motor de n fases con una única conexión a neutro, motor de n fases independientes sin conexión al punto neutro [6].	44
2.4.	Representación de la transformación de Clarke y Park. En naranja: vector rotor; en verde: vector estator. Tras las transformaciones de Clarke y Park, el vector estator se descompone en sus componentes: eje directo (d) y eje de cuadratura (q).	47
2.5.	Esquema de control del algoritmo FOC [7].	47
2.6.	Subespacio vectorial resultante de la aplicación de la transformación de Clarke.	49
2.7.	Subespacio vectorial resultante de la aplicación de la transformación de Park.	49

2.8.	Circuitos eléctricos equivalentes. Sistema trifásico (arriba) y el sistema en ejes dq (abajo).	50
2.9.	Posibilidades de control para motores trifásicos duales: En la izquierda, el planteamiento multifase (alternativa (ii)) y en la derecha, el planteamiento trifásico (alternativa (i)) [8].	51
2.10.	Diagrama de bloques del control vectorial para la aproximación multifase [9].	53
2.11.	Diagrama de bloques del control vectorial para la aproximación trifásica [10].	54
2.12.	Resolver <i>Smartsyn</i> de Tamagawa [11].	55
2.13.	Estructura básica de un encoder [12].	56
2.14.	Diagrama de control FOC incluyendo la estrategia <i>sensorless</i> HFI [13].	59
2.15.	Filtrado de señal para la estrategia <i>sensorless</i> HFI [13].	60
2.16.	Proyección de I_1 en el plano $\alpha\beta$.	61
3.1.	Flujos generados dada una determinada carga en el sistema de referencia de Clarke para sus distintos planos [14].	64
3.2.	Diagrama general de bloques (subsistemas) en MATLAB/Simulink del modelo del sistema de control, electrónica de potencia y motor [14].	65
3.3.	Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del sistema de control de potencia [14].	66
3.4.	Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo de control [14].	66
3.5.	Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo FOC [14].	67
3.6.	Posicionamiento del bloque de inyección HFI en el torque FOC.	68
3.7.	Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink correspondiente al bloque de inyección HFI.	68
3.8.	Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.	70
3.9.	Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	70
3.10.	Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	70
3.11.	Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	71
3.12.	Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	71
3.13.	Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	72
3.14.	Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	72

3.15. Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	73
3.16. Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	73
3.17. Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	74
3.18. Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	74
3.19. Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	76
3.20. Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	76
3.21. Rizado de par (amplitud señal) en función del desfase entre perturbaciones HFI.	77
3.22. Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo de control incluyendo el módulo <i>sensorless</i> [14].	78
3.23. Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del filtrado de las señales de corriente equivalente para la obtención de la información de la posición angular del rotor [13,14].	79
3.24. Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del módulo <i>sensorless</i>	81
3.25. Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real al no compensar el retraso añadido por el uso de filtros	81
3.26. Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real. Compensación: 1.45 rad	82
3.27. Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real. Compensación: 1.3 rad	82
3.28. Detalle de la forma de onda de la corriente $i_{\alpha,\beta}$ entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.	83
4.1. Diagrama de Gantt.	86
A.1. Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del motor IPMSM [14].	93
A.2. Electrónica de potencia [14].	94
A.3. Esquema de control [14].	94
A.4. Algoritmo FOC [14].	95
B.1. Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.	97
B.2. Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	98
B.3. Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	98

B.4. Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.	99
B.5. Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	99
B.6. Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	99
B.7. Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.	100
B.8. Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	100
B.9. Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	100
B.10. Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	101
B.11. Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	101
B.12. Ambos devanados perturbados (5°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	102
B.13. Ambos devanados perturbados (5°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	102
B.14. Ambos devanados perturbados (10°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	103
B.15. Ambos devanados perturbados (10°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	103
B.16. Ambos devanados perturbados (15°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	104
B.17. Ambos devanados perturbados (15°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	104
B.18. Ambos devanados perturbados (20°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	105
B.19. Ambos devanados perturbados (20°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	105
B.20. Ambos devanados perturbados (25°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	106
B.21. Ambos devanados perturbados (25°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	106
B.22. Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	107
B.23. Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	107

B.24. Ambos devanados perturbados (35°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 108

B.25. Ambos devanados perturbados (35°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 108

B.26. Ambos devanados perturbados (40°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 109

B.27. Ambos devanados perturbados (40°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 109

B.28. Ambos devanados perturbados (45°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 110

B.29. Ambos devanados perturbados (45°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 110

B.30. Ambos devanados perturbados (50°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 111

B.31. Ambos devanados perturbados (50°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 111

B.32. Ambos devanados perturbados (55°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 112

B.33. Ambos devanados perturbados (55°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 112

B.34. Ambos devanados perturbados (60°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 113

B.35. Ambos devanados perturbados (60°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 113

B.36. Ambos devanados perturbados (65°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 114

B.37. Ambos devanados perturbados (65°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 114

B.38. Ambos devanados perturbados (70°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 115

B.39. Ambos devanados perturbados (70°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 115

B.40. Ambos devanados perturbados (75°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 116

B.41. Ambos devanados perturbados (75°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 116

B.42. Ambos devanados perturbados (80°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 117

B.43. Ambos devanados perturbados (80°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 117

B.44. Ambos devanados perturbados (85°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	118
B.45. Ambos devanados perturbados (85°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	118
B.46. Ambos devanados perturbados (90°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	119
B.47. Ambos devanados perturbados (90°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	119
B.48. Ambos devanados perturbados (95°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	120
B.49. Ambos devanados perturbados (95°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	120
B.50. Ambos devanados perturbados (100°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	121
B.51. Ambos devanados perturbados (100°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	121
B.52. Ambos devanados perturbados (105°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	122
B.53. Ambos devanados perturbados (105°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	122
B.54. Ambos devanados perturbados (110°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	123
B.55. Ambos devanados perturbados (110°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	123
B.56. Ambos devanados perturbados (115°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	124
B.57. Ambos devanados perturbados (115°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	124
B.58. Ambos devanados perturbados (120°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	125
B.59. Ambos devanados perturbados (120°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	125
B.60. Ambos devanados perturbados (125°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	126
B.61. Ambos devanados perturbados (125°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	126
B.62. Ambos devanados perturbados (130°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	127
B.63. Ambos devanados perturbados (130°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	127

B.64. Ambos devanados perturbados (135°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	128
B.65. Ambos devanados perturbados (135°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	128
B.66. Ambos devanados perturbados (140°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	129
B.67. Ambos devanados perturbados (140°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	129
B.68. Ambos devanados perturbados (145°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	130
B.69. Ambos devanados perturbados (145°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	130
B.70. Ambos devanados perturbados (150°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	131
B.71. Ambos devanados perturbados (150°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	131
B.72. Ambos devanados perturbados (155°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	132
B.73. Ambos devanados perturbados (155°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	132
B.74. Ambos devanados perturbados (160°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	133
B.75. Ambos devanados perturbados (160°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	133
B.76. Ambos devanados perturbados (165°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	134
B.77. Ambos devanados perturbados (165°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	134
B.78. Ambos devanados perturbados (170°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	135
B.79. Ambos devanados perturbados (170°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	135
B.80. Ambos devanados perturbados (175°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	136
B.81. Ambos devanados perturbados (175°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	136
B.82. Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	137
B.83. Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	137

B.84. Ambos devanados perturbados (185°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	138
B.85. Ambos devanados perturbados (185°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	138
B.86. Ambos devanados perturbados (190°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	139
B.87. Ambos devanados perturbados (190°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	139
B.88. Ambos devanados perturbados (195°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	140
B.89. Ambos devanados perturbados (195°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	140
B.90. Ambos devanados perturbados (200°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	141
B.91. Ambos devanados perturbados (200°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	141
B.92. Ambos devanados perturbados (205°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	142
B.93. Ambos devanados perturbados (205°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	142
B.94. Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	143
B.95. Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	143
B.96. Ambos devanados perturbados (215°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	144
B.97. Ambos devanados perturbados (215°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	144
B.98. Ambos devanados perturbados (220°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	145
B.99. Ambos devanados perturbados (220°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	145
B.100. Ambos devanados perturbados (225°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	146
B.101. Ambos devanados perturbados (225°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	146
B.102. Ambos devanados perturbados (230°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.	147
B.103. Ambos devanados perturbados (230°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.	147

B.104 Ambos devanados perturbados (235°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 148

B.105 Ambos devanados perturbados (235°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 148

B.106 Ambos devanados perturbados (240°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 149

B.107 Ambos devanados perturbados (240°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 149

B.108 Ambos devanados perturbados (245°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 150

B.109 Ambos devanados perturbados (245°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 150

B.110 Ambos devanados perturbados (250°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 151

B.111 Ambos devanados perturbados (250°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 151

B.112 Ambos devanados perturbados (255°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 152

B.113 Ambos devanados perturbados (255°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 152

B.114 Ambos devanados perturbados (260°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 153

B.115 Ambos devanados perturbados (260°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 153

B.116 Ambos devanados perturbados (265°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 154

B.117 Ambos devanados perturbados (265°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 154

B.118 Ambos devanados perturbados (270°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 155

B.119 Ambos devanados perturbados (270°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 155

B.120 Ambos devanados perturbados (275°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 156

B.121 Ambos devanados perturbados (275°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 156

B.122 Ambos devanados perturbados (280°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s. 157

B.123 Ambos devanados perturbados (280°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s. 157

B.124	Ambos devanados perturbados (285°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	158
B.125	Ambos devanados perturbados (285°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	158
B.126	Ambos devanados perturbados (290°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	159
B.127	Ambos devanados perturbados (290°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	159
B.128	Ambos devanados perturbados (295°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	160
B.129	Ambos devanados perturbados (295°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	160
B.130	Ambos devanados perturbados (300°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	161
B.131	Ambos devanados perturbados (300°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	161
B.132	Ambos devanados perturbados (305°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	162
B.133	Ambos devanados perturbados (305°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	162
B.134	Ambos devanados perturbados (310°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	163
B.135	Ambos devanados perturbados (310°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	163
B.136	Ambos devanados perturbados (315°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	164
B.137	Ambos devanados perturbados (315°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	164
B.138	Ambos devanados perturbados (320°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	165
B.139	Ambos devanados perturbados (320°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	165
B.140	Ambos devanados perturbados (325°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	166
B.141	Ambos devanados perturbados (325°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	166
B.142	Ambos devanados perturbados (330°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s	167
B.143	Ambos devanados perturbados (330°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s	167

B.144 Ambos devanados perturbados (335°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 168

B.145 Ambos devanados perturbados (335°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 168

B.146 Ambos devanados perturbados (340°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 169

B.147 Ambos devanados perturbados (340°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 169

B.148 Ambos devanados perturbados (345°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 170

B.149 Ambos devanados perturbados (345°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 170

B.150 Ambos devanados perturbados (350°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 171

B.151 Ambos devanados perturbados (350°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 171

B.152 Ambos devanados perturbados (355°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 172

B.153 Ambos devanados perturbados (355°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 172

B.154 Ambos devanados perturbados (360°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s 173

B.155 Ambos devanados perturbados (360°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s 173

Lista de símbolos

R_s	Resistencia del estator (Ω)
L_s	Inductancia del estator (H)
L_d	Inductancia del estator proyectada en el eje d (H)
L_q	Inductancia del estator proyectada en el eje q (H)
M_d	Inductancia mutua proyectada en el eje d (H)
M_q	Inductancia mutua proyectada en el eje q (H)
ψ_{PM}	Módulo del flujo producido por los imanes permanentes (Wb)
P	Número de pares de polos del rotor
θ_e	Posición angular eléctrica del rotor (rad)
$\hat{\theta}_e$	Estimación de la posición angular eléctrica del rotor (rad)
θ_m	Posición angular mecánica del rotor (rad)
$\hat{\theta}_m$	Estimación de la posición angular mecánica del rotor (rad)
ω_e	Velocidad eléctrica del rotor (rad/s)
$\hat{\omega}_e$	Estimación de la velocidad eléctrica del rotor (rad/s)
ω_m	Velocidad mecánica del rotor (rad/s)
$\hat{\omega}_m$	Estimación de la velocidad mecánica del rotor (rad/s)
ω_i	Velocidad de rotación de la perturbación de alta frecuencia (rad/s)
f_i	Frecuencia de rotación de la perturbación de alta frecuencia (Hz)
V_i	Módulo del voltaje de la perturbación de alta frecuencia (V)
T_{em}	Par electromagnético (Nm)
T_{em}^*	Par electromagnético de referencia (Nm)
$v_{bem,f}$	Voltaje de la fuerza contraelectromotriz (V)
$i_{U,V,W}$	Corriente del estator de la fase U, V y W, respectivamente (A)
i_α	Corriente del estator proyectada en el eje α (A)
i_β	Corriente del estator proyectada en el eje β (A)
i_d	Corriente del estator proyectada en el eje d (A)
i_q	Corriente del estator proyectada en el eje q (A)
i_d^*	Corriente de referencia proyectada en el eje d (A)
i_q^*	Corriente de referencia proyectada en el eje q (A)
$v_{U,V,W}$	Voltaje del estator de la fase U, V y W, respectivamente (V)
$v_{U,V,W}^*$	Voltaje de referencia de la fase U, V y W, respectivamente (V)
v_α	Voltaje del estator proyectado en el eje α (V)
v_β	Voltaje del estator proyectada en el eje β (V)
v_d	Voltaje del estator proyectado en el eje d (V)
v_q	Voltaje del estator proyectado en el eje q (V)
v_d^*	Voltaje de referencia proyectado en el eje d (V)
v_q^*	Voltaje de referencia proyectado en el eje q (V)

Lista de acrónimos

APERT Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada

AC Corriente alterna, del inglés *Alternating Current*

BEV Vehículo eléctrico basado en baterías, del inglés *Battery Electric Vehicle*

CEIT Centro de Estudios e Investigaciones Técnicas de Gipuzkoa

COP Conferencia de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático

CO₂ Dióxido de carbono

DC Corriente continua, del inglés *Direct Current*

DOE *United States Department of Energy*

EKF *Extended Kalman Filter*

ELO *Extended Luenberger Observers*

EV Vehículo eléctrico, del inglés *Electric Vehicle*

FPGA *Field-Programmable Gate Array*

FOC Control orientado de campo, del inglés *Field-Oriented Control*

GEI Gases de Efecto Invernadero

HFI *High Frequency Injection*

IEA Agencia Internacional de la Energía, del inglés *International Energy Agency*

IM Máquina de inducción, del inglés *Induction Motor*

IoT *Internet of Things*

IPMSM *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*

IZEVA *International Zero Emission Vehicle Alliance*

MRAS *Model Reference Adaptive System*

OEM *Original Equipment Manufacturer*

PHEV Vehículo eléctrico híbrido enchufable, del inglés *Plug-in Hybrid Electric Vehicle*

PMSM Motor síncrono de imanes permanentes, del inglés *Permanent Magnet Synchronous Machine*

PWM Modulación por ancho de pulsos, del inglés *Pulse Width Modulation*

SMO *Sliding Mode Observers*

SRM *Switched Reluctance Machine*

UE Unión Europea

UN ESCAP *United Nations Economic and Social Commission for Asia*

UPV/EHU Universidad del País Vasco / Euskal Herriko Unibertsitatea

USCAR *United States Council for Automotive Research*

ZEV *Zero Emission Vehicle*

ZEVTC *Zero Emission Vehicle Transition Council*

Capítulo 1

Introducción

1.1. Cambio climático y acuerdo de París

En los últimos años, el cambio climático y sus efectos se han convertido en una de las mayores preocupaciones a nivel mundial; tanto en la esfera social como política. Por ejemplo, el 93 % de la población de la Unión Europea considera el cambio climático como un problema serio; siendo el problema más grave a nivel mundial para 1 de cada 5 europeos, por delante de problemas como el hambre o la pobreza, según un estudio de la Comisión Europea publicado en abril de 2021 [15]. Además, el 90 % de los ciudadanos europeos cree que la Unión Europea debe conseguir ser neutra en emisiones de efecto invernadero para 2050 [15].

En términos políticos, destaca el conocido como acuerdo de París, de diciembre de 2015, el cual se gestó en la conferencia del clima de París o COP21. Fue el primer acuerdo universal firmado entre 190 países y la Unión Europea. El objetivo principal es limitar el calentamiento mundial a 1.5°C respecto a los niveles preindustriales (año de referencia: 1900). La temperatura media global, en 2017, había aumentado 1°C (hasta 1.2°C , según recientes estudios) desde la era preindustrial, con una previsión de aumento entre 0.1 y 0.3°C cada década, situando un incremento de temperatura próximo a 2°C para el 2050. La decisión de limitar este incremento por debajo de los 2°C se debe a las recomendaciones de la comunidad científica, la cual alerta de los riesgos irreparables en el medio ambiente si se da tal incremento de temperatura [16, 17].

Los organismos públicos se han visto obligados a llegar a compromisos, acuerdos y a implementar políticas de distinto alcance y ámbito para poder cumplir con el acuerdo de París. Razones como que el registro de la última década es la más cálida hasta el momento y que 19 de los 20 años más cálidos hayan sido en los últimos 20 años (siendo 2019 el que presenta una temperatura media más eleva-

da) han generado la preocupación necesaria para que el clima concentre todas las atenciones y esfuerzos de los gobiernos y entidades [18].

En el ámbito de la Unión Europea, su Parlamento aprobó la Ley del Clima de la UE, de obligatorio cumplimiento a partir de julio de 2021, mediante la cual se fija una reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero de, como mínimo, un 55 % para 2030, elevando así el compromiso fijado por el acuerdo de París del 40 %. El objetivo para el 2050 es conseguir una reducción del 80 % de las emisiones de gases de efecto invernadero respecto al año 1990 [19]. En este contexto, la Figura 1.1 resume la reducción esperada segregada por sector, hasta 2050.

Para conseguir estos objetivos, se estableció el Pacto Verde Europeo y el paquete “Objetivo 55”, que sirven como hoja de ruta para conseguir esta reducción de las emisiones [20]. Ésta no es la primera reducción fijada por la Unión Europea, pues en 2008 fijó que, para 2020, las emisiones de gases contaminantes debían ser un 20 % menores que los niveles registrados en 1990. En 2019, las emisiones se habían reducido un 28 % [21]. Ese mismo año, el Parlamento Europeo declaró la emergencia climática y medioambiental [22].

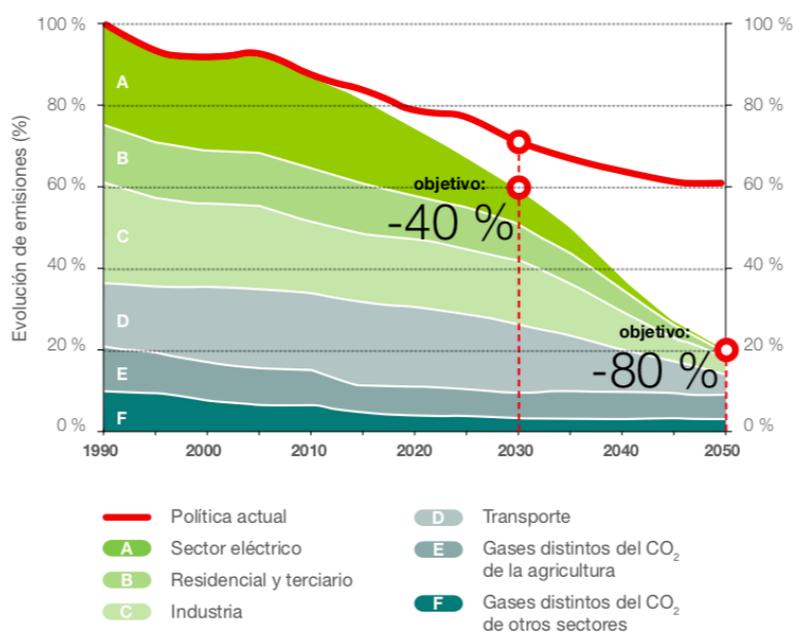


Figura 1.1: Hoja de ruta de la Unión Europea para la reducción de emisiones para 2050 [1].

En el contexto estatal, cabe destacar la Ley del Cambio Climático y Transición Energética, que entró en vigor en mayo del 2021 para cumplir con las directrices de la Unión Europea. En dicha ley, en la que se pretende facilitar la descarbonización de la economía española y transicionar hacia modelos de economía circular, se fijan los objetivos a cumplir en 2030: reducción de las emisiones en un 23 %, como mínimo, así como una generación energética con origen renovable de, al menos, un 42 %. Además, el consumo de energía primaria tendrá que reducirse un 39.5 %. Para conseguir estos hitos, se ha habilitado el Plan Nacional Integrado de Energía y Clima para 2021-2030 [23].

A nivel regional, en el Gobierno de Euskadi, desde 2002, se plantearon políticas y estrategias para poder mitigar el cambio climático, dado el alto grado de concienciación de la sociedad vasca, la cual estableció el cambio climático y el calentamiento global como el principal problema ambiental en 2008. Esta misma administración, estableció en 2015 la estrategia de cambio climático 2050 del País Vasco, Klima 2050, donde se definieron 9 metas, entre las que destaca transicionar hacia un modelo energético bajo en carbono y hacia un transporte sin emisiones, así como, por ejemplo, la reducción de residuos urbanos [1]. En 2020, el Gobierno Vasco elaboró el IV. Programa Marco Ambiental 2020, el cual sirve de sustento y guía para cumplir los objetivos propuestos para 2030 y 2050 [24].

1.2. Transporte y cambio climático: hacia la movilidad eléctrica

El total de emisiones de gases de efecto invernadero en la Unión Europea se compone de un 77 % debido a la generación de energía, un 9 % a los procesos industriales y el uso del producto, un 11 % a la agricultura y un 3 % asociado a la gestión de residuos. El transporte, que consume el 30 % de la energía generada, supone aproximadamente el 30 % de las emisiones globales [25]. En particular, el transporte por carretera supone el 72 % del total de las emisiones del sector del transporte, la navegación un 13 %, igualando el impacto de la aviación civil, que también representa un 13 % [26]. Por lo tanto, el transporte por carretera supone aproximadamente el 20 % de las emisiones totales de gases de efecto invernadero y, además, presenta un crecimiento más rápido que las de ningún otro sector. Esto se debe al incremento de la población con acceso a un vehículo, así como también a factores socioeconómicos como, por ejemplo, el cambio en la forma de comercio (*e-commerce*) [27].

Se espera que la población mundial crezca hasta los 9.8 mil millones para 2050, incrementando un 30 % la población registrada en 2017. Este incremento se trans-

formará en una necesidad de vehículos de carretera de aproximadamente 2 mil millones para ese mismo año [28], aunque hay otras previsiones que sitúan esta cifra de vehículos ya para 2035 [29]. Por todo ello, el transporte y la movilidad urbana e interurbana se han convertido en uno de los puntos de mejora clave para poder combatir el calentamiento global.

Teniendo en cuenta el ciclo de vida de las emisiones de CO₂ para los distintos tipos de vehículos -según su combustible- los vehículos eléctricos a partir de electricidad renovable tienen unas emisiones de 60 g/km, mientras que los coches convencionales rondan los 225 g/km [26]. Esto supone una reducción del 73 % de las emisiones de gases de efecto invernadero.

En línea con lo anterior, en la cumbre COP26 que tiene lugar en Glasgow durante el mes de noviembre de 2021, uno de los cuatro objetivos es acelerar la transición hacia los vehículos eléctricos [2]. A nivel internacional, ya ha habido 16 países que se han comprometido a vender únicamente vehículos eléctricos antes del 2040, tal y como se muestra en la Figura 1.2. Se han creado dos importantes organismos que son el IZEVA (*International Zero Emission Vehicle Alliance*) y el ZEVTC (*Zero Emission Vehicle Transition Council*) que tienen como objetivo acelerar la transición hacia una movilidad eléctrica y limpia [30].

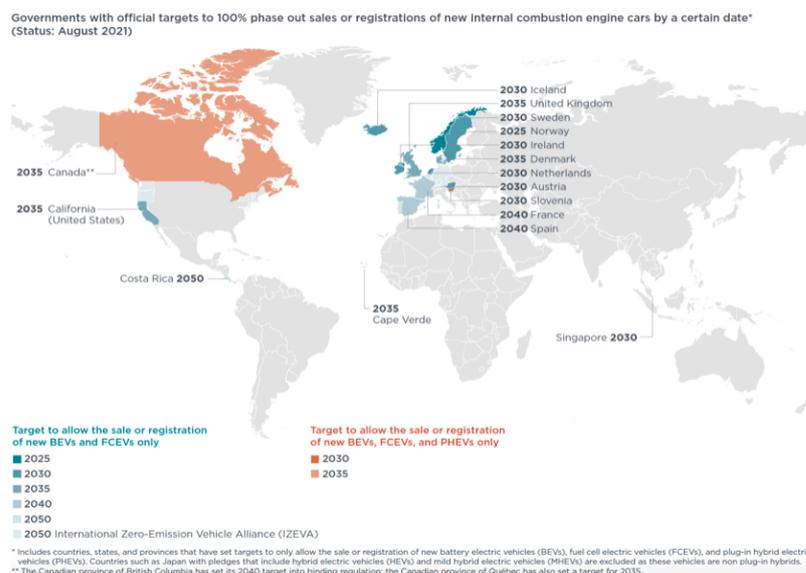


Figura 1.2: Gobiernos comprometidos con no permitir la venta de vehículos de combustión interna [2].

La Ley del Cambio Climático y Transición Energética del gobierno español hace especial hincapié en la movilidad: alcanzar un parque automovilístico de turismos

sin emisiones directas de dióxido de carbono para 2050. Para ello, se requerirá desplegar una infraestructura suficiente de recarga eléctrica. A modo ilustrativo, una de las medidas a tomar será que todas aquellas estaciones de servicio que tengan unas ventas superiores a los 5 millones de litros de combustibles de base fósil (gasolina o gasoil) deberán instalar puntos de carga eléctrica, consiguiendo suplir el 10% de la red prevista [31].

Por todo ello, queda patente el interés tanto de agentes políticos como sociales hacia la electrificación paulatina del transporte.

1.3. Reducción de los gases de efecto invernadero del transporte por carretera

La reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero se puede realizar mediante distintas aproximaciones [32]:

- I. La mejora tecnológica de los motores de combustión interna, incrementando la eficiencia de los mismos y reduciendo así el consumo de combustible para un mismo recorrido.
- II. La sustitución de los combustibles convencionales de origen fósil por biocombustibles o nuevos combustibles como el hidrógeno.
- III. La sustitución de los vehículos de combustión interna por vehículos con motor de base eléctrica.
- IV. El cambio de los modelos de transporte de la sociedad, incrementando los movimientos en transporte público o promoviendo conceptos como *car-sharing* o *u-drive*.

De todos modos, únicamente a través del cambio hacia una flota completamente ZEV (*Zero Emission Vehicle*) se podrán reducir las emisiones asociadas al transporte por carretera, de acuerdo a los objetivos de reducción de emisiones especificados en apartados anteriores [32]. Esto se explica porque el gas natural, como ejemplo de combustible alternativo, no presenta beneficios en cuanto a la reducción de emisiones. Lo mismo ocurre con los e-combustibles (que son aquellos que se producen a partir del dióxido de carbono capturado y de electricidad). Aunque los vehículos híbridos pueden ser una solución temporal, tienen un elevado grado de dependencia de los motores de combustión interna, lo que los inhabilita como una solución a largo plazo para acabar con las emisiones de gases de efecto invernadero [3].

El mayor punto a favor del vehículo eléctrico como herramienta para disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero y, así, frenar el aumento de la temperatura media global, es que sus emisiones asociadas son mucho menores que las de los vehículos convencionales. Además, la eficiencia de un motor eléctrico es, en términos generales, 3 veces la de un motor térmico [3]. Hay que tener en cuenta que, a la hora de comparar las emisiones de gases de efecto invernadero, hay que hacerlo desde una perspectiva de ciclo de vida. Esto se debe a que los vehículos eléctricos e híbridos tienen un proceso productivo (así como un reciclaje) más contaminante por las baterías que requieren. Es por ello que, en la Figura 1.3, se consideran las emisiones de gases de efecto invernadero asociadas al ciclo de vida completo de los vehículos. Se observa como, actualmente, los vehículos eléctricos emiten entre 105 y 150 g de CO_2/km en función de si están basados en baterías o en pilas de combustible. Los vehículos convencionales, sin embargo, oscilan entre 245 y 250 g de CO_2/km en función del combustible. Los vehículos híbridos se encuentran a medio camino emitiendo 180 g de CO_2/km .

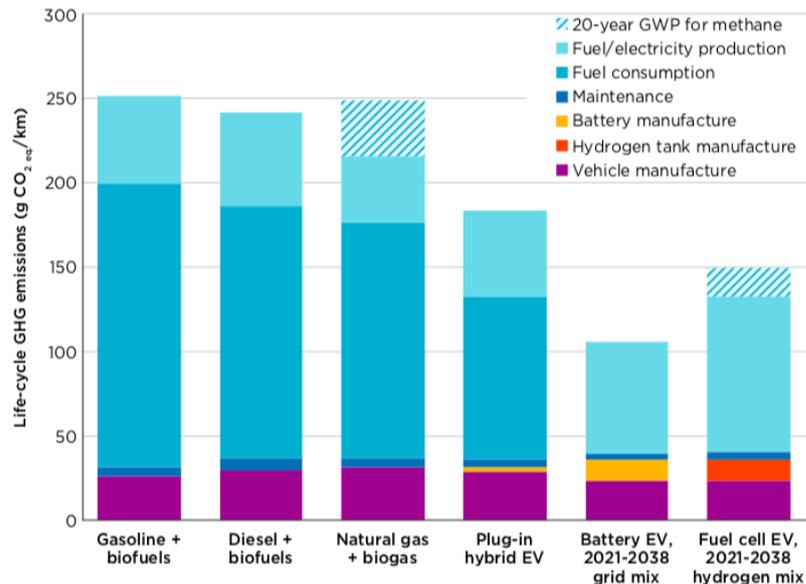


Figura 1.3: Emisiones de gases de efecto invernadero del ciclo de vida de un coche medio (datos correspondientes a 2021) [3].

Los vehículos eléctricos presentan unos valores elevados debido a que se considera el mix energético actual. En 2020, en la Unión Europea el mix eléctrico fue el siguiente: 41 % fuentes renovables, 33 % combustibles fósiles y un 25 % proveniente de centrales nucleares [33]. El mix eléctrico de los próximos años, para poder cumplir con los objetivos del acuerdo de París, va a ir transicionando hacia una generación eléctrica obtenida mayoritariamente a partir de fuentes de energía

renovable (alcanzando un 54% en 2030) [34]. Esto hace que las emisiones de gases de efecto invernadero asociadas al consumo de electricidad vayan a reducirse drásticamente. Conjuntamente con el efecto de las mejoras tecnológicas de los motores (tanto térmicos como eléctricos), se proyectan cantidades de emisiones mucho menores en el caso de los motores eléctricos, mientras que este descenso es muy ligero para los motores de combustión interna. En la Figura 1.4 se observa como los vehículos eléctricos emitirán alrededor de 50 g de CO₂/km, y 105 g de CO₂/km en el caso de los basados en pilas de combustible, para 2030. Sin embargo, los motores de combustión interna oscilan entre 225 y 245 g de CO₂/km. Los vehículos de tipo híbrido bajarán sus emisiones de 180 g de CO₂/km a 155 g de CO₂/km.

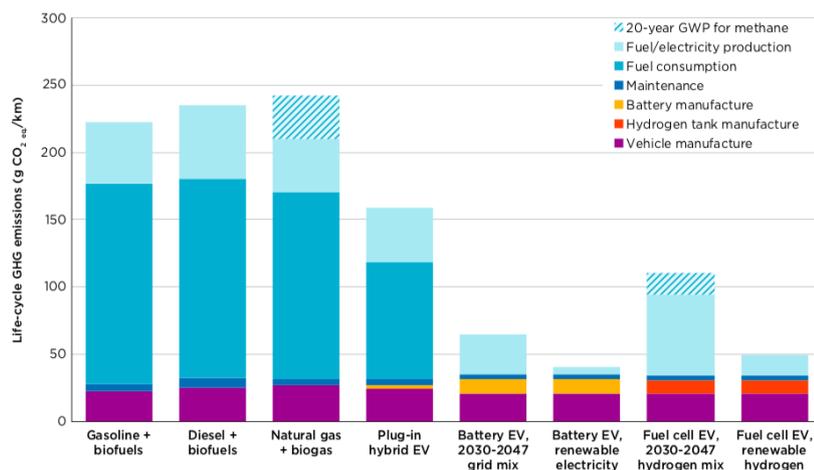


Figura 1.4: Emisiones de gases de efecto invernadero del ciclo de vida de un coche medio (datos correspondientes a 2030) [3].

Resulta evidente, entonces, que los vehículos eléctricos basados en baterías se postulan como la mejor alternativa para reducir las emisiones de gases de efecto invernadero en el sector del transporte por carretera.

1.4. Evolución de la movilidad eléctrica

Por todo lo presentado anteriormente, el mercado del vehículo eléctrico ha experimentado un crecimiento exponencial en los últimos años. La presión sobre la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero y una mayor eficiencia del motor eléctrico han hecho que el mercado permita crecer rápidamente a empresas dedicadas únicamente a la movilidad eléctrica, como es el caso de Tesla, a la vez que ha permitido que grandes compañías automovilísticas hayan dado cabida a sus modelos eléctricos.

En 2010, únicamente 17.000 vehículos eran eléctricos en todo el mundo. Al finalizar la década, en 2019, las carreteras contaban con 7.2 millones de vehículos eléctricos, tanto basados en baterías como híbridos enchufables. Esta tendencia de crecimiento se ha evidenciado con la superación de los 10 millones de vehículos en 2020 [4]. En la Figura 1.5 se aprecia como el incremento ha sido mayor a lo largo de la segunda mitad de la década, aumentando un 60 % cada año desde que en 2016 se rebasaran los 2 millones de vehículos eléctricos [35].

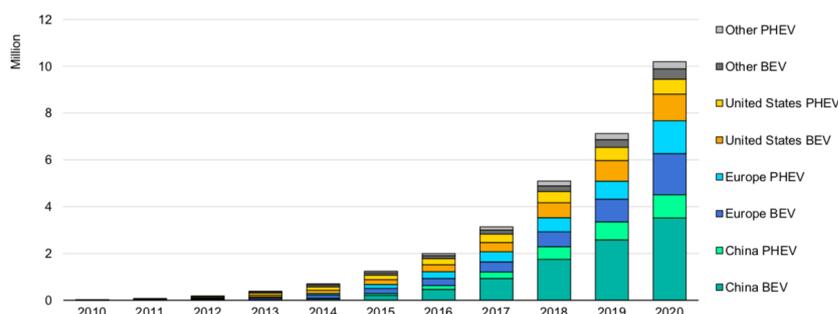


Figura 1.5: Stock global de vehículos eléctricos (período 2010-2020) [4].

En 2020 se registraron alrededor de 3 millones de coches eléctricos, siendo la primera vez que Europa supera a China con 1.4 y 1.2 millones, respectivamente. Esto se debe a que, en Europa, las ventas de vehículos eléctricos aumentó más del doble respecto al ejercicio anterior [4].

Los principales fabricantes de vehículos han incrementado sus ambiciones y expectativas presentadas para 2025 y miran más allá con programas estratégicos, los cuales tienen la mirada puesta en 2030. Esto hace que el nivel de ventas acumuladas para 2025 se sitúe entre 55 y 73 millones de vehículos eléctricos, lo cual está alineado con las previsiones de crecimiento del mercado según la IEA (International Energy Agency), tal y como se recoge en la Figura 1.6.

Para poder conseguir estos valores de ventas acumuladas, la perspectiva es que, en 2025, las ventas se sitúen entre los 15 y 20 millones de vehículos anuales. Estas cifras se disparan para 2030: entre 25 y 45 millones de vehículos a nivel mundial (ver Figura 1.7).

1.5. Retos de la movilidad eléctrica

Para poder cumplir con los objetivos de penetración de la movilidad eléctrica mostrados anteriormente, hay ciertos aspectos técnicos que tienen que mejorarse para convertir al vehículo eléctrico, desde el punto de vista de usuario, en igual de atractivo que el vehículo de combustión interna. Estos puntos críticos de mejora

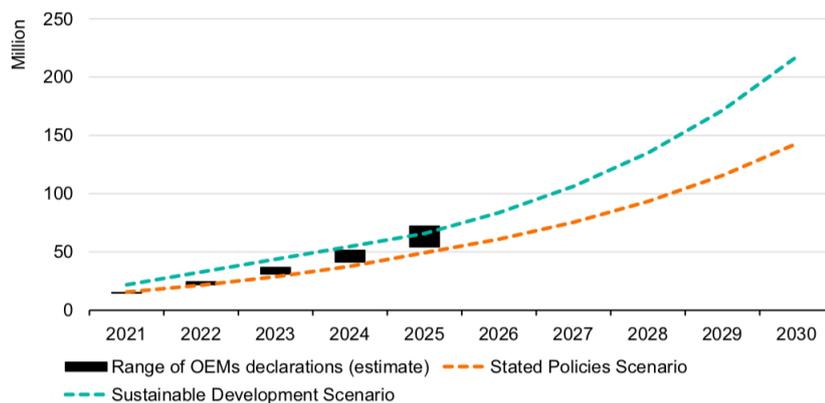


Figura 1.6: Previsiones de los fabricantes en comparación con las proyecciones de la IEA para los vehículos eléctricos de transporte ligero (período 2021-2025) [4].

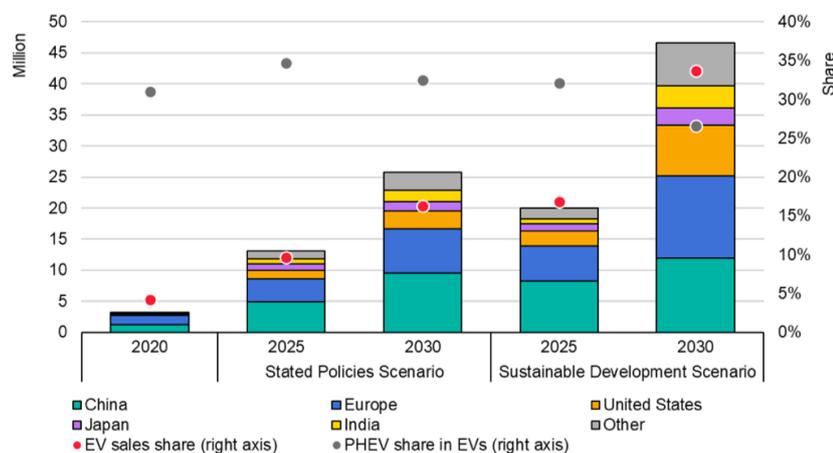


Figura 1.7: Ventas globales de vehículos eléctricos (período 2020-2030) [4].

son la potencia y la eficiencia global del vehículo, la velocidad máxima, la respuesta dinámica, la fiabilidad y, especialmente, la autonomía y el coste económico. En consonancia con estos puntos, distintas entidades como la Unión Europea con el programa Horizon 2020, el USCAR (*United States Council for Automotive Research*), el DOE (*United States Department of Energy*) y el UN ESCAP (*United Nations Economic and Social Commission for Asia*) han establecido los siguientes objetivos tecnológicos [28, 36]:

- I. Incremento de la capacidad de generación de par del motor eléctrico en un 30 % y de la velocidad en un 50 %.
- II. Reducción del 50 % de las pérdidas en el motor.

- III. Incremento de la densidad de potencia en un 50 % en los convertidores de potencia, reduciendo sus pérdidas también en un 50 %.
- IV. Optimización de la eficiencia global en un 20 %.
- V. Reducción del peso y volumen del tren motor en un 40 %.
- VI. Reducción en 4 veces los costes tanto del motor eléctrico como de la electrónica de potencia.
- VII. Simplificación de los sistemas de gestión térmica, mejorando los sistemas de refrigeración.

Por lo tanto, la academia y la industria deben desarrollar tecnologías innovadoras para cumplir dichos objetivos ambiciosos.

1.6. Contexto

Este trabajo fin de máster se ha realizado en el Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada (APERTE) del Departamento de Tecnología Electrónica de la Escuela de Ingeniería de Bilbao (UPV/EHU), donde la estudiante ha participado durante el curso 2021/2022 como colaboradora.

Las líneas principales de investigación del grupo APERTE son los circuitos reconfigurables y *Systems-on-chip* y los circuitos de potencia y control para convertidores de energía.

La línea de investigación de los circuitos reconfigurables y *Systems-on-chip* se basa en la utilización de FPGAs de nueva generación y de alta capacidad para integrar sistemas digitales en un único circuito integrado, así como hacer uso de la capacidad de reconfiguración de estos dispositivos: diseño orientado a síntesis, arquitecturas de interconexión de *cores* y técnicas de tolerancia a fallos. Además, se aplican los avances obtenidos en este campo a necesidades concretas surgidas en las otras áreas de investigación en las que trabaja APERTE (electrónica de potencia, control de energía, etc.). Dentro de esta línea de investigación el grupo está especializado en las siguientes ramas:

- I. Circuitos digitales de comunicaciones: Esta línea abarca la investigación relacionada con los sistemas de comunicaciones desde un punto de vista electrónico. Entre otros aspectos, son objeto de investigación: la seguridad y la fiabilidad en las comunicaciones digitales, particularmente nuevas arquitecturas electrónicas que implementen algoritmos de cifrado y autenticado; arquitecturas redundantes para aplicaciones de alta fiabilidad; módulos o *cores* de

procesamiento de tramas a alta velocidad para buses normalizados; sistemas digitales reconfigurables integrados en un chip que ofrezcan soluciones a aplicaciones concretas que demanden comunicaciones seguras y técnicas de diseño de alto nivel de equipos de red basados en las nuevas plataformas reconfigurables.

- II. Circuitos digitales para industria 4.0: Aprovechando los conocimientos en circuitos digitales para comunicaciones, esta línea abarca los denominados *Cyber-Physical Systems*. Estos dispositivos trasladan el concepto del Internet de las cosas (IoT) al mundo industrial. Mediante este paso se pretende interconectar la planta productiva y ser capaz de extraer gran cantidad de datos de la misma. Entre otros aspectos, son objeto de investigación, además de los pertinentes a las comunicaciones seguras, la interconexión de dispositivos de fabricantes diferentes, la sincronización entre dispositivos, la captura de datos de alto valor añadido, así como la transmisión de los mismos.

La línea de investigación de los circuitos de potencia y control para convertidores de energía está orientada al diseño y al estudio del comportamiento de los sistemas electrónicos de potencia utilizados en el proceso de generación, transformación y almacenamiento de energía eléctrica. En ella, se analizan alternativas de convertidores avanzados distintas a las utilizadas tradicionalmente. El grupo ha trabajado en topologías de convertidores novedosas como los convertidores matriciales y en distintos aspectos del aprovechamiento de fuentes de energías renovables como la energía minieólica o el control de microrredes eléctricas. Esta línea de investigación se centra en dos áreas fundamentales:

- I. Electrónica para el sistema de propulsión e infraestructura de carga del vehículo eléctrico: mejoras en el rendimiento, el control y la refrigeración de los inversores y convertidores de potencia utilizados tanto en la propulsión como en la infraestructura de carga del vehículo eléctrico.
- II. Convertidores de potencia: en esta línea se investiga sobre convertidores de potencia y su control aplicados en aceleradores de partículas utilizados en la investigación científica y aplicaciones médicas, así como a los aplicados en redes de distribución inteligentes (*Smart grids*).

En particular, este trabajo se enmarca en la línea de investigación relacionada con los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos, dentro del siguiente proyecto de investigación con financiación pública competitiva:

- Nombre del proyecto: Sistema de propulsión multifase con convertidor de banda ancha para aplicaciones de vehículo eléctrico (MULTIPHASE-WBG). PID2020-115126RB-I00

- Entidad de realización: UPV/EHU
- Nombres investigadores principales: Jon Andreu Larrañaga; Iñigo Kortabarría Iparragirre
- N^o de investigadores/as: 10
- Entidad financiadora: Ministerio de Ciencia e Innovación
- Tipo de entidad: Gobierno de España
- Nombre del programa: Programa Estatal de I+D+i Orientada a los Retos de la Sociedad
- Fecha de inicio-fin: 01/09/2021 - 31/08/2024

1.7. Objetivos y alcance del proyecto

En el contexto de las mejoras tecnológicas relacionadas con los puntos anteriormente mencionados, el objetivo de este estudio es aportar novedades tecnológicas en cuanto a la determinación de la posición angular del rotor respecto del estator, información necesaria para poder aplicar las acciones de control de par. Se pretende sustituir los elementos de detección físicos (*encoder* o *resolver*) por técnicas *sensorless*. Esto contribuye directamente a los puntos V y VI expuestos en la sección 1.5, ya que el sensor de posición angular es un dispositivo relativamente voluminoso y de coste elevado. Por ejemplo, un *resolver* reluctante de los típicamente utilizados en automoción (Smartsyn, de Tamagawa) tiene un coste unitario aproximado de 300 €, por lo que su eliminación supone un ahorro importante. Además, se contribuye en mejorar la fiabilidad del sistema, ya que se elimina la utilización de un elemento crítico susceptible a fallos.

Los objetivos de este trabajo fin de máster son los siguientes:

- I. Revisión de las técnicas *sensorless* actuales para motores trifásicos convencionales aplicables a vehículos eléctricos.
- II. Trasladar las técnicas *sensorless* para bajas velocidades basadas en la inyección de alta frecuencia de motores trifásicos a motores trifásicos duales (multifase).
- III. Determinar la viabilidad de estas técnicas en cuanto a la fiabilidad y robustez de su respuesta.

- iv. Establecer la práctica más adecuada para obtener la estimación más fiable de la posición del rotor con el menor ruido en el par electromagnético.

Para lograr estos objetivos se ha desarrollado un modelo de simulación detallado del sistema de propulsión de un vehículo eléctrico en el entorno MATLAB/Simulink, mediante el cual se va a simular el comportamiento de las soluciones planteadas para poderlas comparar y mejorar. Las simulaciones van a aportar información en función del tipo de ensayo:

- Aplicación de la inyección de alta frecuencia en un único bobinado: permite entender la influencia en el par electromagnético y determinar el grado de precisión de la estimación.
- Aplicación de la inyección de alta frecuencia en ambos bobinados de la máquina trifásica dual: determinar el grado de precisión de la estimación.
- Análisis del impacto del desfase entre perturbaciones al aplicar la inyección de alta frecuencia en ambos bobinados: determinar cuál es la mejor combinación desde el punto de vista de la precisión y la calidad de la señal (rizado de par).

Capítulo 2

Estado del arte

2.1. Motores multifase y movilidad eléctrica

2.1.1. Revisión y comparación de tecnologías para máquinas eléctricas

En la actualidad, los vehículos eléctricos hacen uso, principalmente, de dos tecnologías de máquina eléctrica: las máquinas de inducción (IM, del inglés *Induction Motor*) y las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM, del inglés *Permanent Magnet Synchronous Machine*). De acuerdo con la literatura científica, la utilización de PMSM es la opción más recomendada para los vehículos eléctricos basados en baterías. Esto se debe a que presentan una eficiencia mayor y una densidad de potencia superior. Al no tener escobillas ni colectores, requieren un menor nivel de mantenimiento y tienen una inercia menor, lo cual conduce a una mejor respuesta dinámica [37].

Mientras que la eficiencia de una IM se sitúa entre el 79 % y el 86 %, una PMSM oscila entre el 91.3 % y el 95.8 %. Además, se tiene una densidad de potencia de 2.5 kW/l y 3.3-10.2 kW/l, respectivamente. La utilización de máquinas síncronas permite operar en un rango de velocidades mucho más amplio, pero su coste es superior al de las IM por el uso de imanes basados en tierras raras [28,38]. Para dar respuesta a la problemática de la escasez de estos materiales, existen los motores PM-assisted SynRM, que son máquinas de imanes permanentes que reemplazan las aleaciones presentes en los imanes de neodimio (neodimio, hierro y boro) por ferrita: un material fácil de producir y barato [13].

A partir de la Figura 2.1 se puede concluir, desde el punto de vista de la eficiencia, que el uso de las PMSM está justificado para tráfico urbano; mientras que para vehículos deportivos el uso de IM está más indicado.

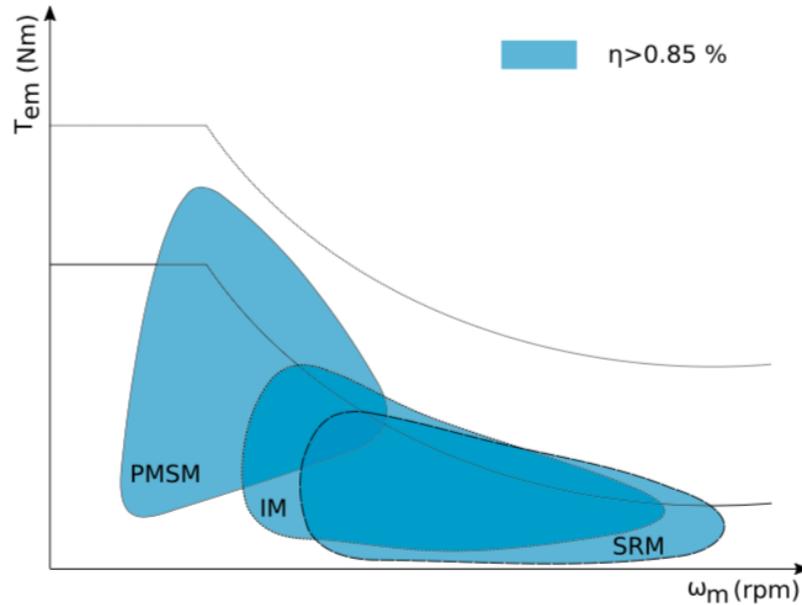


Figura 2.1: Comparativa de la eficiencia de las PMSM, las IM y las SRM² en función del punto de operación (curva par-velocidad) [5].

Para el estudio que se pretende llevar a cabo en este trabajo fin de máster, únicamente se van a considerar las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM), por ser la tecnología más extendida en el mercado actual.

En cuanto al número de fases, la tecnología más implementada en el transporte ligero por carretera es el motor trifásico, mientras que los motores multifase se utilizan para vehículos pesados [28]. Aunque la tecnología trifásica está altamente implementada y dispone de un elevado nivel de madurez industrial, las ventajas que presentan los motores multifase para poder dar solución a los retos comentados en la sección 1.5 hacen que se postulen como una alternativa real para los motores de nueva generación de vehículos ligeros. A continuación, se analizan las distintas topologías multifase y sus ventajas.

2.1.2. Motores multifase: topología y ventajas

Se considera un motor multifase todo aquel que tenga un número de fases superior a tres. En función de su arquitectura, se identifican tres familias de motores

²La máquina de reluctancia conmutada o Switched Reluctance Machine es otra posible alternativa. Sin embargo, su utilización es marginal y, por ello, no es objeto de este trabajo. Para más información sobre esta tecnología, consúltese la referencia [39].

multifase (ver Figura 2.3) [6]:

- Motores trifásicos múltiples: estos tienen n sets trifásicos y cada uno de ellos tiene un neutro aislado. Este tipo de motor multifase trata de emular varios motores trifásicos en una sola envolvente. Esto implica que toda la tecnología *hardware* que se utiliza, incluyendo la electrónica de potencia, es la misma que se utiliza para los motores trifásicos convencionales. A nivel de control, este tipo de máquina puede controlarse como si fueran dos motores trifásicos independientes o, como se explicará más adelante, se puede considerar como una unidad (lo cual permite un control más preciso). La configuración más habitual es la trifásica dual (dos bobinados trifásicos).

Los motores trifásicos duales se clasifican en simétricos y asimétricos en función del desfase entre sus fases adyacentes: los motores asimétricos presentan un desfase angular de $2\alpha = 30^\circ$ mientras que el de los simétricos es de $2\alpha = 60^\circ$ tal y como puede observarse en la Figura 2.2. Para el desarrollo de este trabajo fin de máster se utiliza una máquina trifásica dual asimétrica, con $2\alpha = 30^\circ$, ya que presenta menos componentes armónicos y es la tecnología que se dispondrá, en un futuro, en el laboratorio del grupo APERT [8].

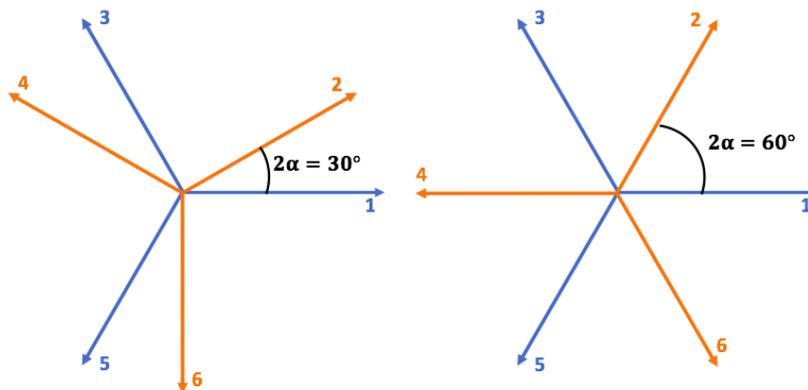


Figura 2.2: Diagrama fasorial de las tensiones para una máquina trifásica dual asimétrica (izquierda) y simétrica (derecha).

- Motores de n fases con una única conexión a neutro: estos motores presentan siempre un número impar de fases. La configuración más habitual es la de cinco fases con conexión en estrella.
- Motores de n fases independientes entre ellas: están conectadas cada una de ellas a un puente H. Desde el punto de vista de la tolerancia a fallos,

es la opción más interesante al presentar un mayor grado de flexibilidad, ya que cada convertidor puede desconectarse de la fuente de alimentación permitiendo el funcionamiento con las otras fases. Sin embargo es la solución más cara y compleja, por lo que se descarta, en principio, para aplicaciones de electromovilidad.

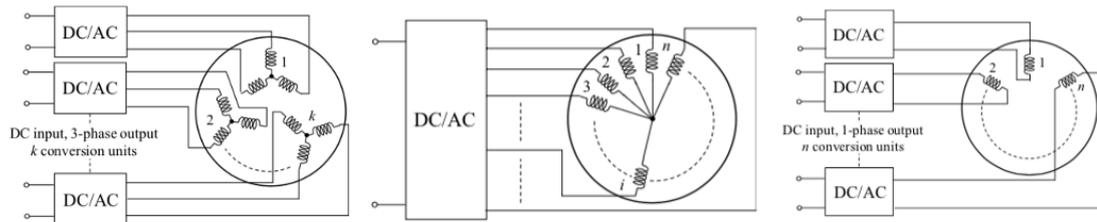


Figura 2.3: De izquierda a derecha: motor trifásico múltiple, motor de n fases con una única conexión a neutro, motor de n fases independientes sin conexión al punto neutro [6].

Las ventajas que presentan los motores multifase respecto a los trifásicos pueden resumirse en los siguientes puntos [28, 36]:

- I. División de la potencia: permiten manejar mayores potencias, ya que, al tener un mayor número de fases, se reduce proporcionalmente la potencia por fase y, consecuentemente, la corriente que debe soportar cada una de ellas. Esto se traduce en un abaratamiento de los elementos (dispositivos de potencia, IGBTs ó MOSFETs), así como en un alargamiento de la vida útil de los mismos.
- II. Incremento de la tolerancia a fallos: al disponer de un número mayor de fases se obtienen grados de libertad adicionales, lo que permite seguir funcionando pese a la pérdida de una de las fases sin necesidad de reconfigurar el control. De todas maneras, utilizando estrategias correctivas de control, se mejora la operación del motor tras una falta, lo que incrementa la fiabilidad del sistema, repercutiendo directamente en la seguridad de los pasajeros.
- III. Mayor densidad de potencia: un mayor número de grados de libertad permite un control de la inyección armónica más preciso, incrementando la capacidad de producción de par útil (esto es especialmente relevante para máquinas de cinco fases con conexión en estrella). Adicionalmente, se da una reducción del contenido armónico en la corriente del bus de continua, lo que se traduce en un aumento de la vida útil de los componentes del bus DC y/o la reducción de su tamaño.

- iv. Reducción del rizado de par: debido a la disminución de la distorsión armónica de las corrientes sintetizadas en el estator de la máquina, las pulsaciones del par electromagnético son menores.
- v. Algunas de las topologías disponibles pueden reutilizarse de forma efectiva para la carga de baterías, eliminando la necesidad de un convertidor específico para la carga de las mismas. Esto reduce tanto el volumen y el peso como el coste del equipo. Además, un menor número de elementos afecta de forma positiva en la fiabilidad del motor, puesto que la probabilidad de fallo se ve reducida.
- vi. Aumento de la eficiencia global: principalmente por una mayor distribución de potencia entre fases.

Entre las arquitecturas anteriormente mencionadas, la máquina trifásica doble presenta una ventaja clara respecto a las otras alternativas: tanto la electrónica de potencia como los algoritmos de control que se utilizan para los motores trifásicos actuales puede trasladarse fácilmente al escenario trifásico doble, simplificando así la transición entre los motores trifásicos y las soluciones multifase para los motores de nueva generación [36]. Además, su coste, complejidad y prestaciones son muy adecuadas para el sector automoción. Por ello, será sobre esta topología sobre la que se va a trabajar en este trabajo fin de máster.

A continuación se describe el control vectorial de este tipo de máquinas. Para ello se explica, en primer lugar, el control trifásico para, posteriormente, tratar el control de una máquina trifásica dual.

2.2. Control vectorial en PMSM: Algoritmo FOC

2.2.1. Descripción del algoritmo FOC

En la industria, los motores síncronos basados en imanes permanentes para máquinas trifásicas utilizan, por lo general, técnicas de control de vectorial para poder desacoplar el control del flujo magnético y del par y, así, tener un buen control del par electromagnético. La técnica más implementada a día de hoy³ es el FOC (del inglés, *Field-Oriented Control*) [37].

El algoritmo FOC es un método de control que se basa en la transformación matemática de las corrientes del estator en dos componentes ortogonales que representan el flujo magnético y el par. Controlando estas componentes a los valores de

³Existen otras técnicas no vectoriales que se pueden emplear para el control de máquinas eléctricas como el *Direct Torque Control* (DTC) o el *Sliding Mode Control* (SMC), pero éstas prácticamente no se utilizan en el entorno industrial.

referencia deseados se obtiene el par deseado. Para poder realizar las transformaciones trifásicas correspondientes, es necesario conocer la posición relativa del rotor respecto del estator. Mediante el uso de reguladores PI, se consiguen establecer las tensiones requeridas de cada una de las fases. Esta información va directamente al módulo PWM (del inglés, *Pulse Width Modulation*) quien se encarga de regular los instantes de activación de los transistores para conseguir la tensión necesaria.

El FOC se fundamenta en el hecho de que debe existir un desfase entre el campo magnético generado por el rotor respecto el generado por el estator para producir par, y que éste es máximo cuando la diferencia angular es de 90° , incrementando la eficiencia global del motor. El campo magnético del rotor está alineado con su posición relativa (con el polo norte del mismo) y, por lo tanto, su orientación va variando a la vez que lo hace el rotor. Para maximizar el par, hay que mantener siempre los vectores de campo del estator y el rotor ortogonales. El FOC consta de tres pasos [7]:

1. Medición de la posición angular del rotor (respecto del estator). Esta medida puede realizarse mediante sensores o, como se verá más adelante, implementando técnicas *sensorless*.
2. Cálculo del vector de campo magnético del estator deseado, ortogonal con el campo magnético del rotor. Para ello, se utiliza la información del vector posición del rotor obtenida en el primer paso.
3. Manipulación de las corrientes de las tres fases para garantizar el vector de campo magnético del estator. Al tratarse de motores trifásicos -corriente alterna-, las señales a tratar son sinusoidales y su control resulta muy complicado a través de controladores PID. Es por ello que mediante las transformaciones de Clarke y Park se consigue transformar el sistema de referencia fijo del estator en un sistema de referencia rotativo y, entonces, se requiere únicamente de dos controladores PI.

Como los vectores de campo del estator y del rotor mantienen el desfase con el tiempo, desacoplando el vector del campo magnético se consigue que tengan una distancia angular constante de 90° . Para ello, se selecciona una base tal que una de sus componentes sea paralela al vector de campo del rotor y la otra, ortogonal a ésta. Se consiguen, entonces, el eje directo (d) y el eje de cuadratura (q), respectivamente, como se puede ver en la Figura 2.4. Es conocido que, para una máquina sin reluctancia, la corriente directa (i_d) no contribuye a la generación de par, mientras que la corriente de cuadratura (i_q) es la responsable del par útil. En este caso, la corriente i_d se regula a cero y se comanda una determinada referencia para i_q . Dichas corrientes se

regulan mediante sendos PIs. De este modo, se consigue un sistema donde el vector del campo del rotor y el vector resultante del estator son ortogonales (se aplica i_d negativa únicamente cuando se requiere debilitar campo, pero este modo de operación queda fuera de los objetivos de este trabajo fin de máster).

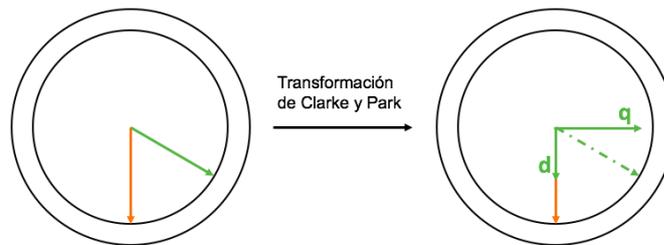


Figura 2.4: Representación de la transformación de Clarke y Park. En naranja: vector rotor; en verde: vector estator. Tras las transformaciones de Clarke y Park, el vector estator se descompone en sus componentes: eje directo (d) y eje de cuadratura (q).

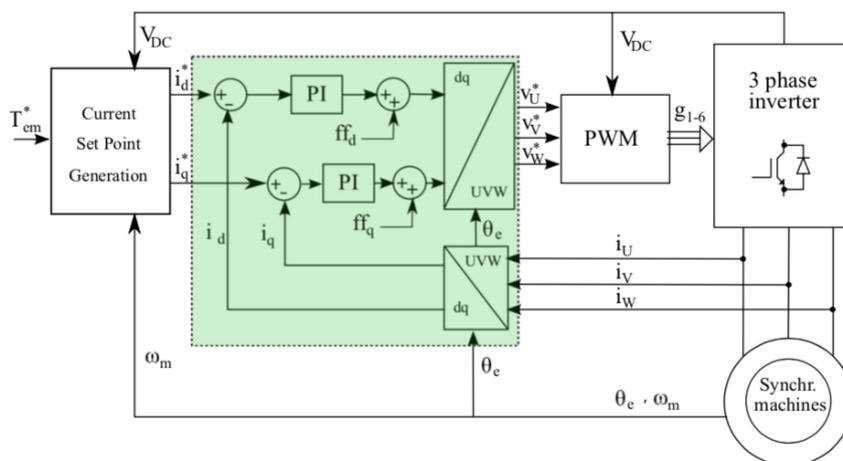


Figura 2.5: Esquema de control del algoritmo FOC [7].

En una máquina con reluctancia, i_d será distinta a cero, y su valor, junto al valor de i_q , debe determinarse analíticamente para cada valor de la consigna de par recibida mediante un generador de consigna de corriente óptimo (ver Figura 2.5).

En la Figura 2.5 se esquematiza la arquitectura de control del algoritmo FOC: primero se miden las corrientes de las tres fases, para posteriormente aplicarles

las transformaciones de Clarke y Park, y así, convertir las tres señales AC en dos señales DC: i_d e i_q . Estas dos señales se comparan con los valores de referencia deseados y se envían a los respectivos controladores PI, los cuales tienen como señal de salida los voltajes v_d y v_q . Estos dos parámetros están en una base rotativa y se deben transformar al sistema de tres fases antes de ser leídos por el módulo PWM mediante las transformaciones inversas de Clarke y Park [7].

2.2.2. Transformadas de Clarke y Park para sistemas trifásicos

Las transformadas de Clarke y Park se utilizan conjuntamente para convertir las componentes del dominio del tiempo de un sistema trifásico en dos componentes de un sistema rotatorio ortogonal y así, convertir las señales sinusoidales de corriente y tensión de AC en señales de DC [40].

La transformada de Clarke se basa en el hecho de que si un sistema trifásico es equilibrado, las inductancias son iguales en las tres fases y la componente homopolar se anula; lo cual implica que el vector resultante del voltaje del sistema trifásico se contenga en un plano en el espacio tridimensional. Como \vec{v} se mueve en un plano, el sistema puede ser descrito con un vector de dos variables (las que definen el plano) en lugar de tres. El vector \vec{v} se proyecta en los dos ejes α y β que se definen como se recoge en (2.1). En particular, en este trabajo se hace uso de la transformada de Clarke invariante en amplitud:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_W \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Por definición, los vectores α y β son ortogonales y definen un sistema estacionario respecto del estator, como se puede observar en la Figura 2.6.

La transformada de Park modifica las variables eléctricas de forma que el eje d siempre sigue al polo norte del imán del rotor. Es por eso que este eje rota respecto al estator con la velocidad de giro del rotor. La transformación a partir de las variables eléctricas en sistema $\alpha\beta$ se recoge en la Figura 2.7, y viene dada por:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Mediante la aplicación de ambas transformaciones se consigue obtener, para el sistema trifásico, un sistema equivalente constituido por dos motores DC monofásicos (ver Figura 2.8).

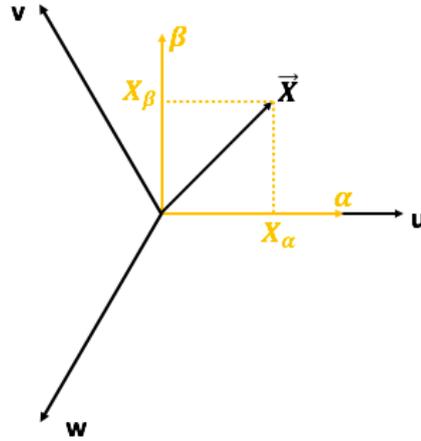


Figura 2.6: Subespacio vectorial resultante de la aplicación de la transformación de Clarke.

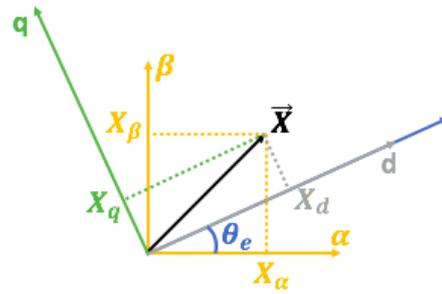


Figura 2.7: Subespacio vectorial resultante de la aplicación de la transformación de Park.

Este modelo, en el caso del sistema trifásico, puede ser caracterizado por (2.3), (2.4) y (2.5).

$$v_U = i_U R_s + L_U(\theta_e) \frac{di_U}{dt} + w_e \psi_{PM} \sin(\theta_e), \quad (2.3)$$

$$v_V = i_V R_s + L_V(\theta_e) \frac{di_V}{dt} + w_e \psi_{PM} \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.4)$$

$$v_W = i_W R_s + L_W(\theta_e) \frac{di_W}{dt} + w_e \psi_{PM} \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.5)$$

donde v_j e i_j son las tensiones y corrientes del estator, respectivamente siendo $j = \{U, V, W\}$, R_s es la resistencia del estator, $L_j(\theta_e)$ son las inductancias de estator (dependientes de la posición angular del rotor, θ_e), $w_e = Pw_m$ es la velocidad eléctrica del rotor, P es el número de pares de polos y w_m es la velocidad mecánica

de la máquina. Finalmente, ψ_{PM} es el módulo del flujo producido por los imanes permanentes.

Tras las transformaciones, el sistema de ecuaciones queda simplificado en (2.6) y (2.7), donde el par electromagnético, T_{em} , viene dado por (2.8).

$$v_d = i_d R_s + L_d(\theta) \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \quad (2.6)$$

$$v_q = i_q R_s + L_q(\theta) \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_{PM}), \quad (2.7)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = \frac{3}{2} P \psi_{PM} i_q, \quad (2.8)$$

donde v_d , v_q , i_d e i_q son las tensiones y corrientes proyectadas en el sistema de referencia síncrono dq , y L_d y L_q son las proyecciones en dicho sistema de las inductancias L_U , L_V y L_W .

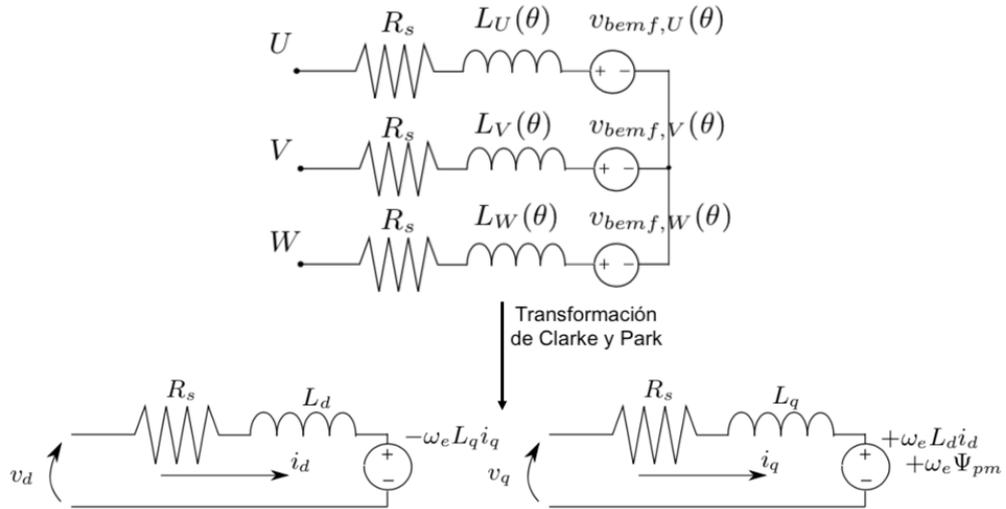


Figura 2.8: Circuitos eléctricos equivalentes. Sistema trifásico (arriba) y el sistema en ejes dq (abajo).

2.2.3. Transformada de Clarke y Park para sistemas trifásicos duales

Para el control de una máquina trifásica dual existen dos alternativas principales de control, donde cada una de las cuales requiere utilizar distintas transformaciones vectoriales:

- I. Aproximación trifásica: utilizar un FOC por cada set trifásico a partir de las transformaciones de Clarke y Park trifásicas que se han expuesto en el apartado anterior.
- II. Aproximación multifase: en lugar de utilizar dos FOC independientes, utilizar un único FOC para controlar todo el conjunto mediante el uso de unas determinadas transformaciones vectoriales, que son las que se van a recoger en este apartado.

En la Figura 2.9 se muestra el esquema correspondiente a las dos alternativas y se observa como para ambas se generan dos planos vectoriales: $[d_1, q_1]$ y $[d_2, q_2]$ en el caso de la aproximación trifásica y $[D_1, Q_1]$; $[D_2, Q_2]$ en el caso de la aproximación multifase.

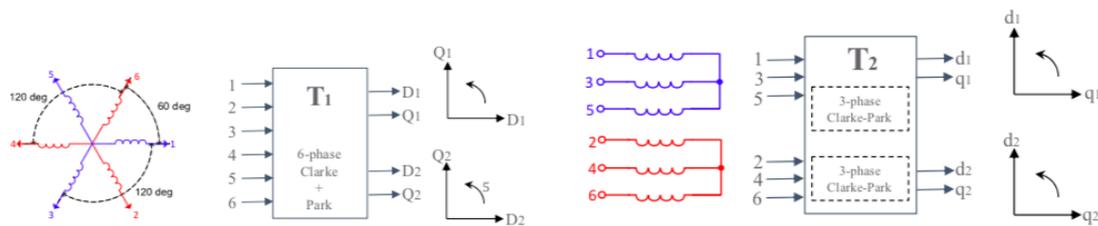


Figura 2.9: Posibilidades de control para motores trifásicos duales: En la izquierda, el planteamiento multifase (alternativa (ii)) y en la derecha, el planteamiento trifásico (alternativa (i)) [8].

La mayor diferencia entre ambas es que, al tratar el motor multifase como un bloque mediante la aproximación multifase, se pueden desacoplar las componentes armónicas y proyectarlas en distintos planos (en $[D_1, Q_1]$ se contienen las componentes armónicas fundamentales (por lo tanto, las responsables de generar par y, en $[D_2, Q_2]$, las armónicas de quinto y séptimo orden). En caso de utilizar una transformación por bobinado trifásico, este desacoplamiento no es posible y lo que se representa en cada plano son las variables de fase de cada uno de los sets (en $[d_1, q_1]$ las del set trifásico número 1 y en $[d_2, q_2]$ las del set número 2) [8].

Aproximación multifase

Las transformaciones que se deben aplicar son igualmente de tipo Clarke y Park. En función de si se trata de un sistema trifásico dual simétrico o asimétrico, la matriz de transformación de Clarke será distinta, mientras que la matriz de rotación (o transformada de Park) será la misma independientemente del ángulo de desfase entre fases adyacentes.

La transformación de Clarke para un sistema simétrico ($a = 2\alpha = 60^\circ = \pi/3$) se recoge en (2.9) mientras que para el caso de un sistema asimétrico ($a = 2\alpha = 30^\circ = \pi/6$) se muestra en (2.10) [8].

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos a & \cos 2a & \cos 3a & \cos 4a & \cos 5a \\ 0 & \sin a & \sin 2a & \sin 3a & \sin 4a & \sin 5a \\ 1 & \cos 2a & \cos 4a & \cos 6a & \cos 8a & \cos 10a \\ 0 & \sin 2a & \sin 4a & \sin 6a & \sin 8a & \sin 10a \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos a & \cos 4a & \cos 5a & \cos 8a & \cos 9a \\ 0 & \sin a & \sin 4a & \sin 5a & \sin 8a & \sin 9a \\ 1 & \cos 5a & \cos 8a & \cos a & \cos 4a & \cos 9a \\ 0 & \sin 5a & \sin 8a & \sin a & \sin 4a & \sin 9a \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

La transformación de Park, para ambos casos, se puede definir tal y como muestra (2.11) [8].

$$\begin{bmatrix} X_{D1} \\ X_{Q1} \\ X_{D2} \\ X_{Q2} \\ X_{H1} \\ X_{H2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos 5\theta_e & \sin 5\theta_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin 5\theta_e & \cos 5\theta_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Tras las transformaciones, el sistema de ecuaciones queda simplificado en (2.12), (2.13), (2.14), (2.15) y (2.16) [8].

$$v_{D1} = i_{D1}R_s + L_{D1}(\theta)\frac{di_{D1}}{dt} - w_e L_{Q1}i_{Q1}, \quad (2.12)$$

$$v_{Q1} = i_{Q1}R_s + L_{Q1}(\theta)\frac{di_{Q1}}{dt} + w_e(L_{D1}i_{D1} + \psi_{PM1}), \quad (2.13)$$

$$v_{D2} = i_{D2}R_s + L_{D2}(\theta)\frac{di_{D2}}{dt} - 5w_e L_{Q2}i_{Q2}, \quad (2.14)$$

$$v_{Q2} = i_{Q2}R_s + L_{Q2}(\theta)\frac{di_{Q2}}{dt} + 5w_e(L_{D2}i_{D2} + \psi_{PM5}), \quad (2.15)$$

$$T_{em} = 3P[\psi_{PM}i_{Q1} + (L_{D1} - L_{Q1})i_{D1}i_{Q1}]. \quad (2.16)$$

El sistema de control asociado a esta metodología se esquematiza en la Figura 2.10.

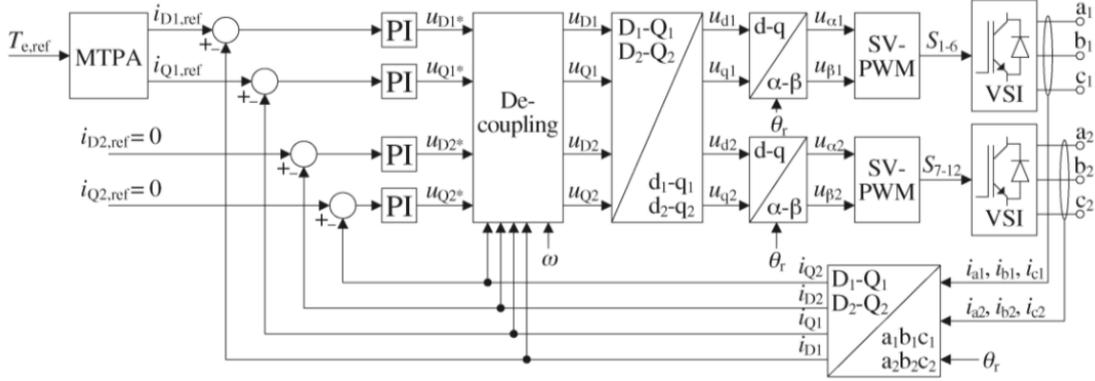


Figura 2.10: Diagrama de bloques del control vectorial para la aproximación multifase [9].

Aproximación trifásica

A partir de lo expuesto en la sección 2.2.2, las matrices de transformación se amplían para dar respuesta a las seis dimensiones asociadas a los dos sets trifásicos, tal y como se recoge en (2.17) y (2.18). Ambas matrices son idénticas, independientemente del tipo de sistema trifásico dual, simétrico ($a = 2\alpha = 60^\circ = \pi/3$) o asimétrico ($a = 2\alpha = 30^\circ = \pi/6$):

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2a & \cos 4a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sin 2a & \sin 4a & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cos 2a & \cos 4a \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sin 2a & \sin 4a \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} X_{d1} \\ X_{q1} \\ X_{d2} \\ X_{q2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\theta_e - a) & \sin(\theta_e - a) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(\theta_e - a) & \cos(\theta_e - a) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{h1} \\ X_{h2} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Tras las transformaciones, el sistema de ecuaciones queda simplificado en (2.19), (2.20), (2.21), (2.22) y (2.23) [8]:

$$v_{d1} = i_{d1} R_s + L_d(\theta) \frac{di_{d1}}{dt} - w_e L_q i_{q1} + M_d \frac{di_{d2}}{dt} - w_e M_q i_{q2}, \quad (2.19)$$

$$v_{q1} = i_{q1}R_s + L_q(\theta)\frac{di_{q1}}{dt} + w_e(L_d i_{d1} + \psi_{PM}) + M_q\frac{di_{q2}}{dt} - w_e M_d i_{d2}, \quad (2.20)$$

$$v_{d2} = i_{d2}R_s + L_d(\theta)\frac{di_{d2}}{dt} - w_e L_q i_{q2} + M_d\frac{di_{d1}}{dt} - w_e M_q i_{q1}, \quad (2.21)$$

$$v_{q2} = i_{q2}R_s + L_q(\theta)\frac{di_{q2}}{dt} + w_e(L_d i_{d2} + \psi_{PM}) + M_q\frac{di_{q1}}{dt} - w_e M_d i_{d1}, \quad (2.22)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2}P[\psi_{PM}(i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q)(i_{d1}i_{q1} + i_{d2}i_{q2}) + (M_d - M_q)(i_{d1}i_{q2} + i_{d2}i_{q1})]. \quad (2.23)$$

El sistema de control asociado a esta metodología se esquematiza en la Figura 2.11.

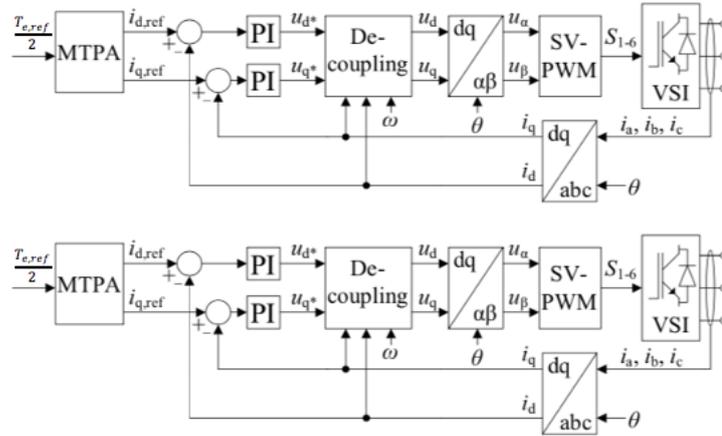


Figura 2.11: Diagrama de bloques del control vectorial para la aproximación trifásica [10].

Comparativa entre metodologías

Las principales diferencias que se desprenden de los modelos matemáticos obtenidos para las dos aproximaciones son [8]:

- I. En la aproximación multifase, los planos están desacoplados entre sí, mientras que en la trifásica los planos están acoplados.
- II. En la aproximación multifase únicamente un plano está implicado en la producción de par ($[D_1, Q_1]$); mediante la aproximación trifásica ambos planos están implicados en la generación de par electromagnético.
- III. El control de los sets trifásicos no es independiente en el caso de la aproximación multifase; en la trifásica sí que lo es.

- IV. La producción de par electromagnético es más precisa mediante la aproximación multifase, ya que en la aproximación trifásica aparecen, en la ecuación de par electromagnético de 2.23, términos adicionales debidos al acoplamiento cruzado $((M_d - M_q)(i_{d1}i_{q2} + i_{d2}i_{q1}))$ que es imposible regular mediante el esquema de control de la Figura 2.11.

En este trabajo se va a llevar a cabo la aproximación multifase para el control del motor, ya que presenta una ventaja clara: tiene en cuenta los fenómenos de acoplamiento cruzado y autoinducción de los bobinados trifásicos.

Aun así, para la aplicación de las perturbaciones en los bobinados del motor, se va a utilizar el modelo trifásico para controlar la señal perturbación que se inyecta con independencia en cada bobinado.

2.2.4. Determinación de la posición relativa del rotor mediante el uso de sensores

Como se ha visto en la sección 2.2.1, es imprescindible conocer, en tiempo real, la posición relativa del rotor respecto del estator. Para medir esta magnitud, existen dos tecnologías ampliamente extendidas que son los *resolvers* y los *encoders*.



Figura 2.12: Resolver *Smartsyn* de Tamagawa [11].

Los *resolvers* (ver Figura 2.12) son dispositivos analógicos que se catalogan como transformadores giratorios que permiten conocer los grados de rotación que han tenido lugar respecto a una posición de referencia. La parte del estator del resolver contiene un devanado excitador y dos devanados bifásicos. El devanado excitador, situado en la parte superior del *resolver*, induce una corriente en el rotor sin que haya cableado entre ambas partes para evitar limitar la rotación del rotor. Los dos devanados bifásicos están situados en la parte inferior y separados 90° . Estos devanados producen una corriente de retroalimentación y midiendo parámetros relativos a la tensión bifásica asociada, se determina el ángulo del rotor respecto al estator.

Los *encoders*, en cambio, son elementos digitales que transforman la posición, en este caso del rotor, en una señal digital. Este tipo de dispositivo formado por un disco de vidrio (o plástico) está acoplado a un eje giratorio, con algunas partes transparentes y otras opacas alrededor de la periferia que permiten -y obstaculizan- el paso del rayo infrarrojo que se emite (ver Figura 2.13). Estos pulsos de luz generan una secuencia que permite interpretar el radio de giro y, por lo tanto, la posición.



Figura 2.13: Estructura básica de un encoder [12].

En la práctica, la tecnología más común empleada en la automoción es el *resolver*, ya que este dispositivo es muy robusto y puede ser utilizado en entornos con altas temperaturas, vibraciones y polvo. Los *encoders* son mucho más sensibles y, por lo tanto, no son adecuados para aplicaciones de vehículo eléctrico. Tal y como se ha comentado con anterioridad, los *resolvers* son voluminosos y tienen un coste elevado. Por ello, a continuación se tratan técnicas *sensorless* como alternativa para la determinación de la posición angular del rotor.

2.3. Técnicas *Sensorless* para determinar la posición angular del rotor

La utilización de los sensores comentados en la sección 2.2.4 presenta algunos problemas que pueden resolverse si se sustituyen estos dispositivos por técnicas de tratamiento de señal que no requieran de estos aparatos. Las ventajas obtenidas al aplicar este tipo de técnicas son [41]:

1. Incremento de la fiabilidad: los sensores son dispositivos muy sensibles y propensos al fallo: parcial, cuando la posición que determinan presenta una desviación respecto la real y fallo total cuando dejan de funcionar. Cuando el sistema de control detecta un fallo en la detección de la posición del rotor, el controlador se detiene por seguridad haciendo que el motor deje de funcionar.

Eliminando estos elementos, se reduce significativamente la probabilidad de fallo y, por lo tanto, de parada por seguridad.

- II. Reducción del coste: evitando el uso de estos sensores físicos se limita el número de elementos que conforman el motor eléctrico, reduciendo así el coste total del mismo.
- III. Disminución del volumen y del peso: al prescindir de los dispositivos (*resolvers* o *encoders*) se reduce el volumen, así como el peso del motor y sus elementos auxiliares.

En los vehículos eléctricos, el motor debe funcionar a lo largo de un amplio rango de operación: desde la parada hasta altas revoluciones. Para poder cubrir todo el rango de velocidades hay que combinar distintas técnicas *sensorless* para obtener una estimación de la posición angular del rotor precisa y robusta. A partir de las ecuaciones del modelo eléctrico equivalente (véase (2.3), (2.4) y (2.5)), se observa que la información de la posición del rotor está contenida en dos términos:

- En la inductancia: $L_{U,V,W}(\theta_e)$.
- En la fuerza contraelectromotriz: $v_{bemf_{U,V,W}}(\theta_e)$.

Para velocidades eléctricas angulares elevadas, la fuerza contraelectromotriz es suficientemente grande (es mucho mayor que el ruido) y permite ser medida. Por lo tanto, es posible obtener de forma casi inmediata la posición angular del rotor. Cuando la velocidad angular es baja o estamos en parada, el módulo de la fuerza contraelectromotriz es pequeño, haciendo que el cociente señal/ruido sea deficiente e insuficiente para su medida directa. Es por ello que, mediante tratamiento de señal (principalmente perturbando el motor y midiendo componentes de corriente), se puede obtener la información de la posición del rotor que contiene la inductancia [7]. A continuación se resumen las técnicas más habituales empleadas para determinar la posición angular del rotor a altas y bajas velocidades.

2.3.1. Soluciones *sensorless* para altas velocidades

Aunque existen numerosas técnicas que se basan en la medida de la fuerza contraelectromotriz para determinar la posición relativa del rotor, no es objeto de este trabajo, ya que la investigación principal se centra en bajas velocidades y régimen de parada. Es por eso que se va a realizar una breve descripción de las soluciones consideradas como las más importantes, por ser las que tienen un mayor grado de penetración en la literatura científica actual [42]:

- *Extended Kalman Filter* (EKF): válido para sistemas no lineales y ruidosos aunque requiere elevada potencia computacional para poder resolver las matrices de covarianza asociadas a sus ecuaciones.
- *Extended Luenberger Observers* (ELO): presenta el mismo algoritmo que en el caso de la técnica EKF pero con la diferencia que su definición y ajuste es analítico y basado en la colocación de polos del lazo de retroalimentación en puntos concretos del plano s (o z).
- *Sliding Mode Observers* (SMO): su ventaja principal es su robustez y baja sensibilidad a los cambios en los parámetros del motor, mientras que presenta problemas de *chattering* (oscilaciones de frecuencia y amplitud en el resultado).
- *Model Reference Adaptive Systems* (MRAS): la estimación se lleva a cabo por comparación entre un modelo de referencia y un modelo ajustable, permitiendo lograr un buen compromiso entre una respuesta rápida y un grado de robustez elevado para mitigar el ruido y las perturbaciones en la estimación.

2.3.2. Soluciones *sensorless* para bajas velocidades

Las técnicas *sensorless* para regímenes de trabajo a bajas velocidades se basan en inyectar una excitación de alta frecuencia en los terminales de tensión del estator, produciendo así unos componentes específicos en el espacio frecuencial de las señales de corriente que contienen información sobre la posición del rotor [13]. Para poder aplicar estas estrategias se requiere que la máquina síncrona presente cierto grado de reluctancia o *saliency*. Esto se traduce en que la reluctancia asociada al flujo magnético del rotor (L_d) es sustancialmente distinta (inferior) a la asociada al eje ortogonal (L_q). Cuando la diferencia $L_d - L_q$ es elevada, la magnitud de la información contenida sobre la posición del rotor es mayor, ya que las corrientes que se generan en el motor debidas a la inyección de una perturbación son más dependientes de dicha posición y, por ello, las técnicas de inyección de excitación de alta frecuencia (de ahora en adelante HFI, del inglés *High Frequency Injection*) se basan en la medida de la corriente generada, como se va a ver a continuación [13].

Una de las técnicas más utilizadas en inyección de señal es la inyección de un vector rotativo de alta frecuencia de tensión (generalmente la frecuencia es del orden de 1 kHz), como se recoge en (2.24) [13]:

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} -\sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad \text{con } f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} \sim 1 \text{kHz}. \quad (2.24)$$

Debido a la reluctancia de la máquina, como se ha comentado anteriormente, las corrientes inducidas de esta señal de perturbación contienen información de la posición del rotor, tal y como se puede observar en (2.25):

$$\dot{\mathbf{i}}_i = \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha,i} \\ \dot{i}_{\beta,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_i t) + I_1 \cos(2\theta_e - \omega_i t) \\ I_0 \sin(\omega_i t) + I_1 \sin(2\theta_e - \omega_i t) \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

La intensidad I_1 es función de la amplitud de la señal perturbación (V_i) y de la saliencia ($L_d - L_q$): cuanto mayor sean ambos parámetros, mayor será la magnitud de la corriente inducida. La señal de corriente obtenida debe ser tratada para poder extraer la información de la posición angular eléctrica del rotor (θ_e) que se encuentra contenida en su expresión [13].

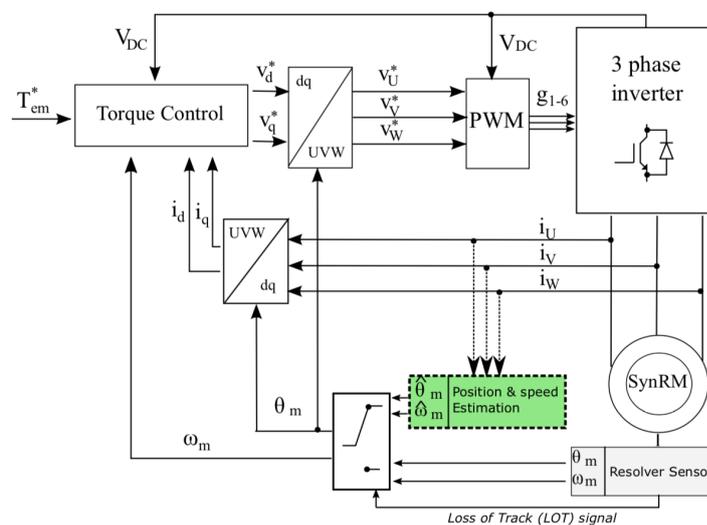


Figura 2.14: Diagrama de control FOC incluyendo la estrategia *sensorless* HFI [13].

El sistema de estimación de la posición angular mediante la técnica HFI presentada se integra en el sistema de control FOC, como se muestra en la Figura 2.14.

Tal y como se desprende de la ecuación (2.25), es a partir de las señales de corriente que se obtiene la estimación de la posición del rotor. Para poder conseguir filtrar la señal de corriente, se sigue una serie de etapas de filtrado, tal y como se resume en la Figura 2.15.

- i. La señal de corriente medida es la resultante de la corriente generada por el funcionamiento normal del motor más la producida por la perturbación de alta frecuencia que le ha sido aplicada al motor. Esta señal, en el plano tridimensional trifásico, se convierte al espacio bidimensional $\alpha\beta$ a partir de la transformada de Clarke trifásica (ver sección 2.2.2).

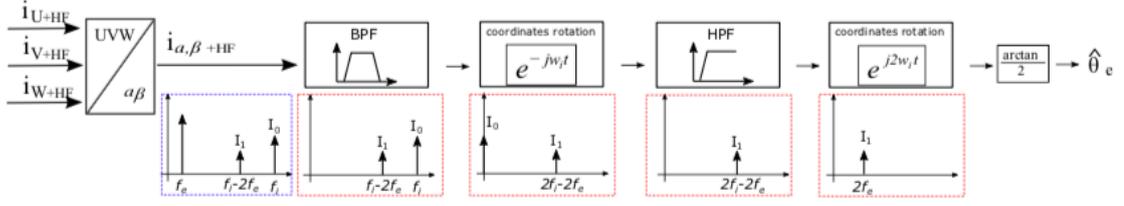


Figura 2.15: Filtrado de señal para la estrategia *sensorless* HFI [13].

- II. Se aplica un filtro paso banda de forma que se eliminan los armónicos de modulación *PWM* y el armónico fundamental (f_e).
- III. La señal se transforma a un sistema de referencia rotativo a partir de la transformación de Park. De esta manera, se consigue trasladar la componente armónica que contiene la información sobre la componente positiva de la corriente de alta frecuencia inducida en el estator (I_0), desde f_i a una frecuencia nula. Al hacer ese desplazamiento de $-\omega_i$ en el dominio frecuencial, la componente negativa de la corriente de alta frecuencia (I_1) se desplaza desde $f_i - 2f_e$ a $2f_i - 2f_e$.
- IV. La señal se filtra mediante un filtro paso alto, eliminando así el contenido armónico de la componente positiva de las corrientes de alta frecuencia del estator (I_0). Únicamente se tiene la componente armónica correspondiente a I_1 , que como se ha visto en (2.25) es la que contiene información sobre la posición del rotor.
- V. Se aplica la antitransformada de Park en el espacio frecuencial de $2\omega_i$ y se obtiene la corriente I_1 en el plano $\alpha\beta$. El ángulo que forma el vector corriente con el eje α es la posición angular del rotor, tal y como se esquematiza en la Figura 2.16. Por lo tanto, aplicando (2.26), se obtiene la estimación de la posición angular del rotor:

$$\tan 2\hat{\theta}_e = \frac{i_\beta}{i_\alpha} \rightarrow 2\hat{\theta}_e = \arctan \frac{i_\beta}{i_\alpha} \rightarrow \hat{\theta}_e = \frac{\arctan \frac{i_\beta}{i_\alpha}}{2}. \quad (2.26)$$

Aunque la técnica de HFI arriba expuesta sirve para realizar la estimación del ángulo, ésta presenta algunas limitaciones que hay que considerar para poder obtener una estimación de la posición angular del rotor precisa y robusta [13].

- I. Las señales de detección de HFI no son capaces de distinguir la polaridad del flujo magnético (polo norte y polo sur).

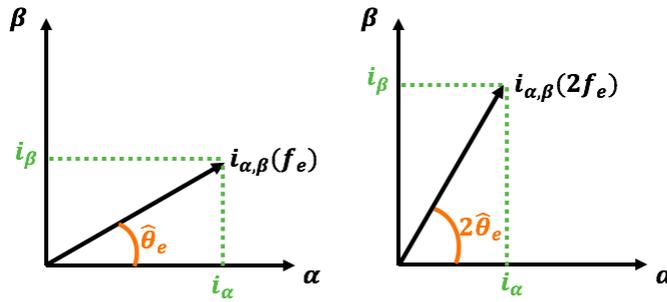


Figura 2.16: Proyección de I_1 en el plano $\alpha\beta$.

- II. Los filtros que deben utilizarse para tratar la señal de las intensidades inducidas produce retardos en la señal resultante, habiéndola de compensar para evitar diferencias entre la posición angular estimada y la contenida en la señal procesada.
- III. La inyección de la perturbación en el motor genera perturbaciones adicionales que incrementan el rizado de las señales y, consecuentemente, se incrementan las pérdidas y se aumentan las vibraciones, ya que éstas inciden en la producción del par electromagnético.

La detección inicial de la posición angular del rotor (para determinar la polaridad norte o sur del imán) requiere de otra serie de procedimientos de inyección y de procesamiento de señal que quedan fuera del alcance de los objetivos de este trabajo fin de máster. Por ello, por simplicidad, las simulaciones se iniciarán con un valor angular inicial conocido.

En relación a la compensación de los retardos producidos por el desfase incorporado por los filtros, de todas las soluciones propuestas en la literatura, este trabajo utilizará la aproximación basada en *Look-up tables*. Las desviaciones se determinarán para cada punto de operación y se precomisionará el algoritmo de control en función de los retardos medios para cada punto de operación.

Capítulo 3

Análisis y validación de algoritmo de inyección en el entorno MATLAB/Simulink

3.1. Introducción

Una vez establecidos los fundamentos matemáticos relativos a la técnica de inyección de alta frecuencia que permite determinar la posición angular del rotor, se ha procedido a su implementación en Matlab/Simulink. Por su parte, se ha analizado su comportamiento al ser aplicado a un motor trifásico doble. En este contexto, el modelo de simulación se detalla en la sección 3.2.

Los objetivos de las simulaciones realizadas en este capítulo, tal y como se definen también en la sección 1.7, son las siguientes:

- I. Determinar la influencia de las señales de perturbación de tipo HFI en el rizado generado en el par electromagnético del motor.
- II. Establecer cuál es la mejor combinación de señales de perturbación aplicadas a los devanados: ningún devanado excitado, uno de ellos o ambos.
- III. Cuando la excitación se inyecta en ambos devanados, definir cual es la relación de fase entre ambas inyecciones que menor rizado genera en el par.

3.2. Modelo del motor trifásico dual en el entorno Matlab/Simulink

En primer lugar, se ha desarrollado un modelo de simulación de un motor para vehículo eléctrico trifásico dual en el entorno MATLAB/Simulink. Para ello, se ha

utilizado el modelo desarrollado en el contexto del trabajo que se recoge en [14]. Se trata de un IPMSM dual trifásico asimétrico ($2\alpha = 30^\circ$) que ha sido diseñado por el CEIT (Centro de Estudios e Investigaciones Técnicas de Gipuzkoa) y está siendo fabricado para APERT por el fabricante de motores Lancor. Al tratarse de un sistema asimétrico y considerándolo balanceado, la componente homopolar del mismo no se ha tenido en cuenta a la hora de modelar la máquina eléctrica, así como las componentes armónicas de orden quinto y séptimo, por presentar valores de flujos despreciables, tal y como se evidencia en la Figura 3.1 [14].

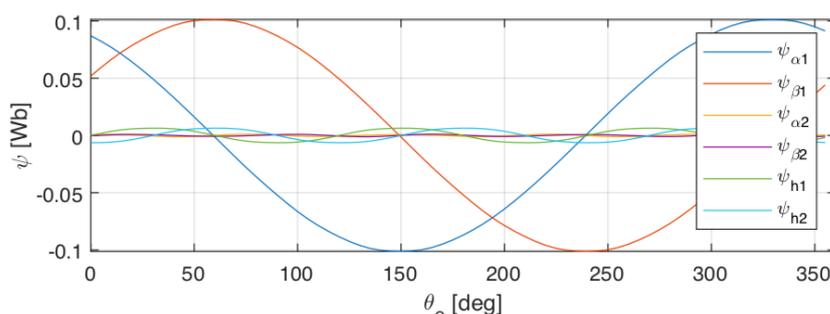


Figura 3.1: Flujos generados dada una determinada carga en el sistema de referencia de Clarke para sus distintos planos [14].

A modo de resumen, en el Cuadro 3.1 se recogen los parámetros más importantes del modelo de simulación en MATLAB/Simulink del motor trifásico dual asimétrico.

Cuadro 3.1: Parámetros característicos para el modelado del IPMSM diseñado por CEIT [14].

Parámetro	Valor en MATLAB/Simulink
Número de par de polos (P)	19
Resistencia del estator (R_s)	61.43 $m\Omega$
Inductancia del estator (L_d)	1 mH
Inductancia del estator (L_q)	1.35 mH
Flujo imanes permanentes (ψ_{PM})	0.038 Wb

El modelo ha sido desarrollado por el grupo de investigación APERT, siendo Edorta Ibarra y Adriano Navarro los responsables del diseño y modelado del motor y de su control en el entorno de MATLAB/Simulink. En la Figura 3.2 se muestra el diagrama general del modelo, implementado mediante la *toolbox* SimScape y bloques estándar de Simulink.

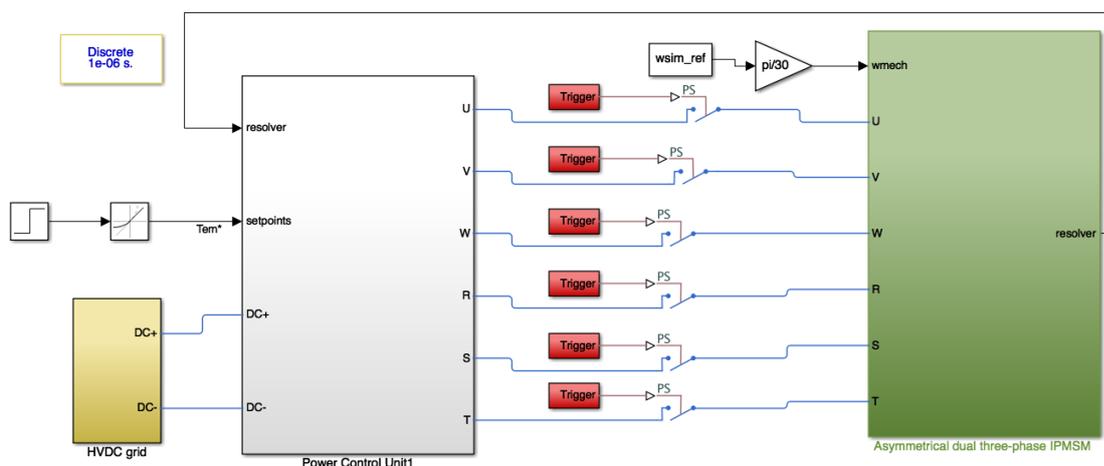


Figura 3.2: Diagrama general de bloques (subsistemas) en MATLAB/Simulink del modelo del sistema de control, electrónica de potencia y motor [14].

Para un mayor grado de detalle de los elementos que conforman el modelo del motor IPMSM y del sistema, véase el Anexo A.

3.3. Implementación de la técnica de inyección HFI para máquina trifásica dual

Para poder llevar a cabo las simulaciones que permitan determinar la configuración óptima de la inyección, se ha tenido que modificar el algoritmo FOC contenido en el bloque de control que, junto a la electrónica de potencia, conforma la unidad de control de potencia de motor.

La Figura 3.3 muestra cómo el algoritmo de control actúa sobre la electrónica de potencia mediante los pulsos PWM. En las Figuras 3.4 y Figura 3.5 se muestra la implementación del algoritmo FOC, que es donde se debe incorporar el bloque de inyección de la perturbación HFI.

En primer lugar, se ha generado la señal perturbación mediante los bloques de señal sinusoidal de MATLAB/Simulink para sintetizar v_α y v_β , de tal forma que:

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{\alpha,HFI} \\ v_{\beta,HFI} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} -\sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} \text{ con } V_i = 40V \text{ y } f_i \sim 1kHz \rightarrow \omega_i = 2\pi kHz. \quad (3.1)$$

En el caso que se exciten ambos devanados simultáneamente, se introduce un factor de desfase (ψ) en el bloque HFI del segundo bobinado. De este modo, la ecuación

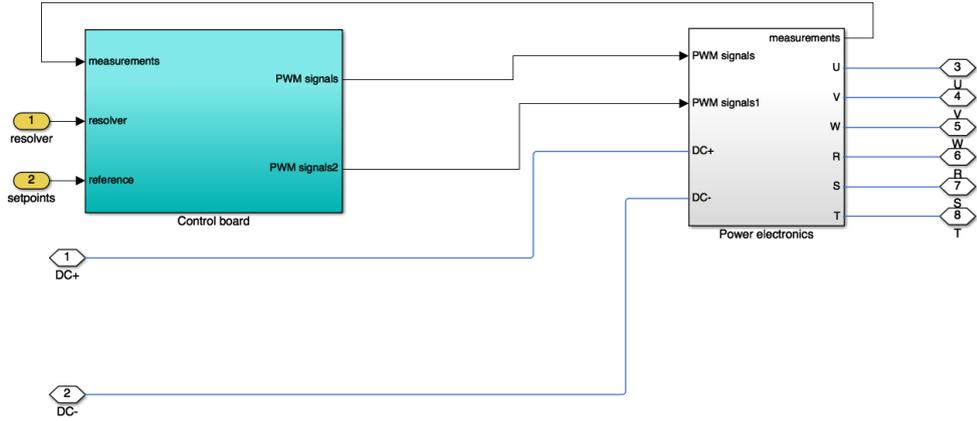


Figura 3.3: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del sistema de control de potencia [14].

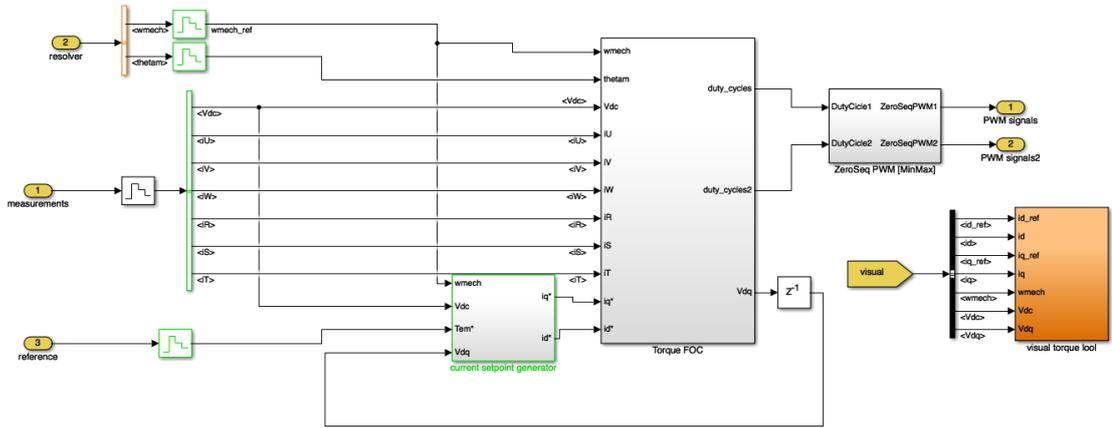


Figura 3.4: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo de control [14].

que modeliza la perturbación en el segundo plano $\alpha\beta$ queda definido como:

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{\alpha,HFI} \\ v_{\beta,HFI} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} -\sin(\omega_i t + \psi) \\ \cos(\omega_i t + \psi) \end{bmatrix} \text{ con } V_i = 40V \text{ y } \omega_i = 2\pi k Hz. \quad (3.2)$$

Para poder aplicar ambas perturbaciones sobre los grupos trifásicos y de forma independiente, éstas se deben transformar a su correspondiente sistema de referencia trifásico mediante la aplicación de la antitransformada trifásica de Clarke invariante en amplitud (ver ecuación 2.1), donde se introduce una antitransforma-

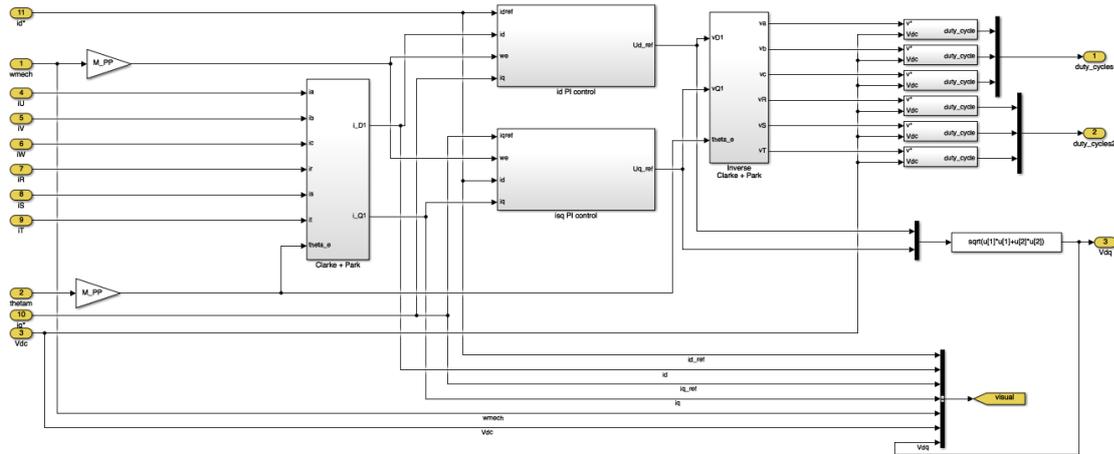


Figura 3.5: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo FOC [14].

da para cada uno de los bloques HFI:

$$\begin{bmatrix} v_{a,HFI} \\ v_{b,HFI} \\ v_{c,HFI} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha,HFI} \\ v_{\beta,HFI} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Tras haber aplicado la antitransformada multifase de Clarke y Park (ver Figura 3.6, sección 2.2.3 y ecuaciones 2.10 y 2.11) a las tensiones en el plano trifásico, se les añade la perturbación HFI, también transformada ya al plano trifásico. En la Figura 3.7 se muestra el modelo MATLAB/Simulink que representa el proceso que se acaba de detallar.

3.4. Determinación de la configuración óptima para la inyección de perturbaciones HFI

Los ensayos de simulación realizados para determinar la configuración óptima de la inyección de alta frecuencia consideran los siguientes puntos:

- Simulación sin ningún devanado excitado con la señal HFI para establecer el caso base. Este ejercicio permite determinar la forma de onda del par electromagnético del sistema de propulsión multifase del vehículo eléctrico en ausencia de inyección (modo operación con sensor de posición).
- Simulación inyectando una perturbación de alta frecuencia en uno de los dos devanados. Analizando los resultados obtenidos en este ensayo se obtiene una

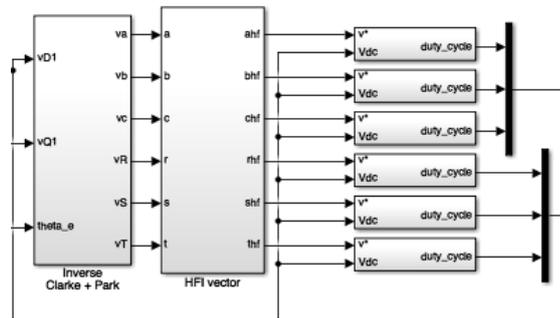


Figura 3.6: Posicionamiento del bloque de inyección HFI en el torque FOC.

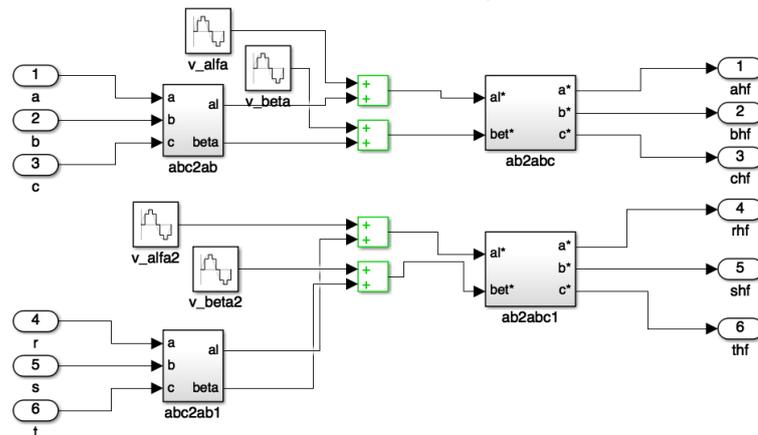


Figura 3.7: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink correspondiente al bloque de inyección HFI.

idea clara de cómo influye esta perturbación en el bobinado excitado y cuantificar el impacto en la calidad de la forma de onda del par al implementar este tipo de tecnología para estimar el ángulo de posición del rotor.

- Simulación inyectando la perturbación en ambos bobinados, estableciendo un desfase entre ambas señales y representando todo el arco $[0^\circ, 360^\circ]$ para, así, determinar la mejor opción desde un punto de vista de precisión de la estimación y de la calidad del par electromagnético.
- Finalmente y para lograr el objetivo IV de las simulaciones, se ha implementado un módulo adicional que permite estimar la posición angular y su desviación respecto la posición real del rotor respecto el estator.

Los tres primeros objetivos expuestos en el apartado 3.1 persiguen determinar cuál es la configuración de las señales perturbación más conveniente desde la perspectiva de la precisión de la estimación y la calidad de la señal de salida (rizado

de par), puesto que un par electromagnético con un alto grado de rizado resulta perjudicial para el motor y todos sus componentes auxiliares. Los siguientes parámetros serán invariables para todas las simulaciones:

- Par electromagnético en el punto de operación del motor: $T_{em} = 40,5Nm$
- Velocidad angular en el punto de operación del motor: $\omega_{mec} = 50rpm$
- Tiempo de muestreo de la simulación: $1e^{-6}s$

3.4.1. Escenario base: ningún devanado perturbado

Para poder tener un punto de partida, se ha realizado una primera simulación donde ninguno de los dos bobinados ha sido excitado con la perturbación HFI. Los resultados se visualizan en las Figuras B.1, B.2 y B.3.

De los resultados se desprende que el rizado base del par es de aproximadamente $0.9\text{ N}\cdot\text{m}$ (oscila entre un máximo de $40.9\text{ N}\cdot\text{m}$ y un mínimo de $40\text{ N}\cdot\text{m}$, ver Figura B.2) y será este valor el que sea tenido en cuenta para analizar la calidad y el ruido introducido por las distintas configuraciones de inyección propuestas.

Finalmente, el tiempo que el par electromagnético tarda en alcanzar el régimen estacionario del valor de referencia (ver Figura B.1) es de 0.1 s , siendo este valor el mismo para todas las simulaciones, por lo que no se va a considerar en los demás ensayos, ya que no representa una variable de interés.

3.4.2. Un único devanado perturbado

En este segundo ensayo se ha procedido a excitar un único devanado. Al introducir la perturbación en el sistema, la calidad de la señal del par electromagnético ha disminuido, puesto que la amplitud del rizado ha aumentado, tal y como era de esperar. Esta situación se ha ensayado para ambos bobinados excitados, pero al presentar un comportamiento casi idéntico, por ser dos configuraciones equivalentes, se recogen los resultados de una de las dos simulaciones llevadas a cabo. Para mayor detalle, en el Anexo B se han documentado todos las simulaciones llevadas a cabo.

En la Figura 3.11 se observa como la amplitud de la señal de alta frecuencia del par electromagnético se ha incrementado un 555% , pasando de una oscilación de $0.9\text{ N}\cdot\text{m}$ del caso base a una diferencia entre máximos y mínimos relativos de $5\text{ N}\cdot\text{m}$. Además, en la Figura 3.12 se recoge la forma de la onda de la señal del par motor y se puede observar como mantiene una forma sinusoidal mucho más marcada que en el caso base. Esto se debe al hecho que la señal perturbación, que es sinusoidal, se traslada hasta la señal del T_{em} a través de las corrientes.

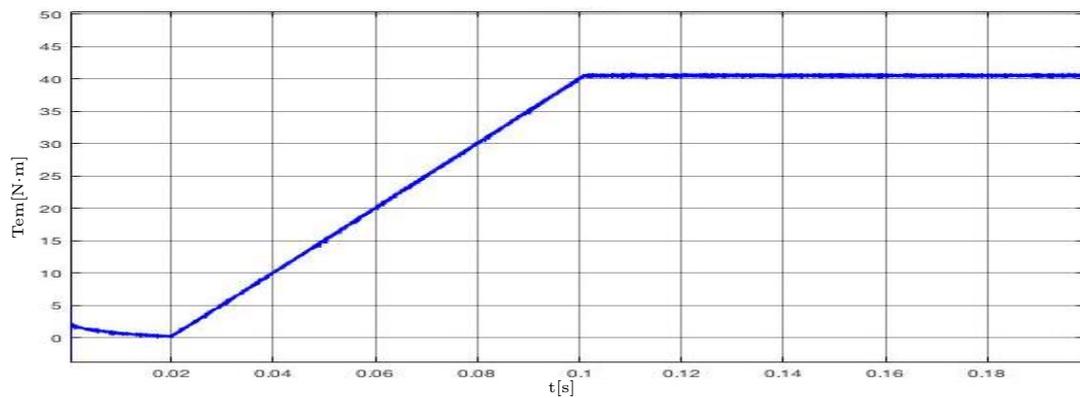


Figura 3.8: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.

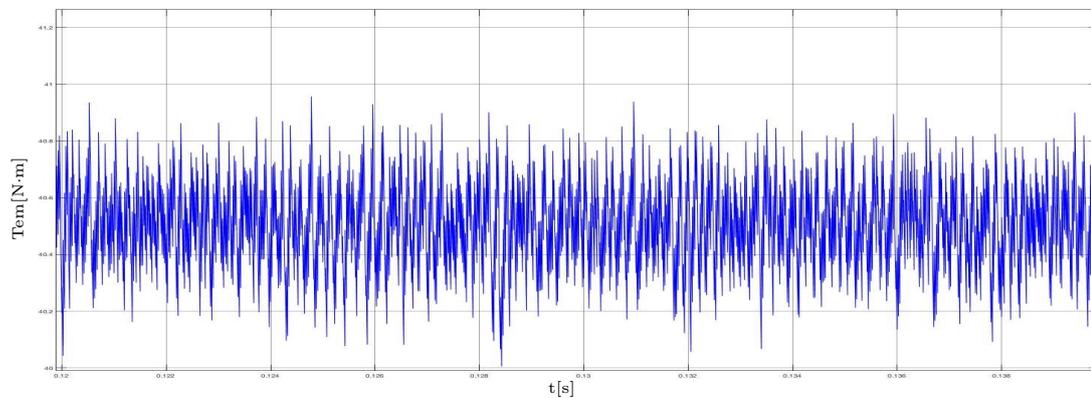


Figura 3.9: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

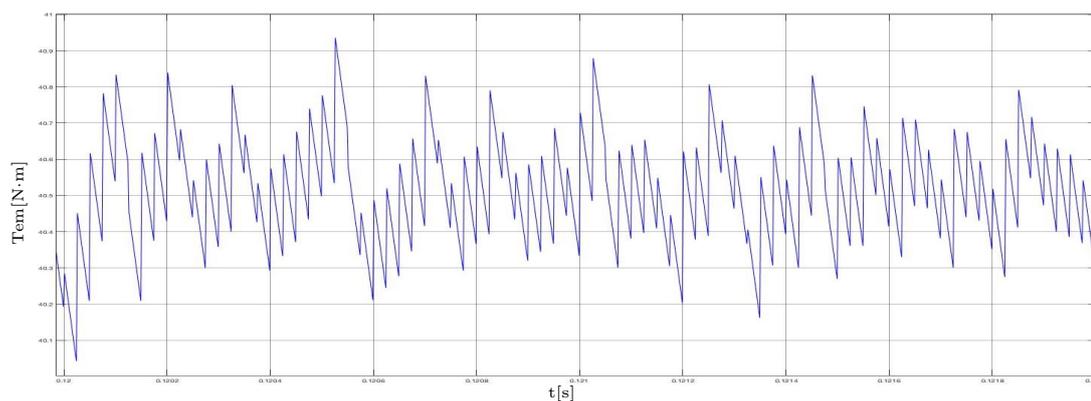


Figura 3.10: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

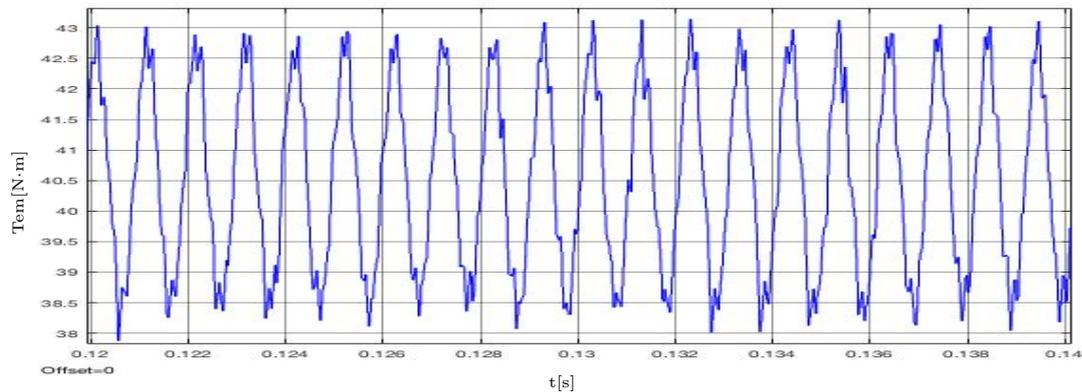


Figura 3.11: Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

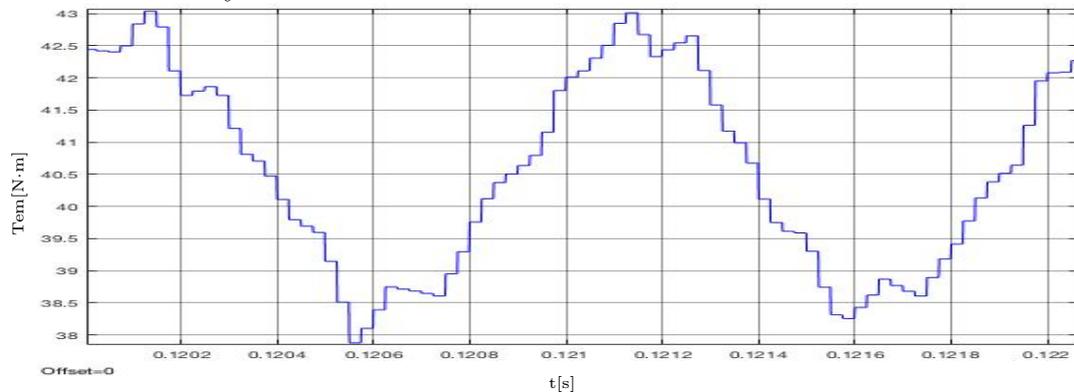


Figura 3.12: Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

3.4.3. Ambos devanados perturbados

El tercer tipo de ensayo que se ha llevado a cabo ha sido aplicar la perturbación HFI en ambos devanados. El hecho de excitar ambos devanados nos permite obtener dos estimaciones de la posición angular del rotor, lo cual es deseable desde un punto de vista de la precisión de la estimación, ya que estos resultados se pueden combinar y contrastar.

El rizado de par aumenta considerablemente al introducir las perturbaciones de alta frecuencia y lo más habitual sería encontrarse con unas amplitudes de la señal del T_{em} mayores al haber una doble perturbación. Sin embargo, se obtiene un grado de libertad adicional al poder configurar las perturbaciones de tal forma que su desfase permita disminuir este rizado al anular o atenuar el efecto de la primera de ellas por estar en contra-fase o en un punto de la senoide de signo contrario. Es por ello que, en este ensayo, se ha buscado la configuración óptima desde un punto de vista de la calidad de la señal (minimizado del rizado de par).

Para ello, el segundo bobinado consta de un parámetro de desfase respecto del primer bobinado, que ha tomado valores comprendidos en el intervalo $[0^\circ, 360^\circ]$ con saltos de 5° .

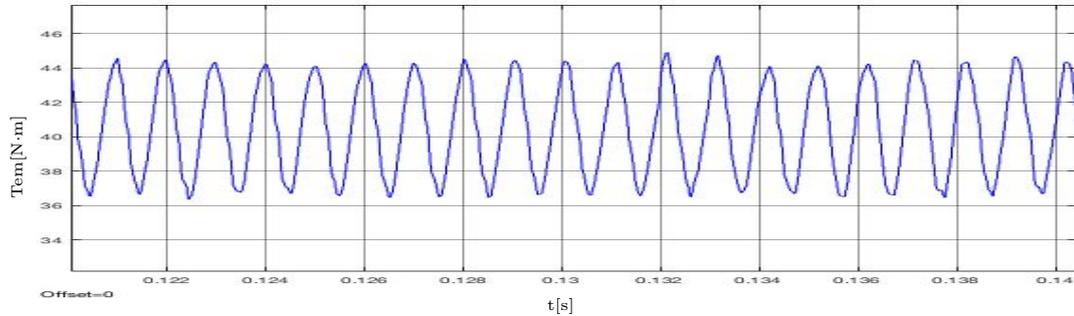


Figura 3.13: Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

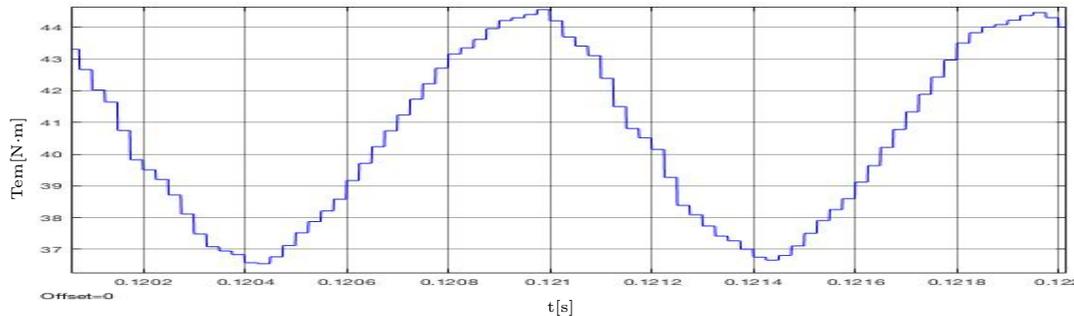


Figura 3.14: Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

A modo ilustrativo, se muestran las formas de onda de par para 0° y 180° (ver Figura 3.13 y Figura 3.14; Figura 3.15 y Figura 3.16, respectivamente). Para poder consultar todas las configuraciones, se han documentado todas las simulaciones llevadas a cabo en el Anexo B. En ambas configuraciones se observa una señal más sinusoidal que las vistas hasta el momento, especialmente para el caso de un desfase nulo entre perturbaciones. En el caso del desfase de 180° , se observan formas de onda sinusoidales con una perturbación muy marcada en la segunda mitad de la onda.

En cuanto al rizado de par, para la configuración de 0° entre señales HFI se obtiene una amplitud de 7.90 N·m, situando su mínimo en 36.50 N·m y su máximo en 44.40 N·m. Para las señales -teóricamente- contrapuestas entre sí, la amplitud es un 70% menor, 2.30 N·m con valores comprendidos entre 39.30 N·m y 41.60 N·m.

Sin embargo, realmente los ángulos de desfase equivalentes a la superposición

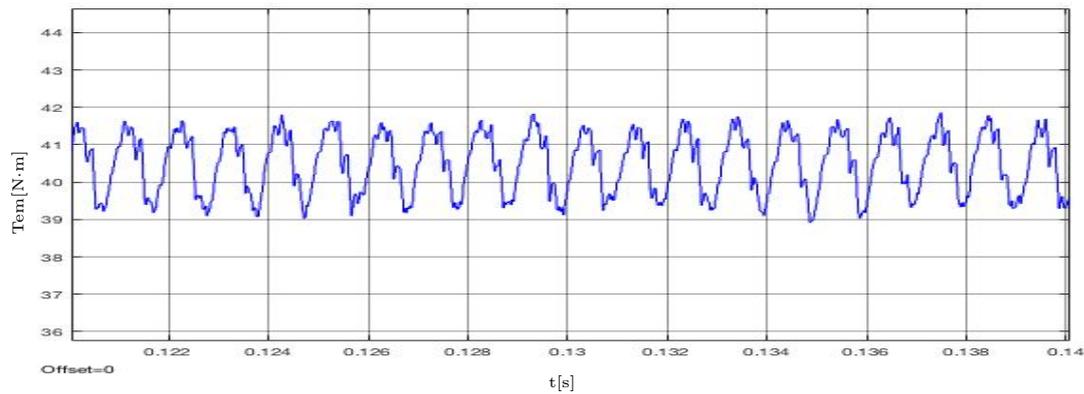


Figura 3.15: Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

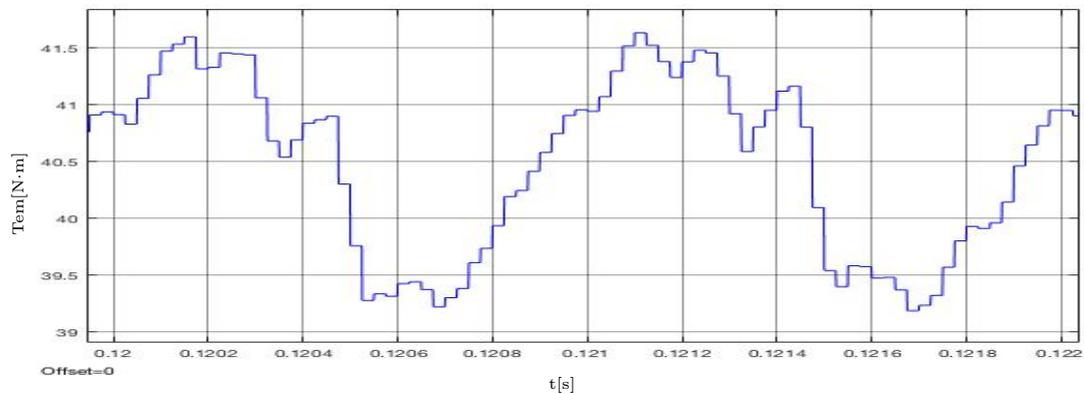


Figura 3.16: Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

y la contrafase no son 0° y 180° , respectivamente sino que son 30° y 210° . Esto es así porque hay que considerar el desfase físico entre ambos devanados dentro del propio motor, que al tratarse de un motor trifásico dual asimétrico, éste es de 30° . Por ello, en la Figura 3.17, Figura 3.18, Figura 3.19 y Figura 3.20 se recogen dichas configuraciones singulares.

En la configuración que representa los 30° de desfase entre excitaciones, se observa una forma de onda muy irregular y perturbada, siendo la configuración menos deseada debido al comportamiento perturbador que presenta. El análisis de este punto singular queda fuera del alcance de este trabajo de fin de máster, representando una de las líneas futuras de investigación. Para evitar posibles distorsiones en la interpretación de resultados, se ha excluido el valor de 30° de toda representación gráfica (ver Figura 3.21).

Al analizar la señal en contrafase real, al excitar con 210° de desfase entre ambas

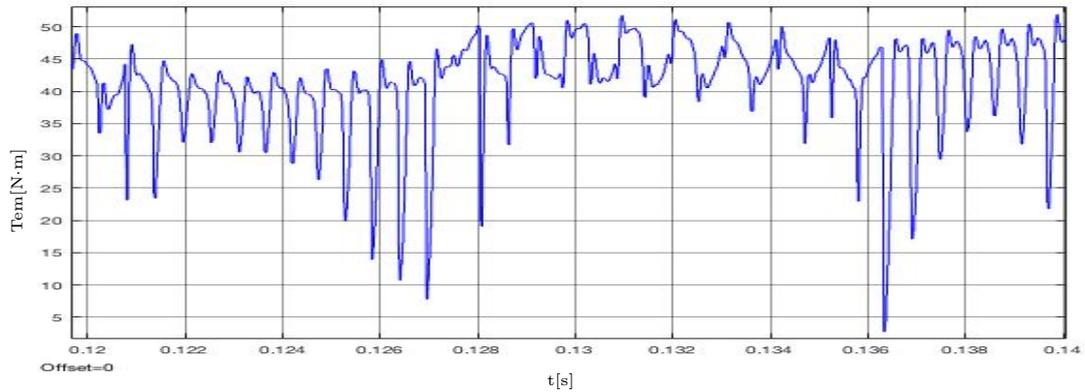


Figura 3.17: Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

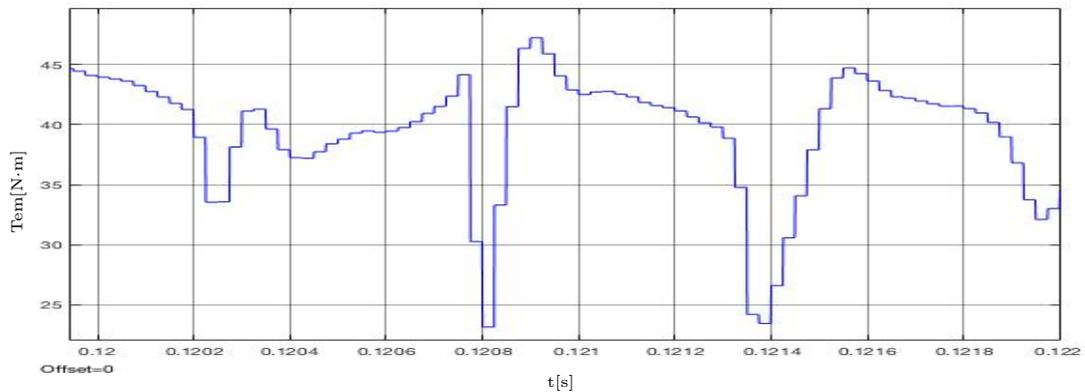


Figura 3.18: Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

señales, el rizado de par presenta un valor entre máximos y mínimos relativos de 1.1 N·m. La forma de la señal de T_{em} no es una senoide y recuerda ligeramente a la trayectoria que sigue el par cuando no se excita ninguno de los devanados (ver Figura B.2), por lo que, tal y como se esperaba del análisis teórico preliminar, se trata de la condición de operación que permite una cancelación efectiva de las perturbaciones en la forma de onda del par.

Para cada una de las configuraciones analizadas, se han medido dos máximos relativos y dos mínimos relativos para obtener un valor de amplitud más exacto, los cuales se recogen de manera resumida en el Cuadro 3.2, y una versión más detallada en el Cuadro B.1 y Cuadro B.2. Gráficamente, los datos se recogen en la Figura 3.21.

Se observa que la configuración con desfase de 210° es la óptima desde un punto de vista de calidad de la señal, puesto que la amplitud del rizado de par presenta

Cuadro 3.2: Rizado de par (amplitud señal) en función del desfase entre perturbaciones HFI.

Desfase [°]	Amplitud T_{em} [N·m]	Desfase [°]	Amplitud T_{em} [N·m]
0	7.90	180	2.30
5	8.10	185	2.35
10	7.80	190	2.00
15	8.05	195	1.75
20	7.45	200	1.40
25	8.45	205	1.15
30	-	210	1.10
35	8.35	215	1.40
40	8.00	220	1.50
45	8.20	225	1.70
50	8.05	230	1.80
55	8.10	235	2.15
60	8.05	240	2.40
65	7.95	245	2.85
70	7.90	250	3.45
75	7.75	255	3.50
80	7.55	260	3.80
85	7.55	265	4.05
90	7.25	270	4.50
95	7.05	275	4.60
100	6.95	280	5.00
105	6.50	285	5.20
110	6.30	290	5.55
115	6.30	295	5.75
120	5.87	300	5.85
125	5.70	305	6.10
130	5.65	310	6.50
135	5.10	315	6.95
140	5.10	320	6.90
145	4.45	325	7.30
150	4.35	330	7.60
155	3.85	335	7.65
160	3.55	340	7.40
165	3.25	345	7.65
170	3.00	350	7.75
175	2.50	355	7.95
		360	8.10

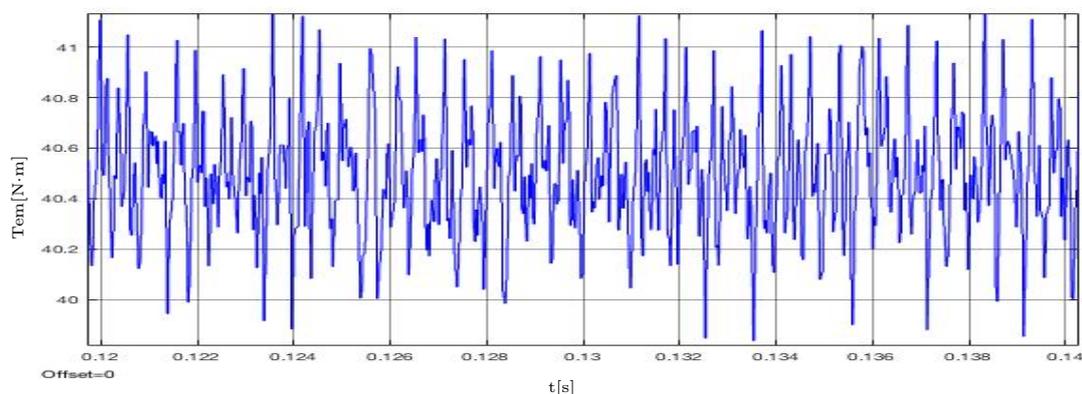


Figura 3.19: Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

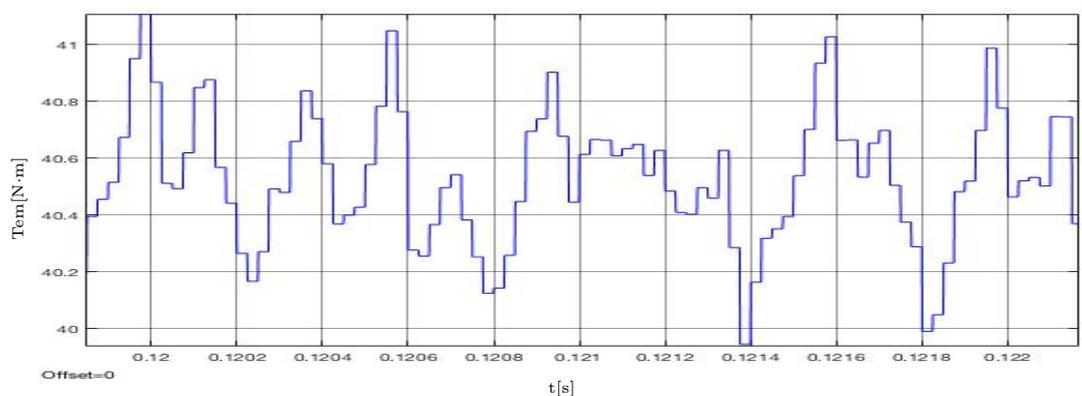


Figura 3.20: Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

el valor más pequeño. Se puede ver, también, que entre los 145° y los 280° todas las configuraciones son más favorables que en el caso de los ensayos realizados para un devanado excitado, como queda representado en el Cuadro 3.3.

3.4.4. Conclusiones

A partir de los resultados presentados, se puede concluir que, desde el punto de vista de la calidad del par electromagnético producido, la mejor alternativa para la estimación de la posición angular del rotor es la excitación de los dos bobinados del motor trifásico dual con un desfase entre ellos de 210° . Cabe destacar que este valor era el esperado, puesto que es la posición de contrafase (180°) de las dos perturbaciones teniendo en cuenta, además, el diseño físico del motor y

Cuadro 3.3: Resumen relación entre calidad de la señal y número de devanados excitados.

Devanados excitados	Amplitud T_{em} [N·m]	Información ángulo rotor
Ninguno	0.9	No
Uno	5	Sí, una medida
Ambos	1.1	Sí, dos medidas

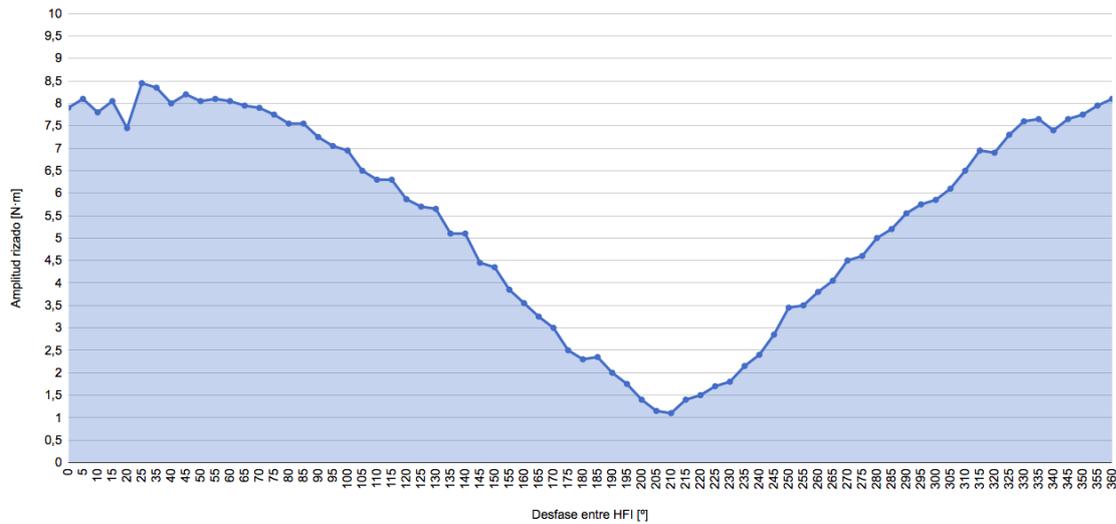


Figura 3.21: Rizado de par (amplitud señal) en función del desfase entre perturbaciones HFI.

su desfase entre bobinados trifásicos asimétricos de 30° . La configuración que contempla un desfase entre señales de 30° queda totalmente prohibida por su carácter perturbador al inyectar en fase ambas señales de alta frecuencia.

Desde el punto de vista de la precisión de la señal, esta configuración es también la más deseable, puesto que al realizar una doble excitación se obtienen dos estimaciones angulares (una por cada grupo trifásico), las cuales incorporan el doble de información. El coste para el motor de añadir dos excitaciones es relativamente bajo, puesto que al introducir un desfase perpendicular, se reduce el efecto del principio de superposición de señales, haciendo que la calidad de la señal sea muy buena (rizado de par bajo).

Únicamente, se debe tener en cuenta que el rizado está presente en las corrientes de ambos bobinados, lo que duplica las pérdidas de potencia producidas por el HFI.

3.5. Determinación de la calidad de la estimación angular de la posición del rotor para la configuración óptima de las perturbaciones HFI

Una vez determinada la configuración óptima entre ambas señales de perturbación de alta frecuencia (ver sección 3.4), se procede con la evaluación de la calidad de la estimación de la posición angular, como se recoge en el objetivo IV de la sección 3.1.

Para ello, se ha implementado un módulo adicional para poder obtener la información relacionada con la posición angular del rotor contenida en las corrientes. Este módulo se integra antes del algoritmo de regulación de par FOC, tal y como se ilustra en la Figura 3.22.

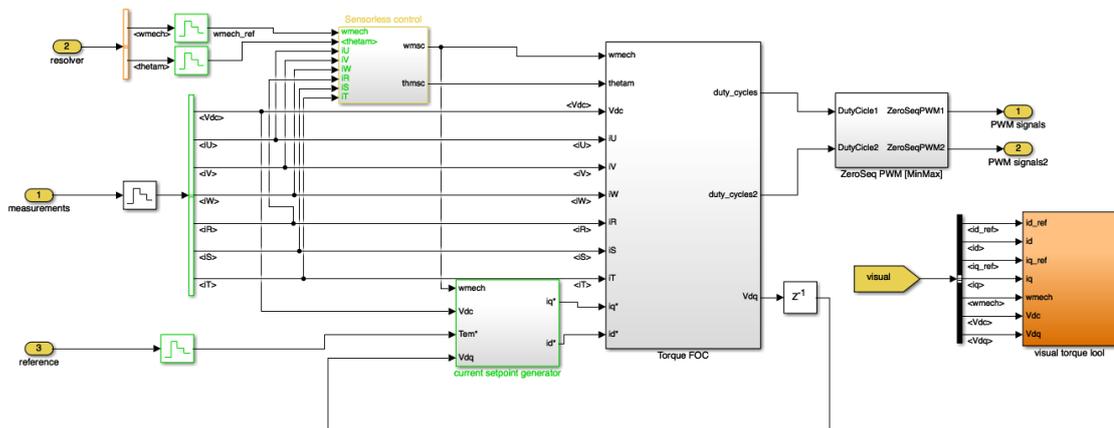


Figura 3.22: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del algoritmo de control incluyendo el módulo *sensorless* [14].

El procesamiento de señal que se debe llevar a cabo para poder obtener la estimación angular, tal y como se ha explicado matemática y conceptualmente en la sección 2.3.2, se han modelado en MATLAB/Simulink, tal y como describe la Figura 3.23. En dicha figura se observa perfectamente el paralelismo entre las transformaciones planteadas en [13] y los bloques dispuestos en el modelo. El único bloque que no aparece a nivel teórico pero sí en el modelo es el bloque *unwrap*, el cual permite convertir las señales que presentan discontinuidades de fase (dando como resultado un ángulo contenido entre 0 y 2π).

Una vez obtenidas las estimaciones angulares, se deben compensar los retardos introducidos en la cada estimación, para que los valores obtenidos, así como la

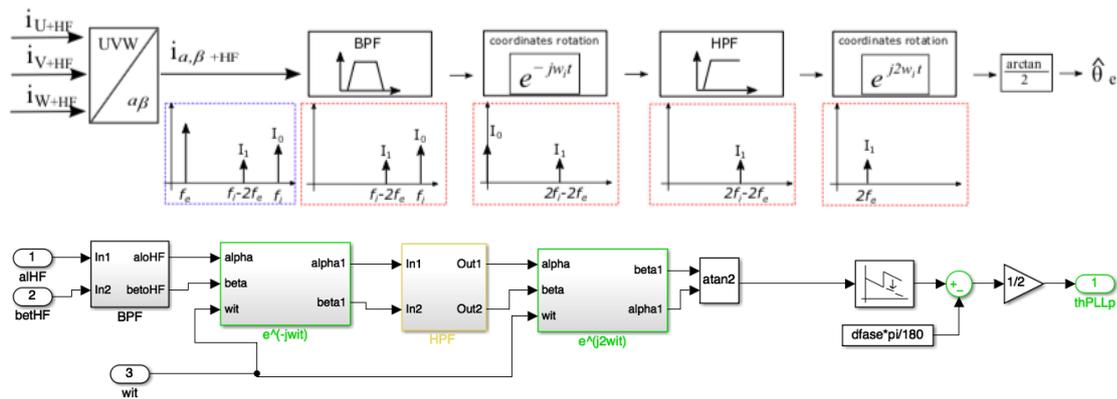


Figura 3.23: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del filtrado de las señales de corriente equivalente para la obtención de la información de la posición angular del rotor [13, 14].

respectiva media aritmética, sean comparables con el valor real instantáneo de la posición angular del rotor. Estos retrasos responden a dos motivos:

- I. Para la estimación del segundo bobinado, se le debe añadir el retraso de 30° debido a su desfase físico respecto del primer bobinado. Como se han aplicado las transformaciones de Clarke trifásicas, las señales están contenidas en un mismo plano de referencia, haciendo que esta diferencia angular deba ser compensada.
- II. Los filtros utilizados para realizar el procesamiento de señal y obtener el ángulo introducen un determinado retraso para cada punto de operación que debe ser compensado.

Dado que el valor del retraso a introducir por I es conocido, se ha impuesto directamente un retraso de 30° ($\pi/6\text{rad}$) tras la salida del ángulo estimado del segundo set trifásico. El módulo de *sensorless* que trata las estimaciones angulares obtenidas se muestra en la Figura 3.24. A ambos bobinados se les añade una compensación por retraso debido a los filtros de 1.3 rad. A continuación se detalla cómo se ha llegado a dicho valor.

Inicialmente, el sistema se ha simulado teniendo en cuenta únicamente la compensación del desfase entre bobinados de 30° y se ha obtenido una buena aproximación entre el ángulo estimado por el primer grupo (rojo) y la posición angular real (azul), pero la media (lila) queda muy desviada temporalmente por una estimación del segundo grupo (amarillo) aún más alejada. Esta primera situación se recoge en la Figura 3.25.

Tras la obtención de estos resultados, y de forma iterativa se han ido simulando distintos escenarios añadiendo un desfase adicional, en este caso para ambos bobinados para obtener una media lo más próxima posible a la posición angular real del motor. De forma experimental se ha concluido que al añadir 1.45 rad a ambas estimaciones, se obtiene una estimación con precisión de prácticamente el 100 % respecto la original. De todos modos, para poder visualizar ambas señales (real y media estimada) se ha establecido una compensación de 1.3 rad, en virtud de la visualización al no estar superpuestas ambas señales (ver Figura 3.26 y Figura 3.27, respectivamente).

3.5.1. Consideraciones finales relativas al modelo empleado

Es importante remarcar que el marco de referencia del modelo ejecutado en MATLAB/Simulink es el trifásico *abc-rst*. Inicialmente se había intentado obtener la información angular de las corrientes en un sistema de referencia *dq*. Como la información está contenida en las corrientes proyectadas en el plano $\alpha\beta$, ésta se perdía en el entorno *dq* al superponerse. En la Figura 3.28 se observa el rizado de señal presente en las corrientes en el plano $\alpha\beta$ (i_α en azul, i_β en rojo) del primer devanado. La presencia de este rizado en la señal sinusoidal es la que nos permite poder obtener la información para la estimación de la posición angular.

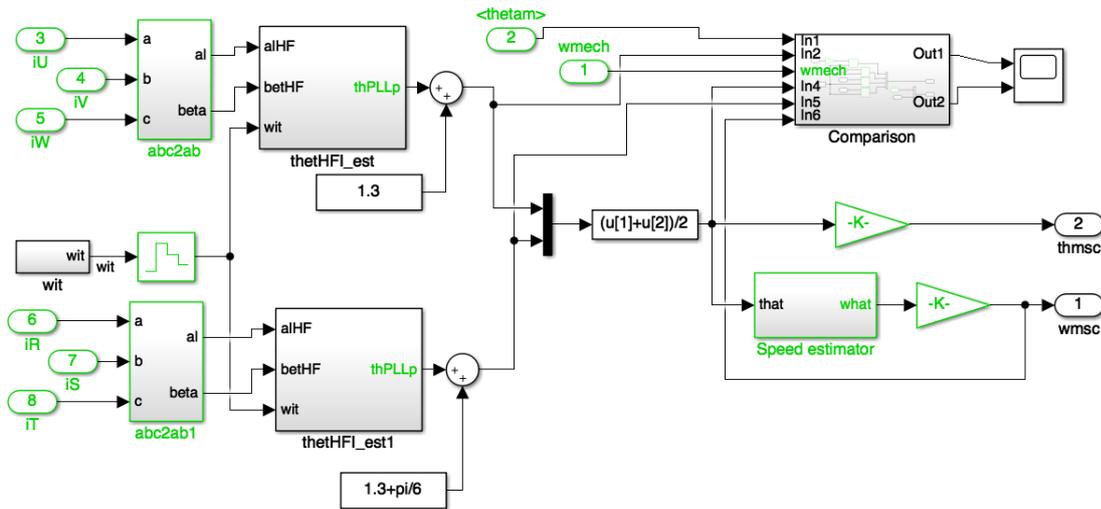


Figura 3.24: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del módulo *sensorless*

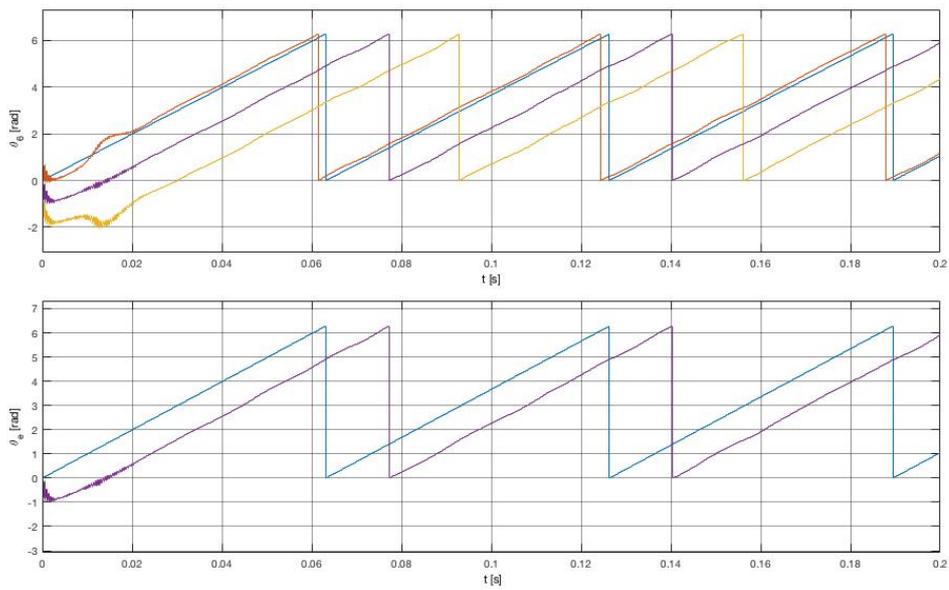


Figura 3.25: Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real al no compensar el retraso añadido por el uso de filtros

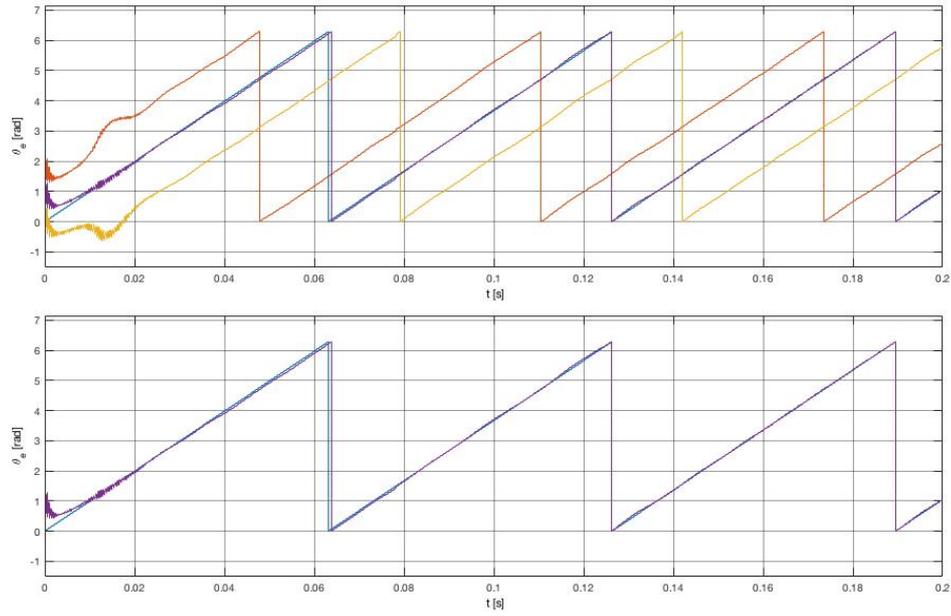


Figura 3.26: Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real. Compensación: 1.45 rad

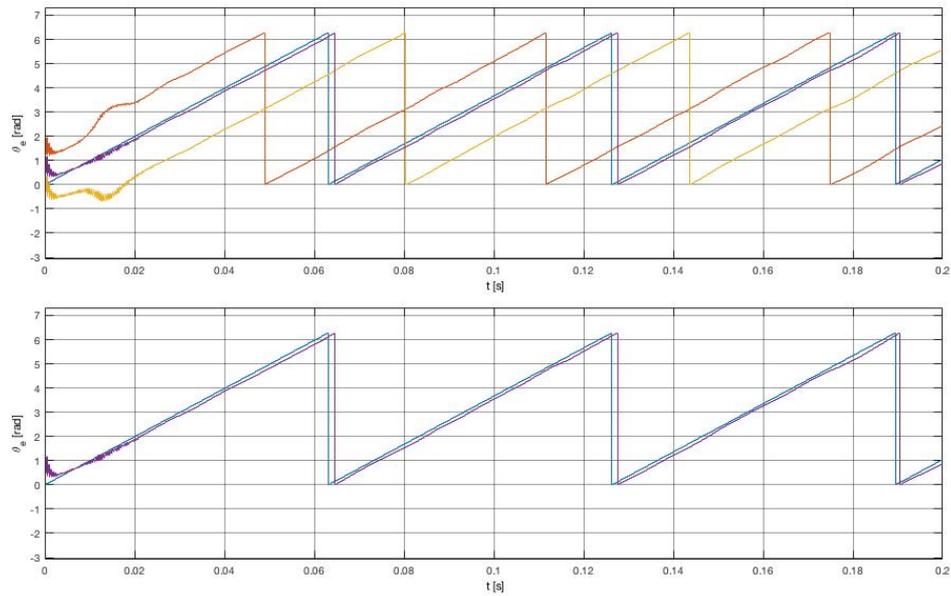


Figura 3.27: Comparativa entre ángulo estimado y ángulo real. Compensación: 1.3 rad

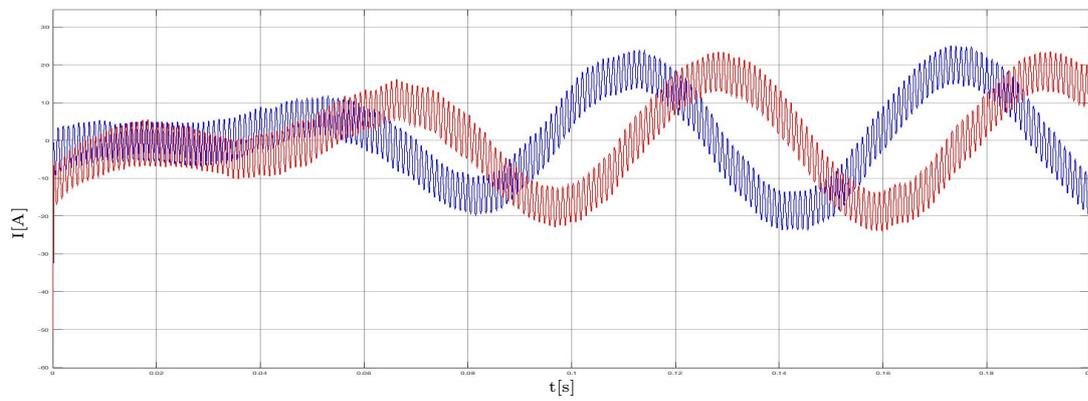


Figura 3.28: Detalle de la forma de onda de la corriente $i_{\alpha, \beta}$ entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.

Capítulo 4

Planificación y presupuesto del proyecto

4.1. Planificación del proyecto

A continuación se detallan las fases en las que se ha estructurado el proyecto.

- **Fase I: Definición del proyecto.** Establecimiento de los objetivos del proyecto y el alcance del mismo. Además, se ha entendido la necesidad social y tecnológica de esta línea de investigación.
- **Fase II: Estado del arte.** Revisión bibliográfica de los tres pilares teóricos que conforman el proyecto. En primer lugar, se ha investigado acerca de las tecnologías para máquinas eléctricas (motores trifásicos y multifase), así como en las técnicas de control más utilizadas para dichas máquinas. Finalmente, antes de pasar a la parte de simulaciones, se ha realizado una revisión de la literatura científica y el estado del arte de la tecnología *sensorless*, tanto para máquinas trifásicas como multifase.
- **Fase III: Primera etapa de validación: configuración óptima de la inyección de perturbaciones HFI.** Se ha modelado el sistema en el entorno MATLAB/Simulink. Además, se han realizado las correspondientes simulaciones que han permitido obtener conclusiones acerca de cuál es la mejor configuración (desde un punto de vista de la calidad de la señal del par electromagnético).
- **Fase IV: Segunda etapa de validación: evaluación de la estimación de la posición angular obtenida para la configuración óptima.** Se ha implementado el modelo de tratamiento de señal en MATLAB/Simulink. Posteriormente, se han realizado las correspondientes simulaciones que han

permitido obtener conclusiones acerca de cuál es el comportamiento de la estimación de la posición angular para la configuración óptima de la técnica de control *sensorless* HFI.

- **Fase V: Revisión de la documentación.** Una vez finalizada la memoria, se ha realizado un proceso de mejora del maquetado. El contenido del trabajo se ha validado junto con el director del proyecto.
- **Fase transversal: Redacción de la memoria.** Durante el transcurso del proyecto se han ido recogiendo los aspectos más relevantes de la revisión bibliográfica (fase II) así como de los procedimientos, resultados y conclusiones de la parte experimental (fase III y IV).

Los hitos para este proyecto coinciden con la finalización de cada una de las fases. En la Figura 4.1 se representa el diagrama de Gantt que recoge la planificación expuesta anteriormente.

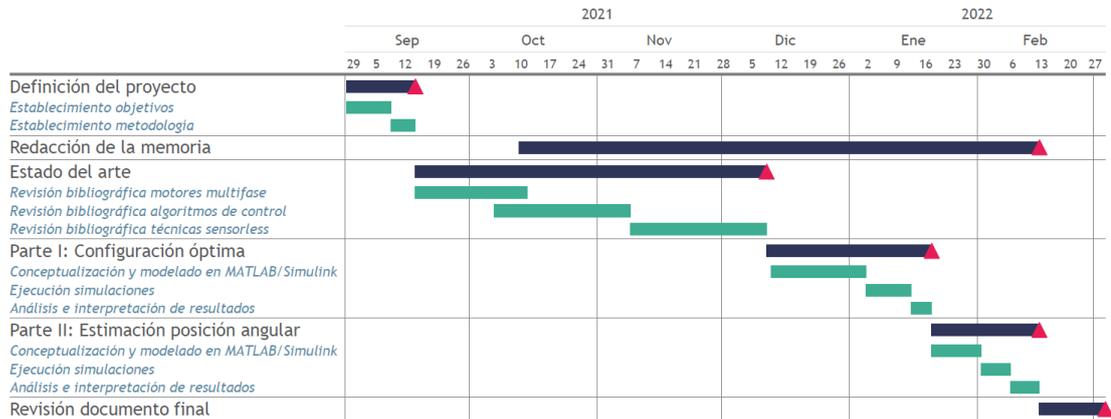


Figura 4.1: Diagrama de Gantt.

4.2. Costes del proyecto

Para la realización de este proyecto se ha incurrido en tres tipos de costes: costes de capital humano, costes de licencia de *software* y costes por amortización de capital.

- Los costes por **capital humano** corresponden a las horas empleadas por las personas implicadas en dicho proyecto y ascienden a 9.600 €:
 - Ingeniera júnior, 7.500 €
 - Coste unitario: 30 €/h
 - Horas dedicadas: 250 h
 - Director del proyecto, 2.100 €
 - Coste unitario: 70 €/h
 - Horas dedicadas: 30 h
- Los costes por **licencia de *software*** quedan cubiertos por la licencia general incluida en el acuerdo entre MathWorks y UPV/EHU, por lo que no se computan directamente a este proyecto.
- Los costes por **amortización de capital**, corresponden al ordenador que se ha utilizado para llevar a cabo todas las fases del proyecto y que suma la cantidad de 50 €:
 - MacBook Air, ordenador
 - Precio: 1000 €
 - Vida útil: 10 años
 - Tiempo de uso empleado: 6 meses, medio año

El montante total atribuible a la realización de este proyecto asciende a 9.650 €.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

La electrificación del transporte se postula como estratégica de cara a la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero, hecho que se persigue desde las instituciones como respuesta al ya presente cambio climático. Tal y como se ha revisado en la literatura, para que esta electrificación sea eficaz desde un punto de vista de reducción de GEI, los vehículos deberán de contar con un sistema de propulsión 100 % eléctrico.

Para que la alternativa eléctrica sea atractiva desde un punto de vista competitivo respecto a los motores de combustión convencionales hay que dar respuesta a una serie de retos tecnológicos entre los que se encuentran: la reducción del peso y el volumen, así como el abaratamiento del tren motor. Además, la robustez y fiabilidad del sistema de propulsión también debe mejorarse. En este sentido, las técnicas de control *sensorless* reducen el volumen y el peso del grupo motor al eliminar la necesidad de incluir *resolvers* para poder tener información sobre la posición angular del rotor respecto del estator. Este tipo de estrategias se han investigado extensivamente para los motores eléctricos convencionales trifásicos, aunque los estudios relativos a motores multifase no son muy frecuentes.

En este trabajo se ha demostrado que, para regímenes de operación de bajas velocidades, las técnicas *sensorless* basadas en la inyección de perturbaciones HFI, las cuales han sido ampliamente validadas para máquinas trifásicas, son extrapolables a motores trifásicos duales. Resulta de especial interés esta conclusión, puesto que los motores multifase podrían sustituir a las actuales máquinas trifásicas y, así, aumentar la densidad de potencia del sistema de propulsión, siendo la configuración doble trifásica la más atractiva, ya que toda la tecnología de control así como la electrónica de potencia existente es aprovechable.

El motor escogido para el estudio es un IPMSM dual trifásico asimétrico, que actualmente está siendo construido para el grupo de investigación APERT y permitirá completar este estudio teórico, basado en simulaciones, con ensayos en el prototipo para validar la viabilidad de estas conclusiones.

A través de las simulaciones llevadas a cabo en MATLAB/Simulink, se ha comprobado que la inyección de perturbaciones de alta frecuencia en ambos bobinados simultáneamente resulta una opción más ventajosa respecto a la excitación de un único devanado. Se ha demostrado que, para una configuración en la que las señales perturbación se inyectan con un desfase angular de 210° , la componente perturbadora es eliminada prácticamente al completo de la forma de onda del par electromagnético, mejorando la calidad de dicha señal. Además, al perturbar los dos sets trifásicos, se obtiene información sobre la posición angular del rotor por duplicado, haciendo así que la estimación sea más robusta y estable. Aun y así, esta aproximación presenta una desventaja respecto a la solución homóloga de un único devanado excitado y es un mayor consumo energético: las perturbaciones, aunque se anulen en el par electromagnético, no lo hacen en las corrientes, teniendo el doble de pérdidas de cobre. Sin embargo, se ha determinado que el beneficio de tener una estimación más consistente es superior al coste energético introducido por la perturbación adicional. Comparando la solución propuesta (dos inyecciones HFI con desfase de 210° entre ellas) respecto a una situación de no excitación que representa la actualidad, también se puede observar que el rizado adicional introducido en el par electromagnético es de $1.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ en vez de $0.9 \text{ N}\cdot\text{m}$, que es una contraprestación asumible teniendo en cuenta que puede estimarse la posición angular del rotor sin necesidad de sensores y equipamiento adicional.

La calidad de la estimación de la posición angular es muy elevada y únicamente difiere del valor real por los retrasos introducidos al tratar las señales de corriente que contienen dicha información mediante filtros. Estos retrasos, los cuales han sido compensados experimentalmente, abren una línea de investigación en la que se relacione analíticamente el desfase entre perturbaciones y su implicación con el retraso entre el ángulo real y el estimado.

Anexos

Anexos A

Modelo de MATLAB/Simulink

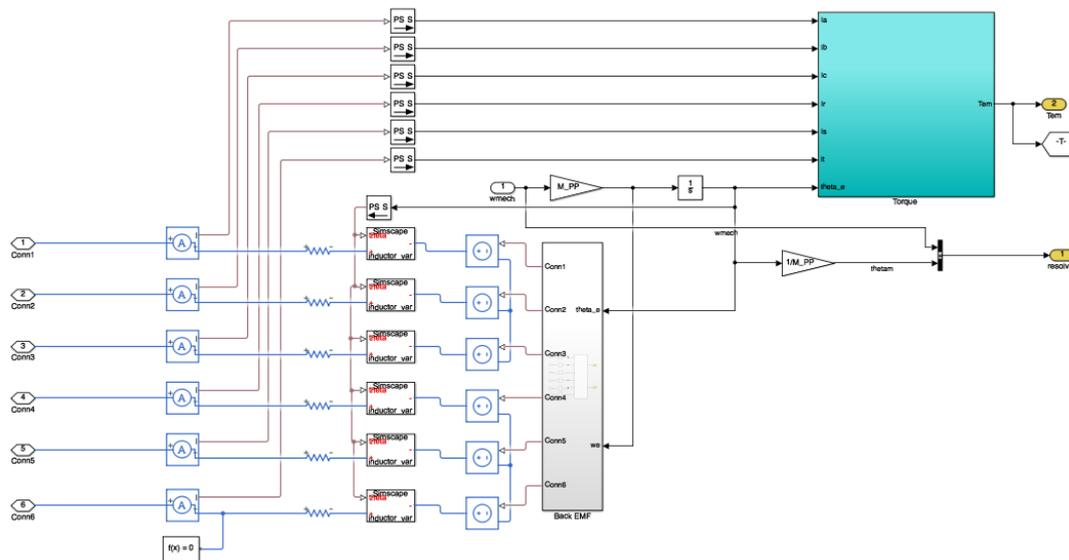


Figura A.1: Diagrama de bloques en MATLAB/Simulink del motor IPMSM [14].

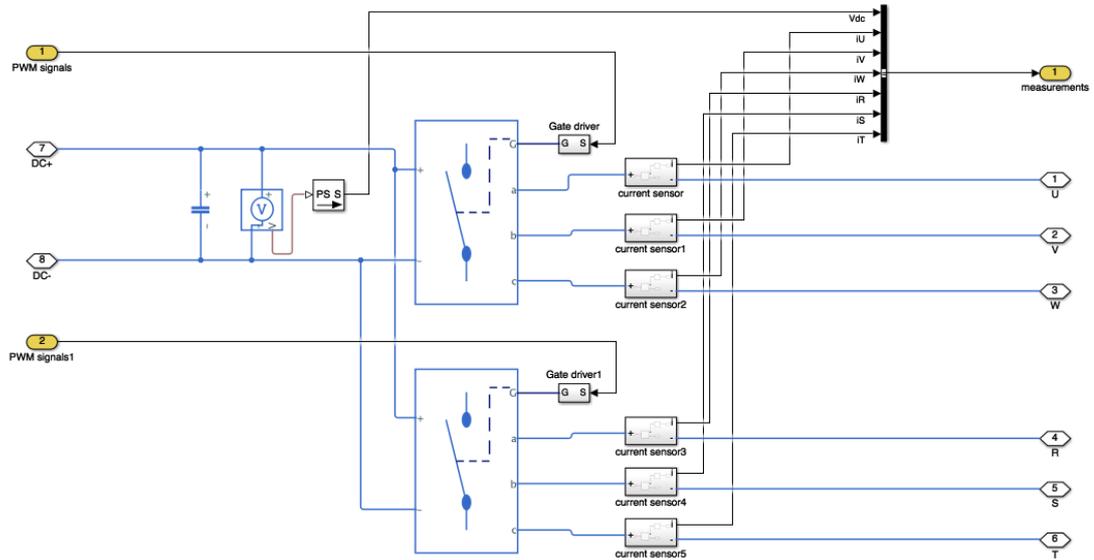


Figura A.2: Electrónica de potencia [14].

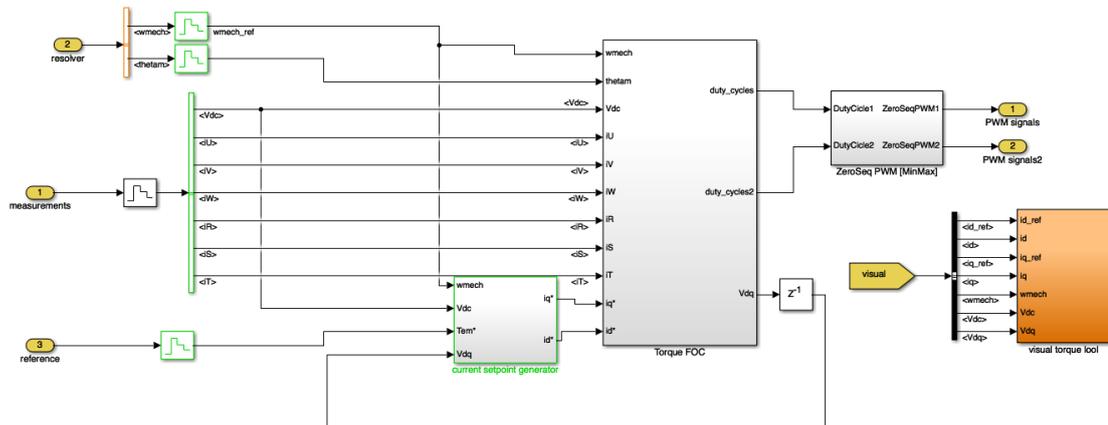


Figura A.3: Esquema de control [14].

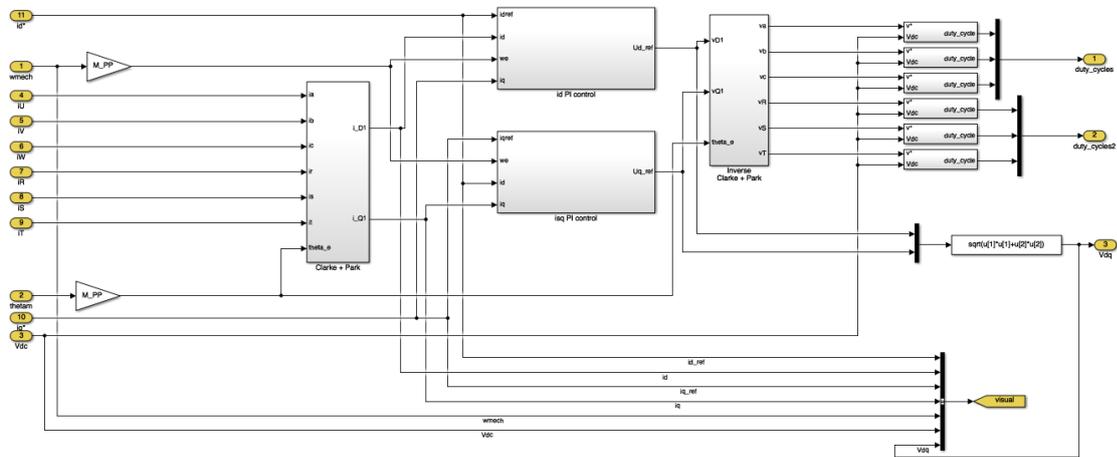


Figura A.4: Algoritmo FOC [14].

Anexos B

Forma de onda del par electromagnético en función del desfase angular entre las perturbaciones HFI

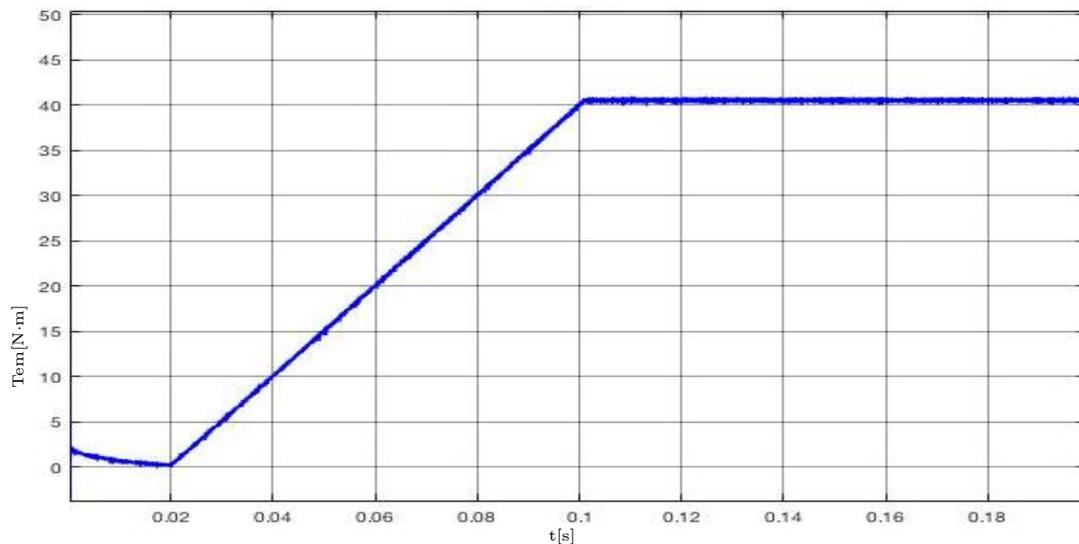


Figura B.1: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.

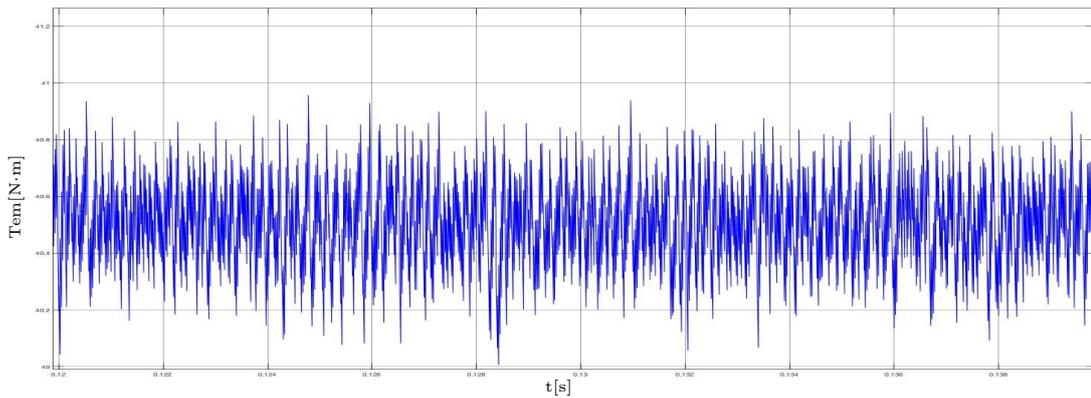


Figura B.2: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

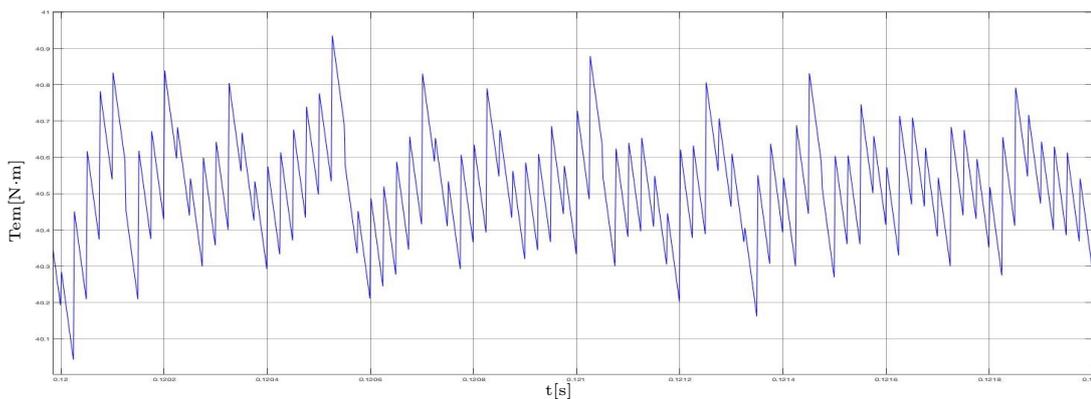


Figura B.3: Ningún devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

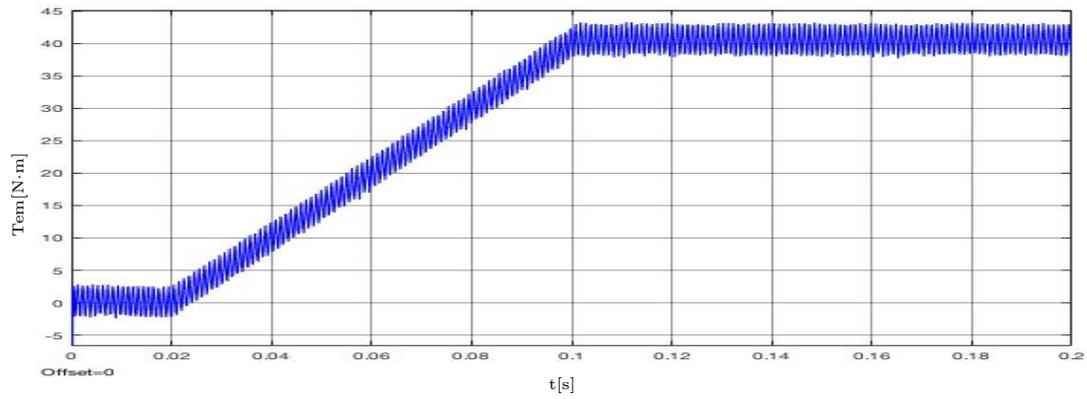


Figura B.4: Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.

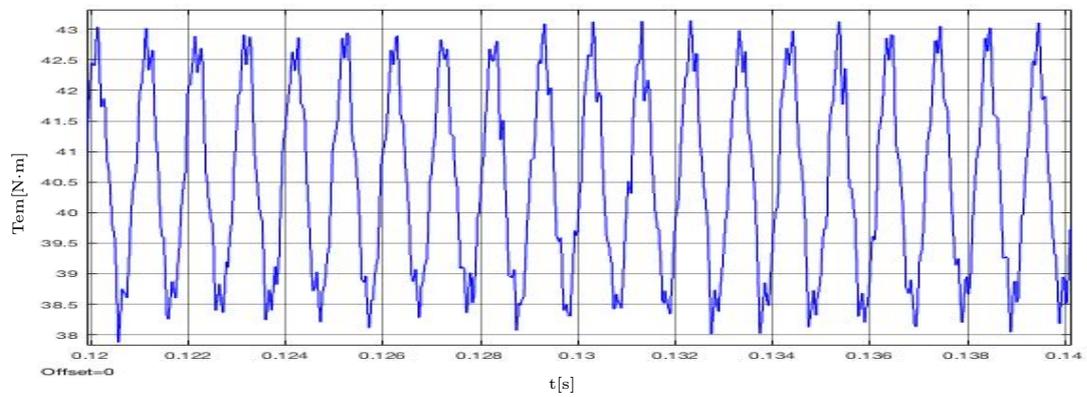


Figura B.5: Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

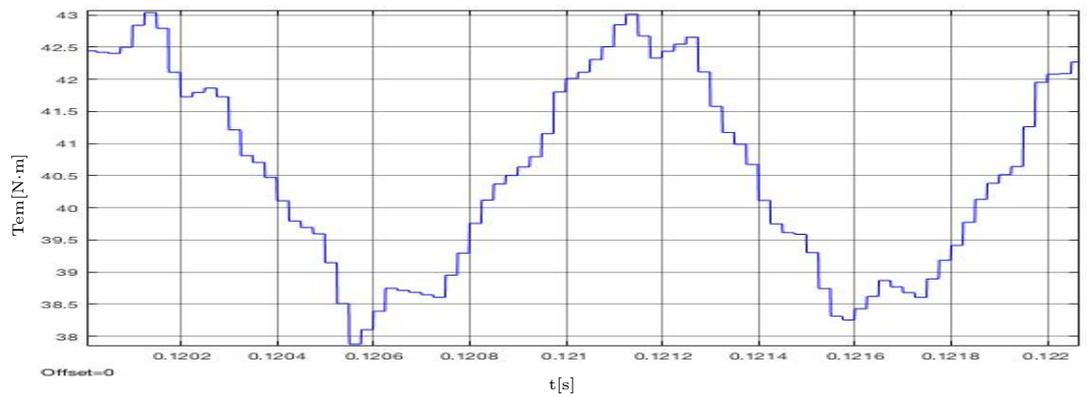


Figura B.6: Primer devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

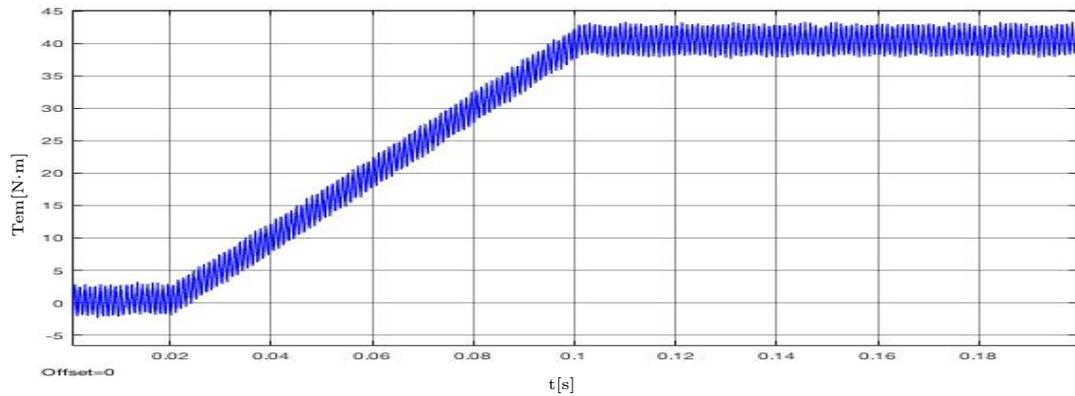


Figura B.7: Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0$ s y $t_2=0.2$ s.

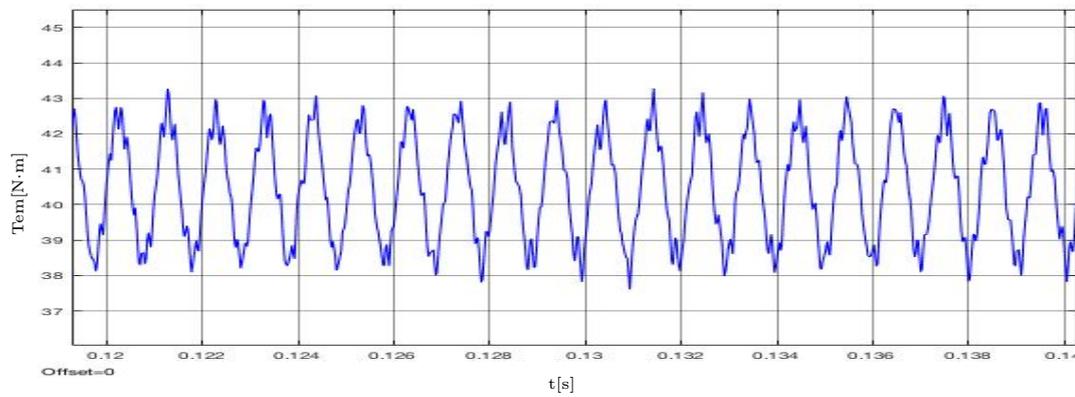


Figura B.8: Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

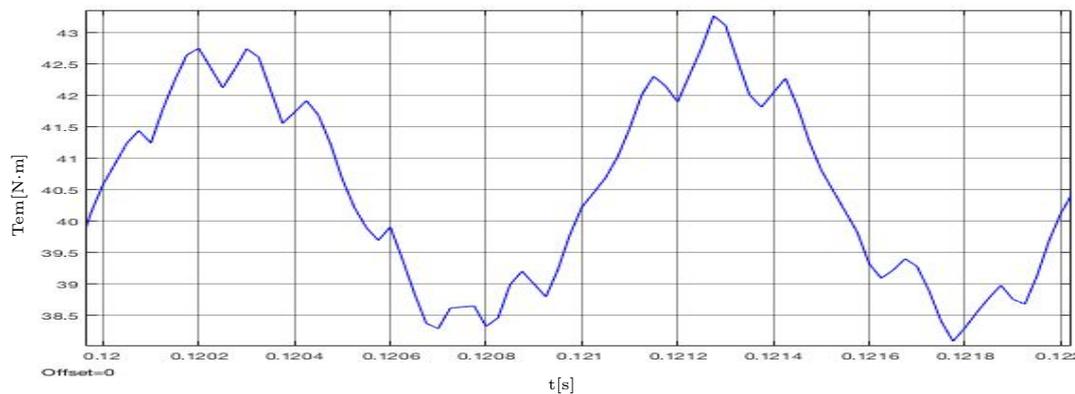


Figura B.9: Segundo devanado perturbado: Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

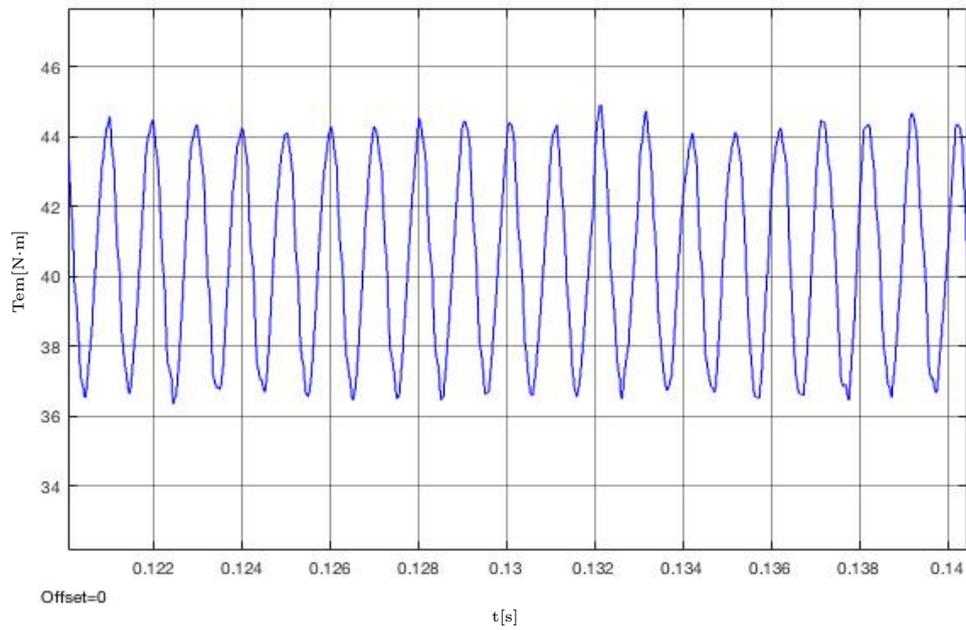


Figura B.10: Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

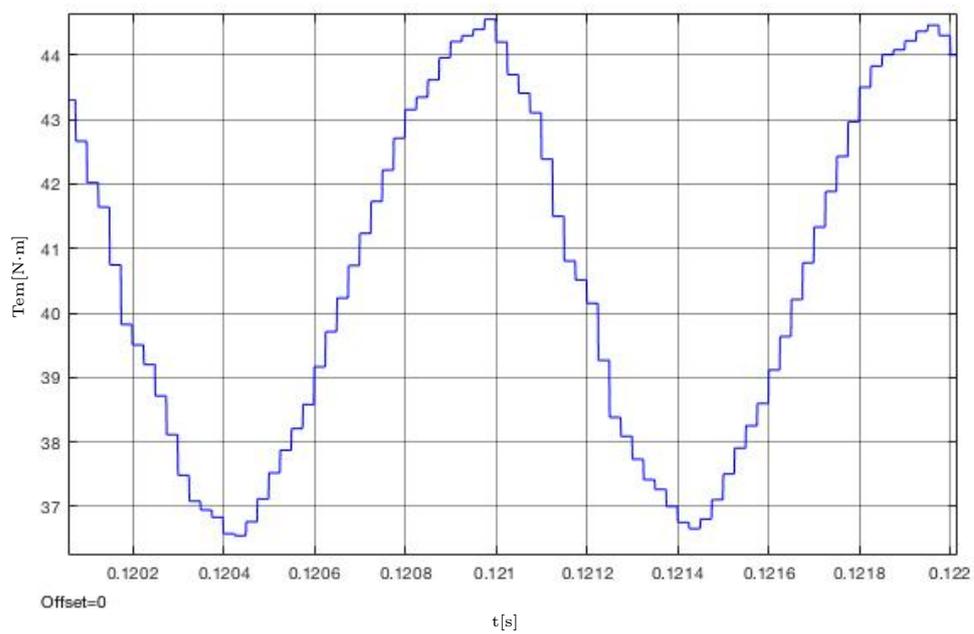


Figura B.11: Ambos devanados perturbados (0°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

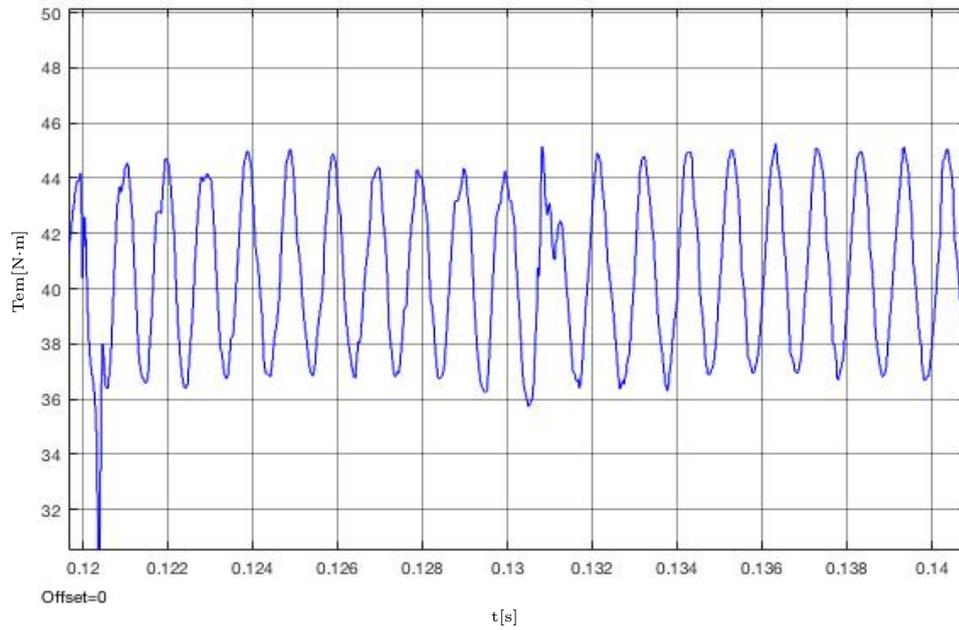


Figura B.12: Ambos devanados perturbados (5°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

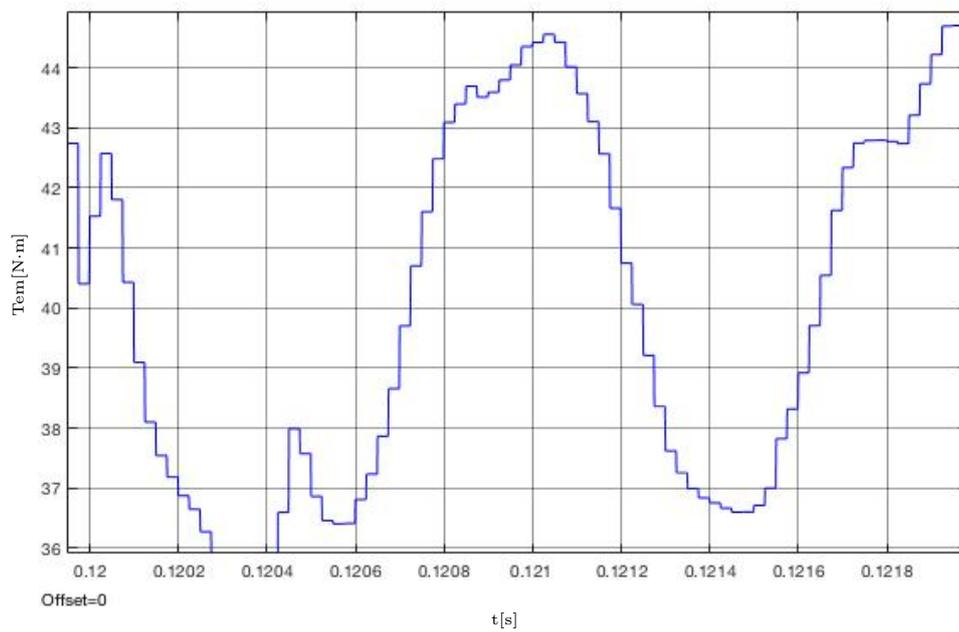


Figura B.13: Ambos devanados perturbados (5°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

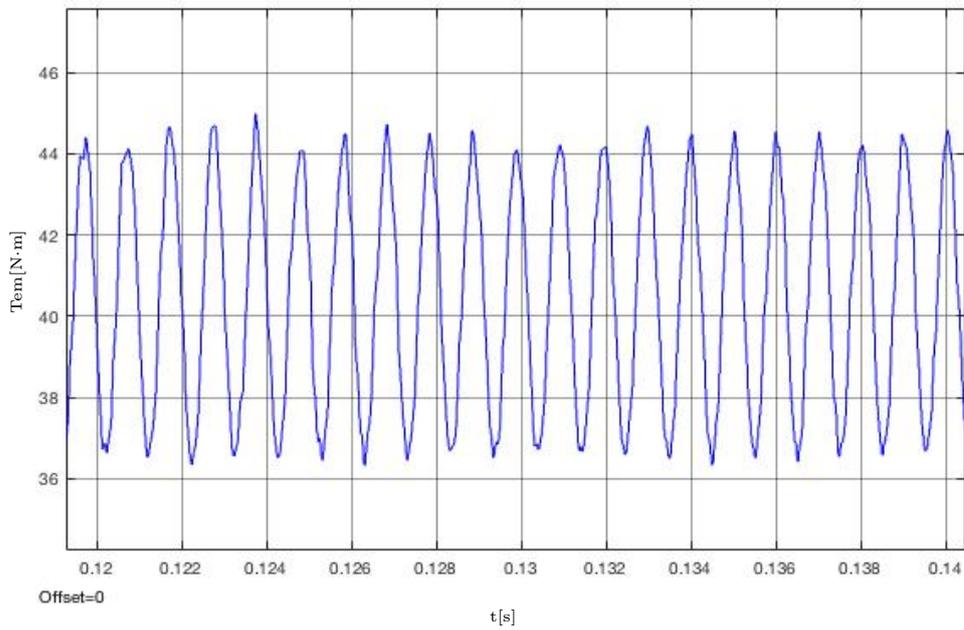


Figura B.14: Ambos devanados perturbados (10°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

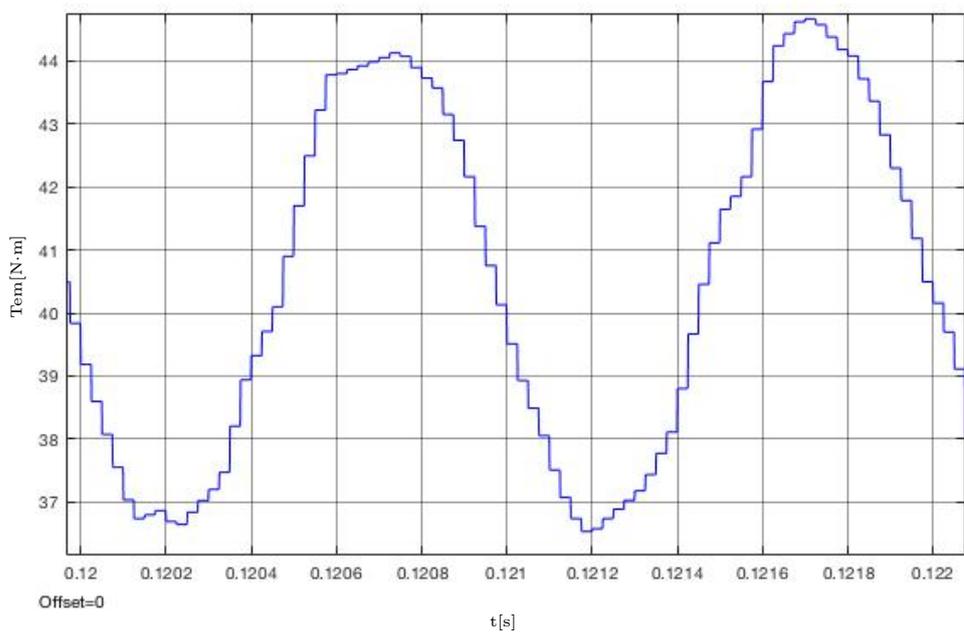


Figura B.15: Ambos devanados perturbados (10°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

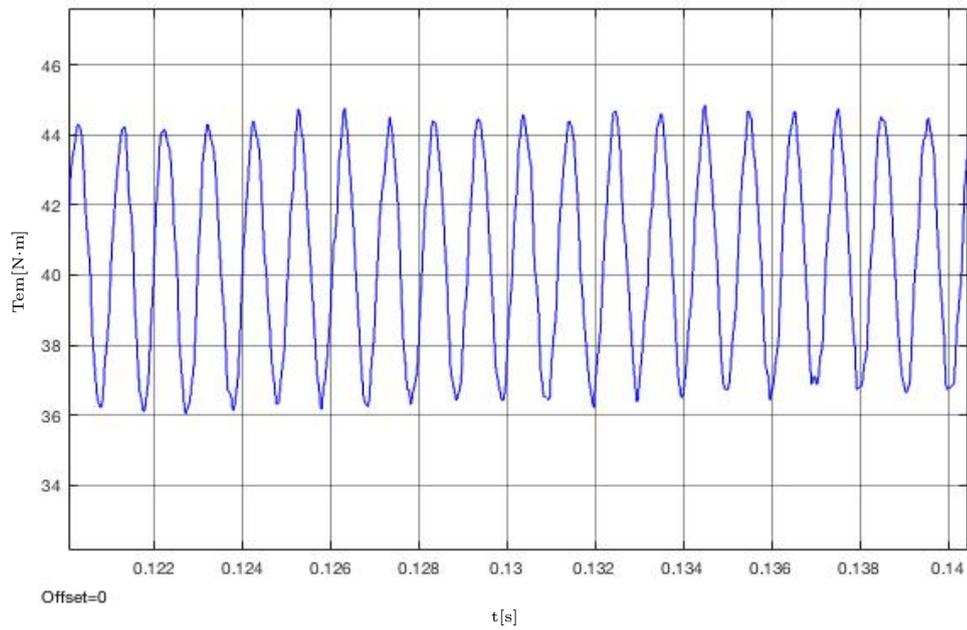


Figura B.16: Ambos devanados perturbados (15°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

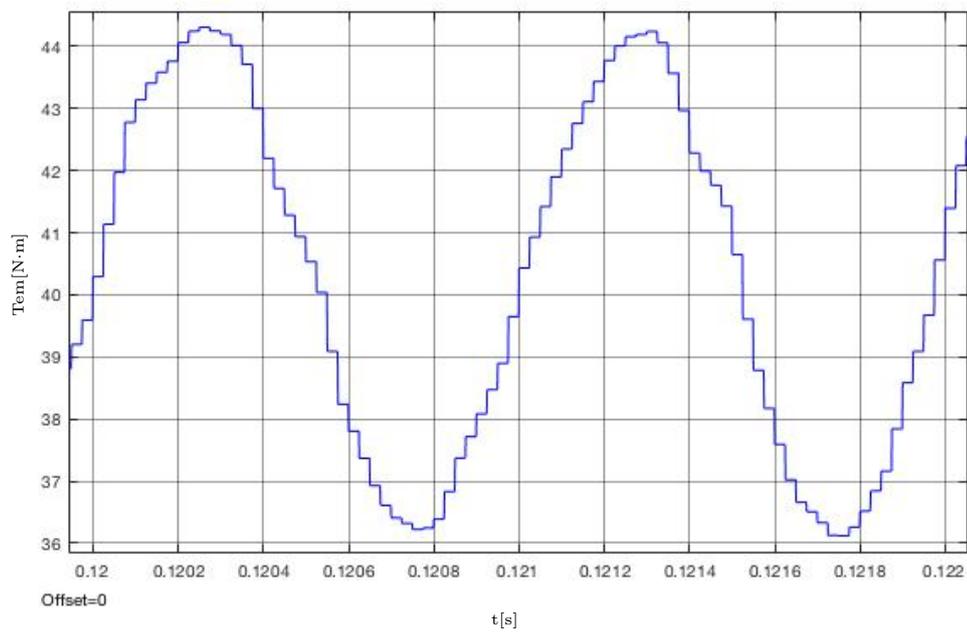


Figura B.17: Ambos devanados perturbados (15°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

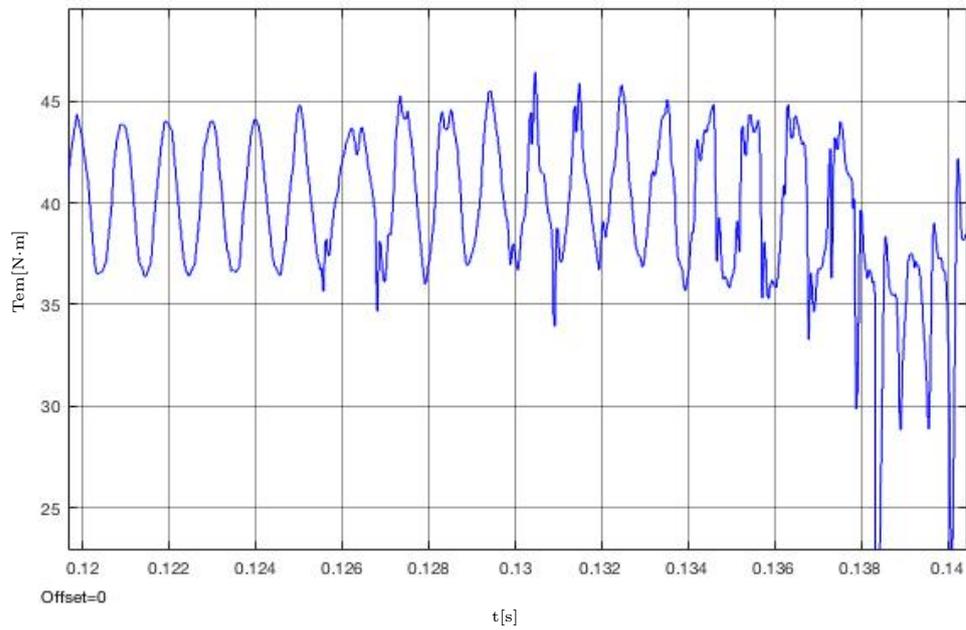


Figura B.18: Ambos devanados perturbados (20°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

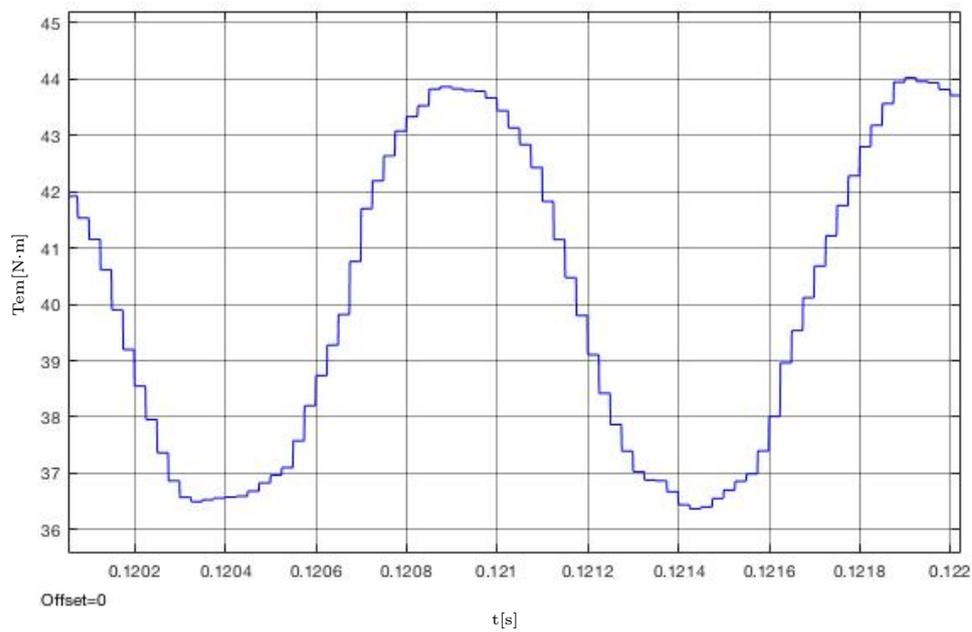


Figura B.19: Ambos devanados perturbados (20°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

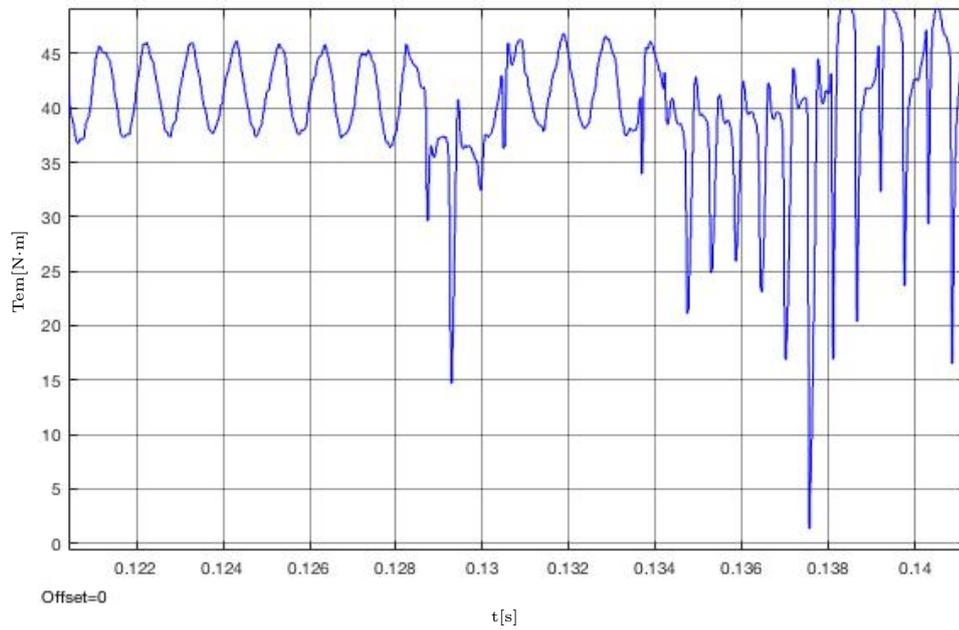


Figura B.20: Ambos devanados perturbados (25°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

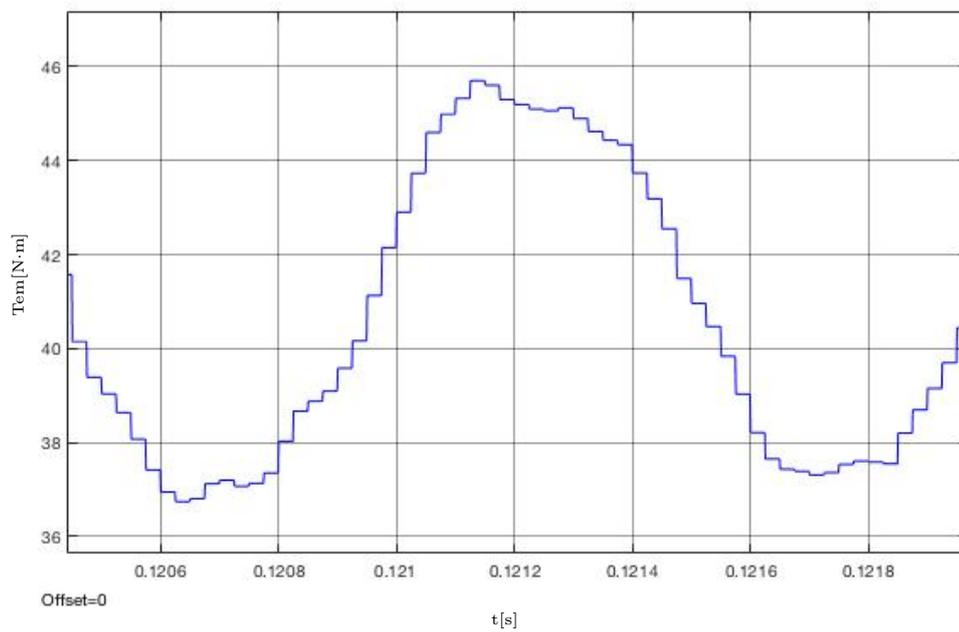


Figura B.21: Ambos devanados perturbados (25°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

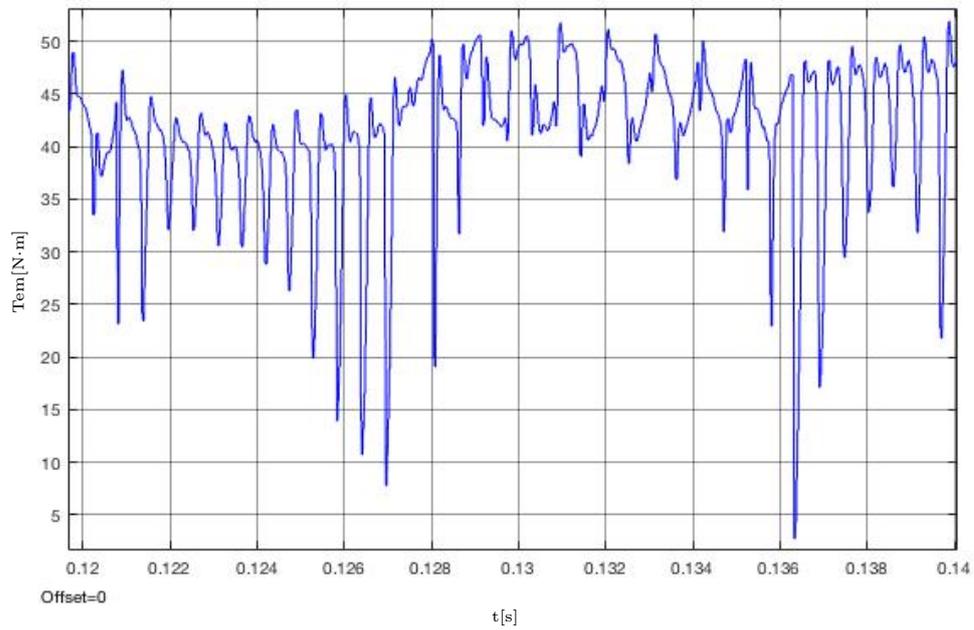


Figura B.22: Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

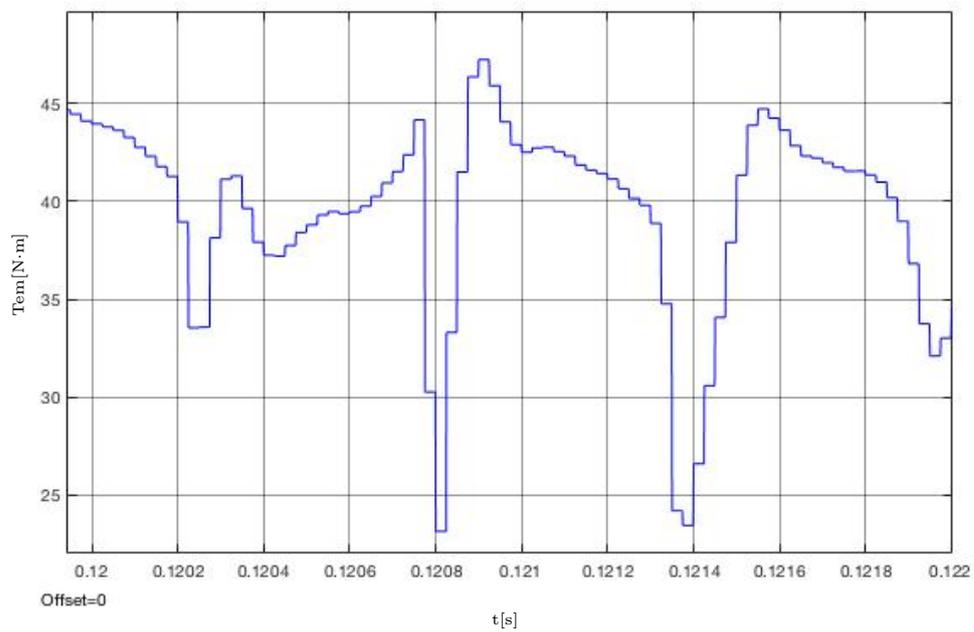


Figura B.23: Ambos devanados perturbados (30°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

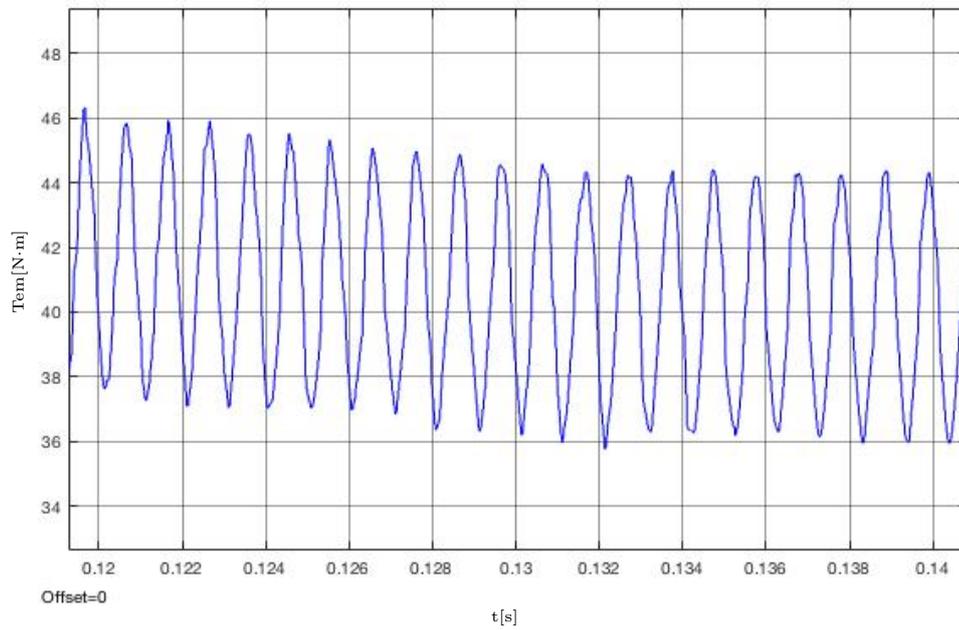


Figura B.24: Ambos devanados perturbados (35°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

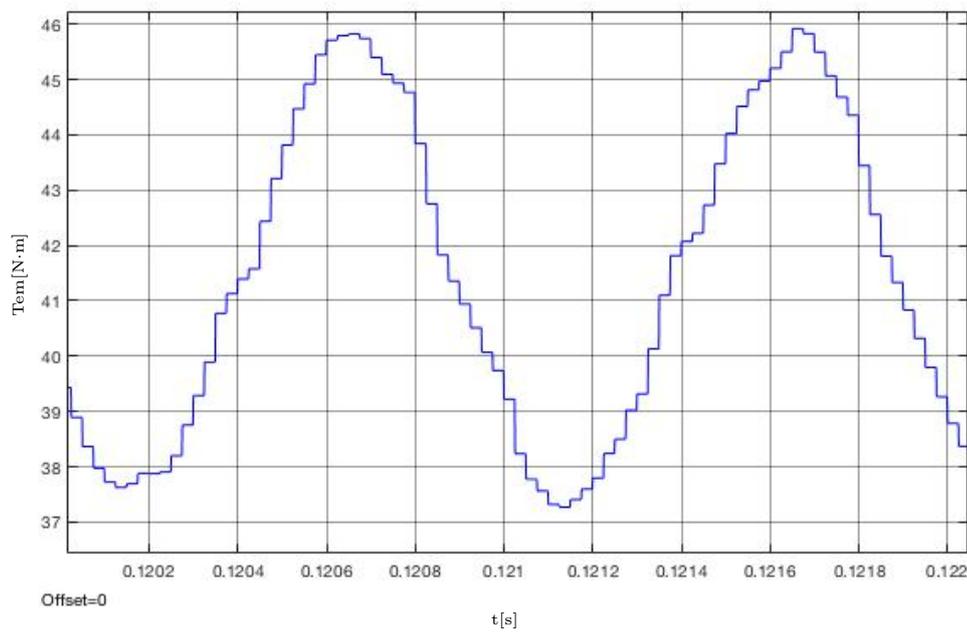


Figura B.25: Ambos devanados perturbados (35°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

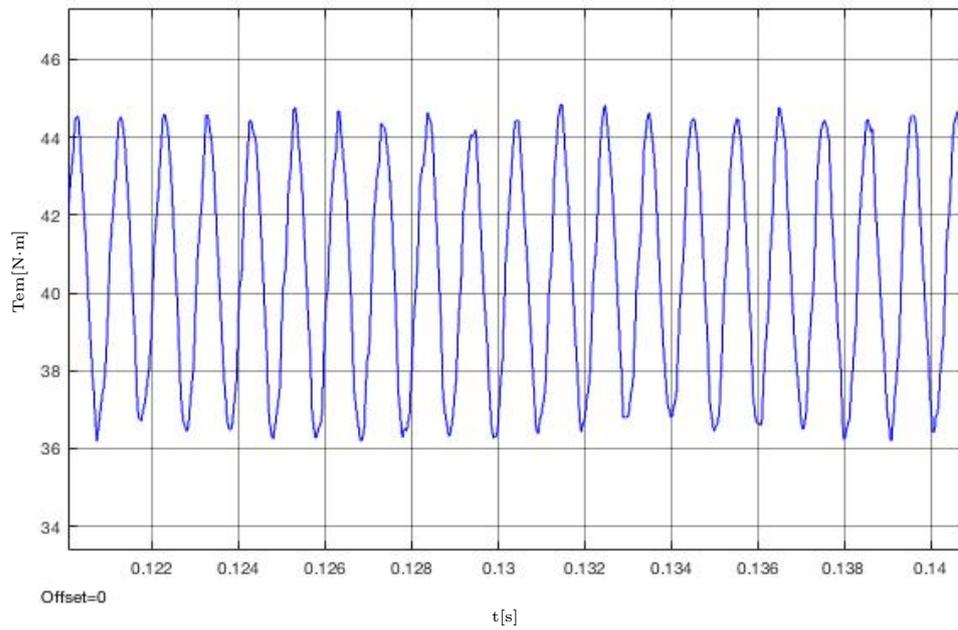


Figura B.26: Ambos devanados perturbados (40°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

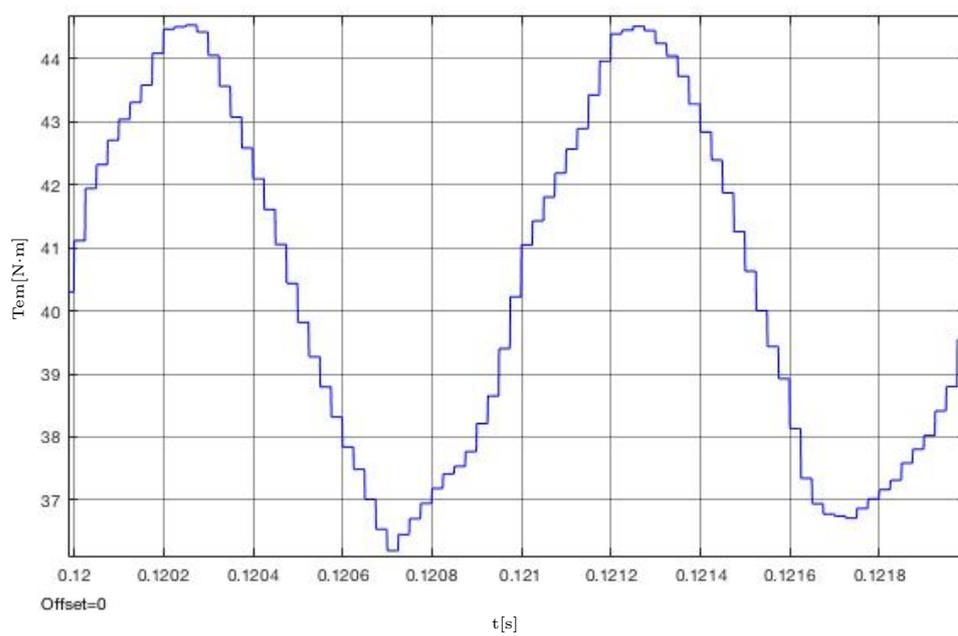


Figura B.27: Ambos devanados perturbados (40°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

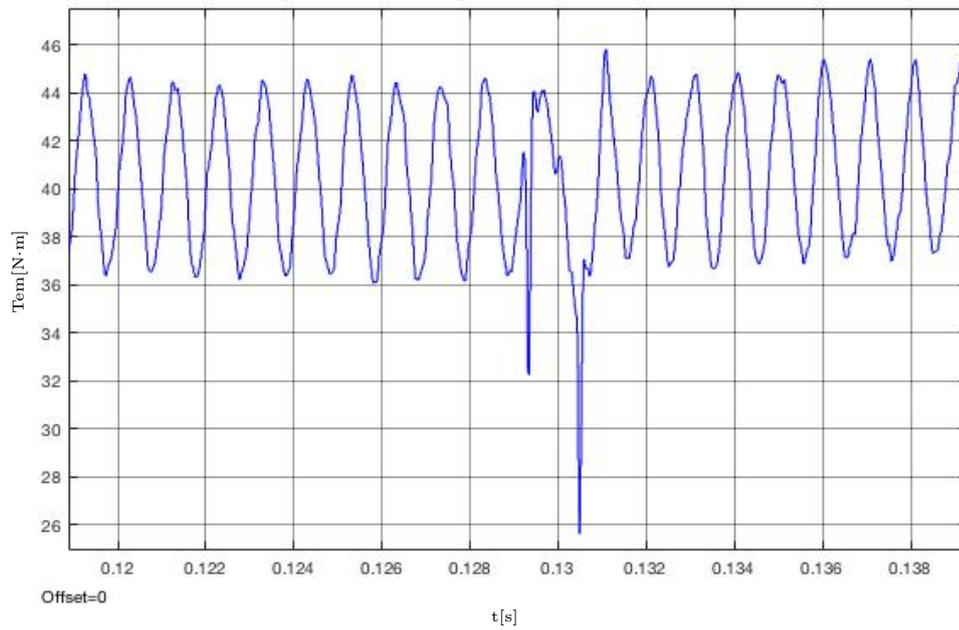


Figura B.28: Ambos devanados perturbados (45°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

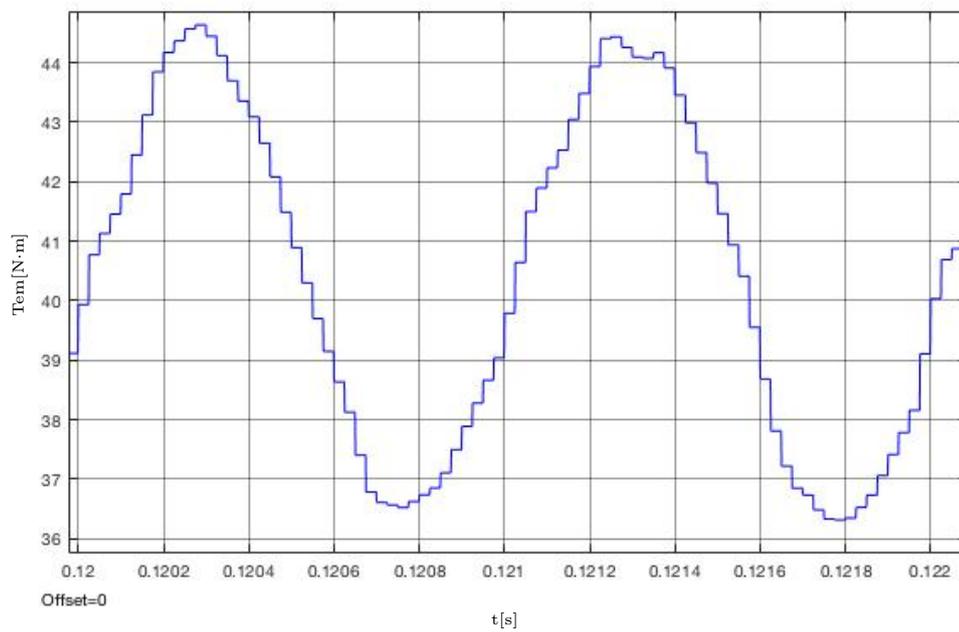


Figura B.29: Ambos devanados perturbados (45°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

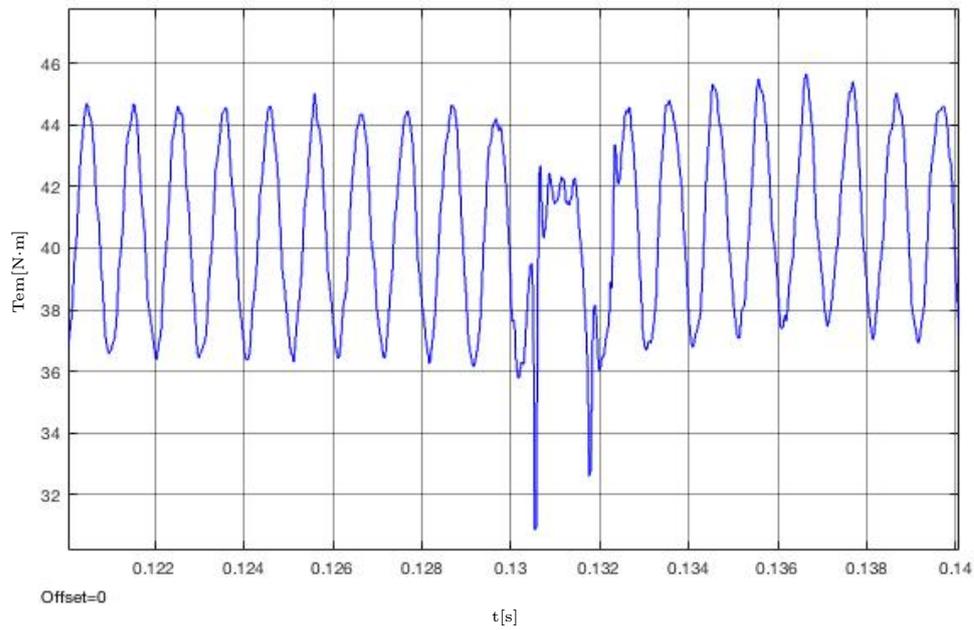


Figura B.30: Ambos devanados perturbados (50°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

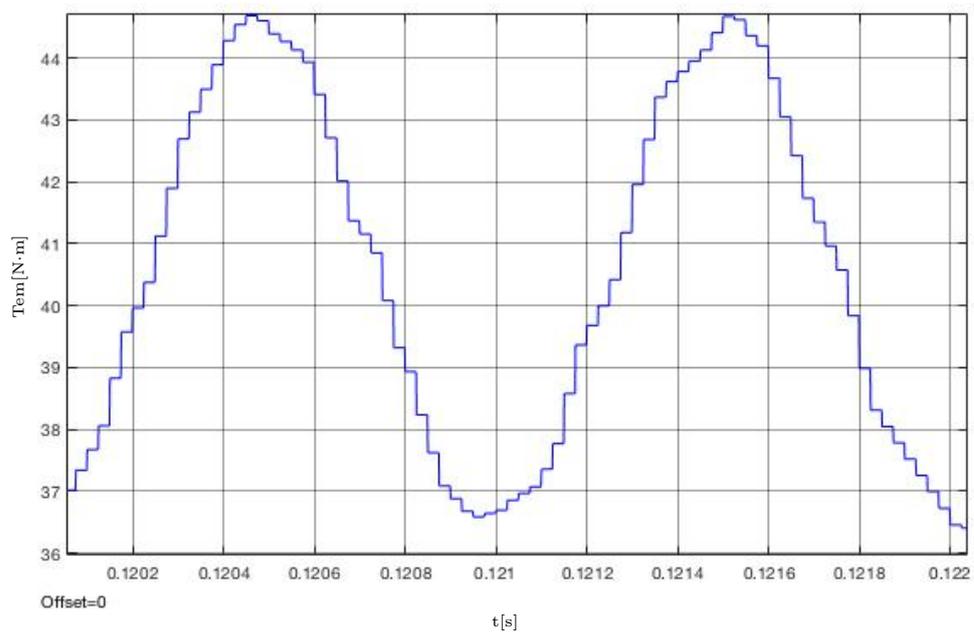


Figura B.31: Ambos devanados perturbados (50°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

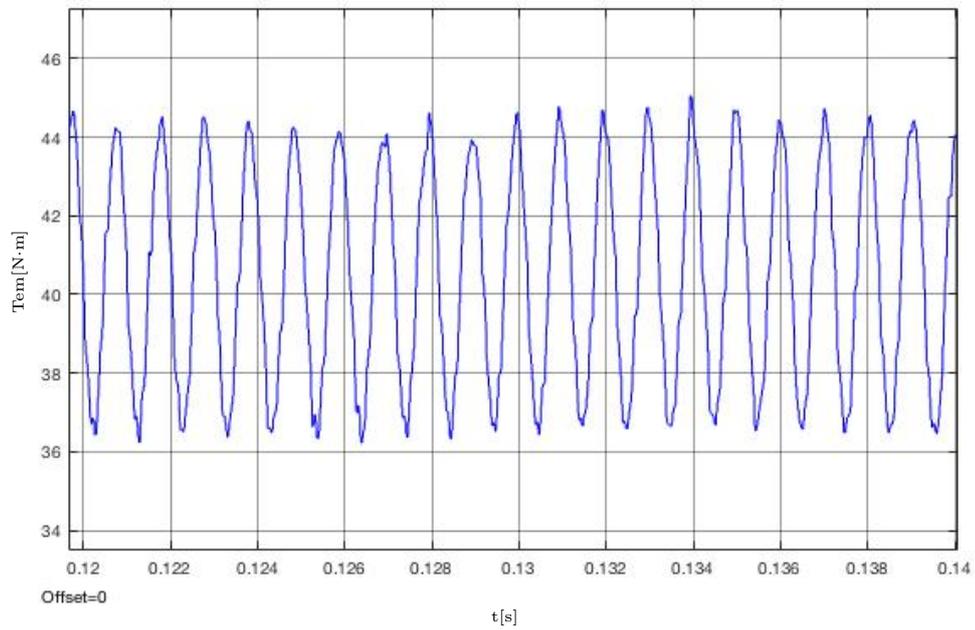


Figura B.32: Ambos devanados perturbados (55°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

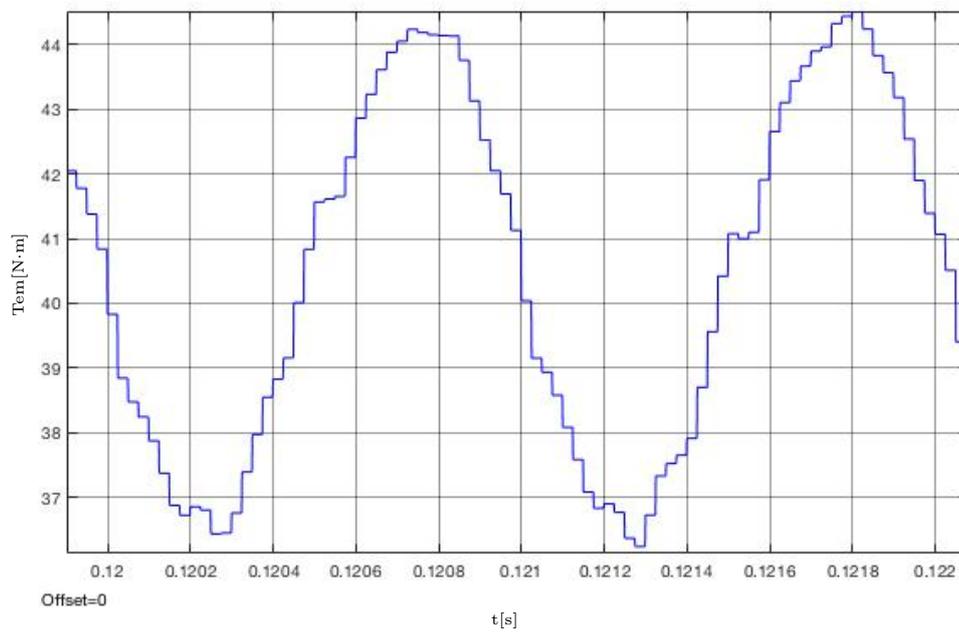


Figura B.33: Ambos devanados perturbados (55°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

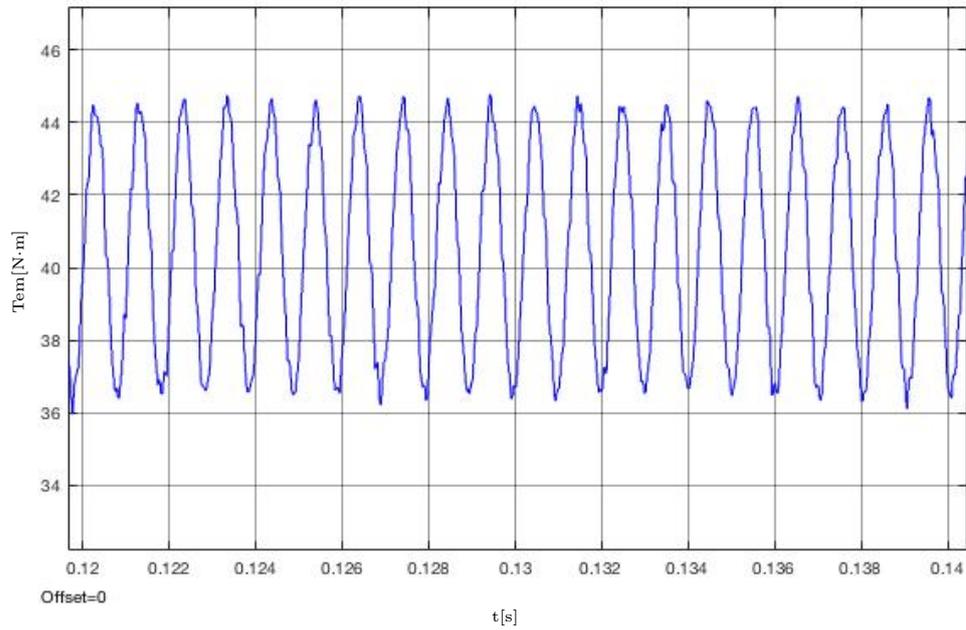


Figura B.34: Ambos devanados perturbados (60°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

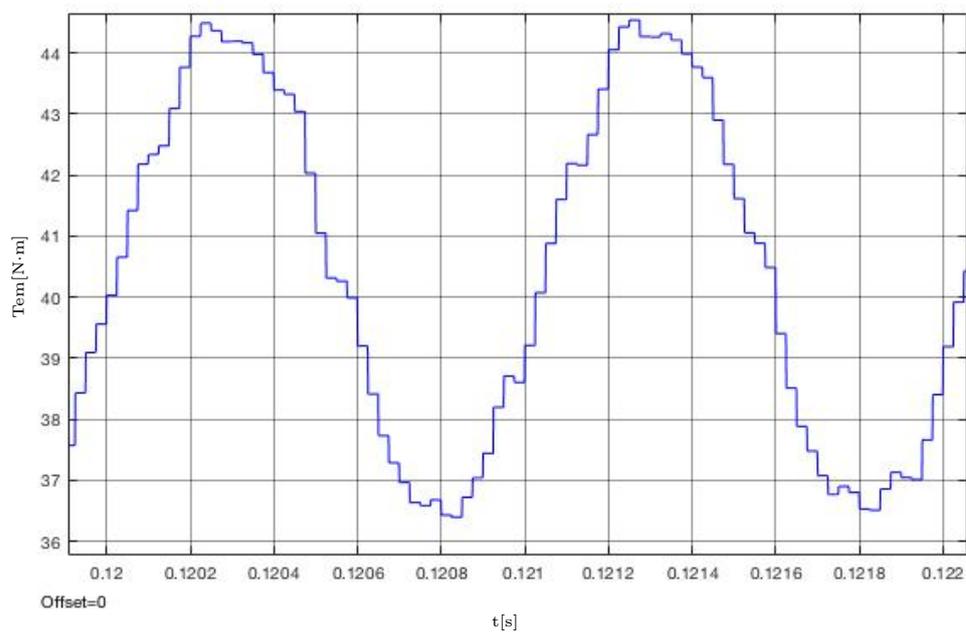


Figura B.35: Ambos devanados perturbados (60°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

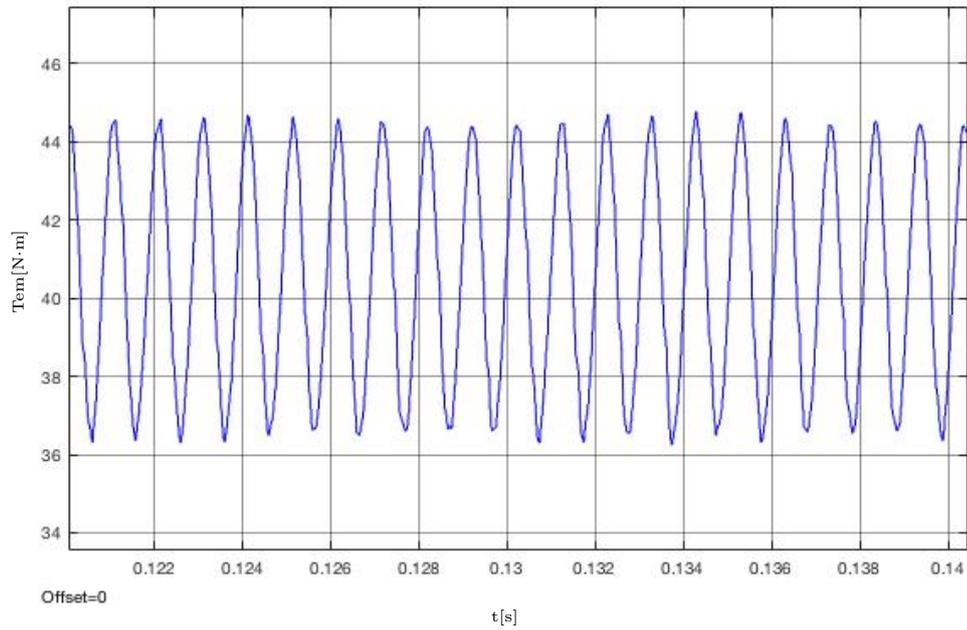


Figura B.36: Ambos devanados perturbados (65°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

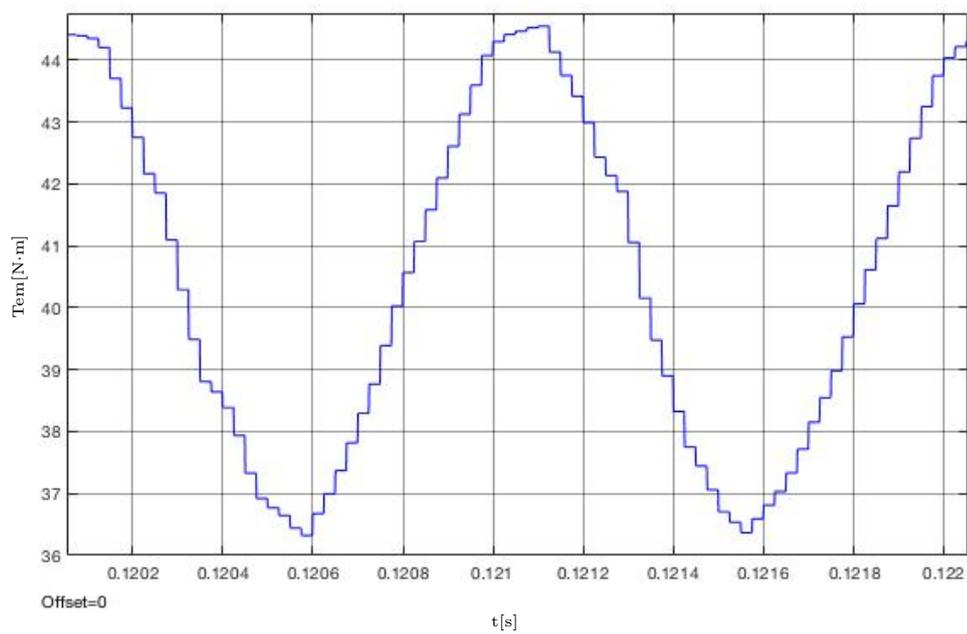


Figura B.37: Ambos devanados perturbados (65°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

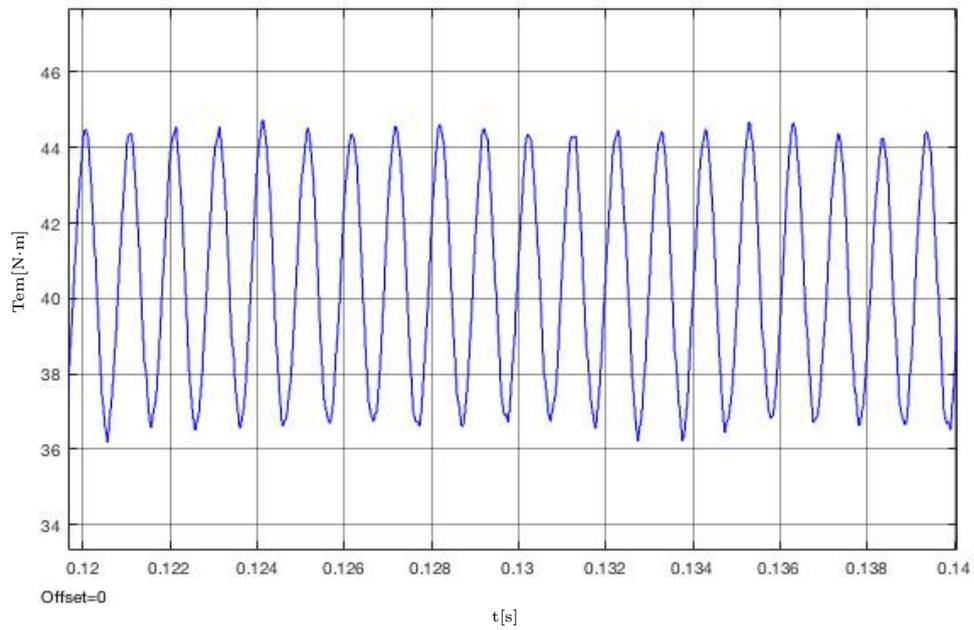


Figura B.38: Ambos devanados perturbados (70°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

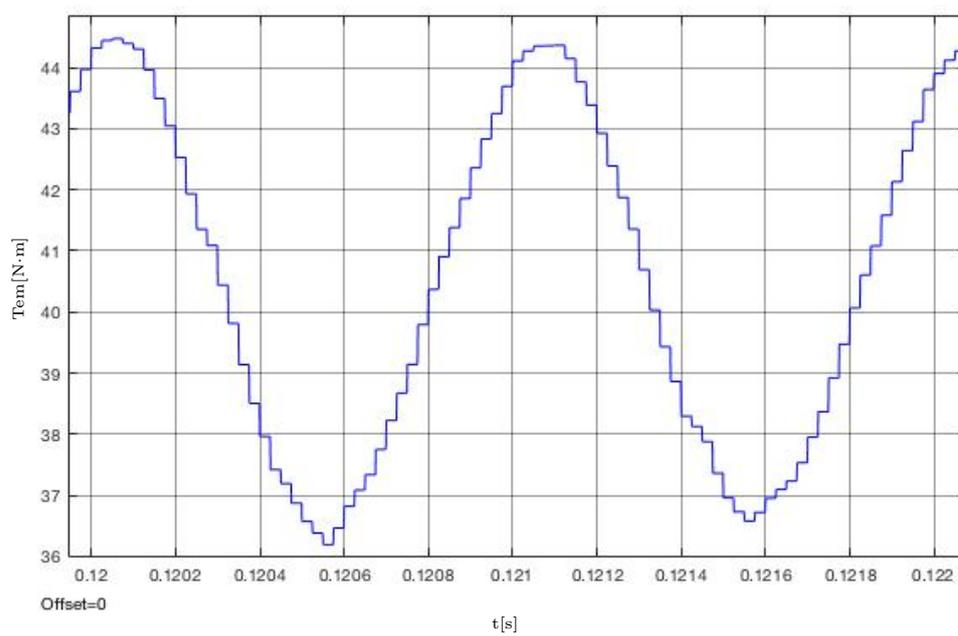


Figura B.39: Ambos devanados perturbados (70°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

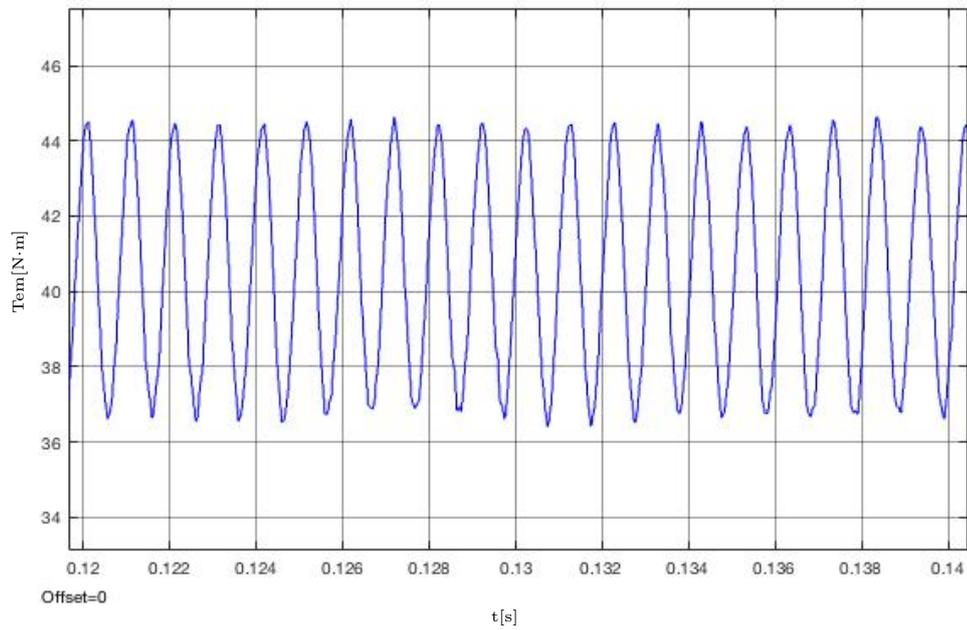


Figura B.40: Ambos devanados perturbados (75°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

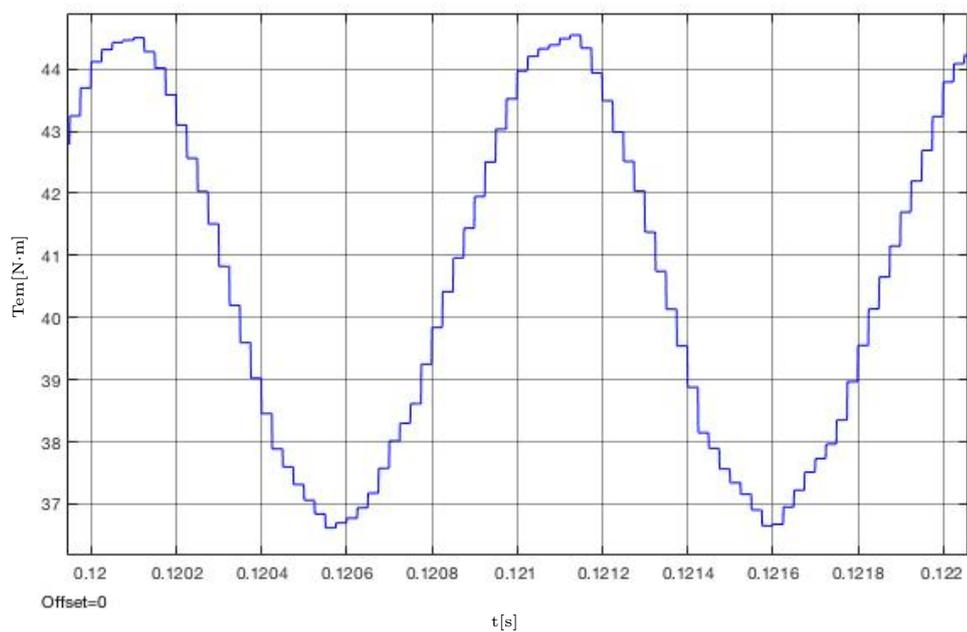


Figura B.41: Ambos devanados perturbados (75°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

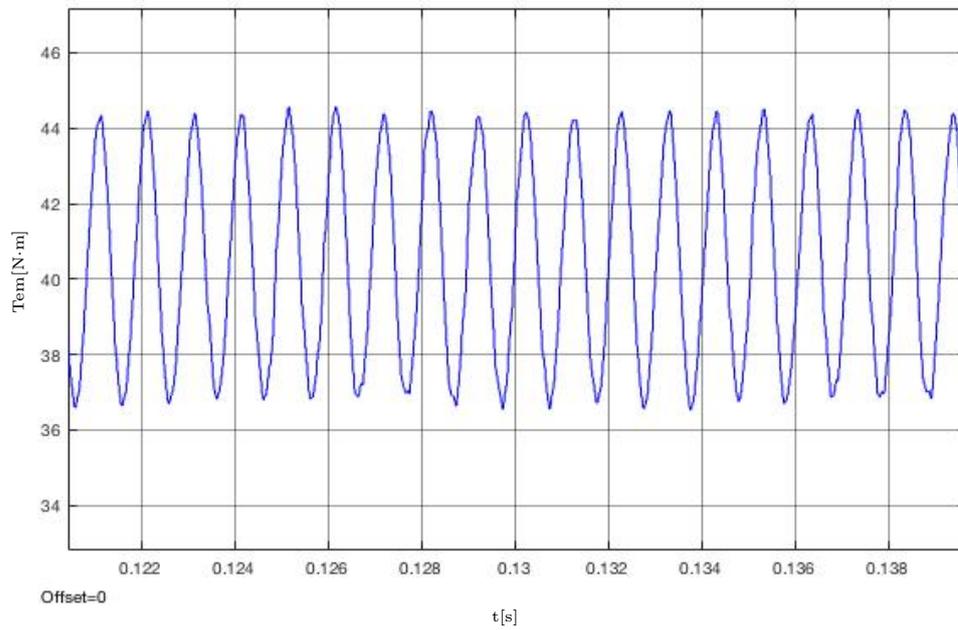


Figura B.42: Ambos devanados perturbados (80°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

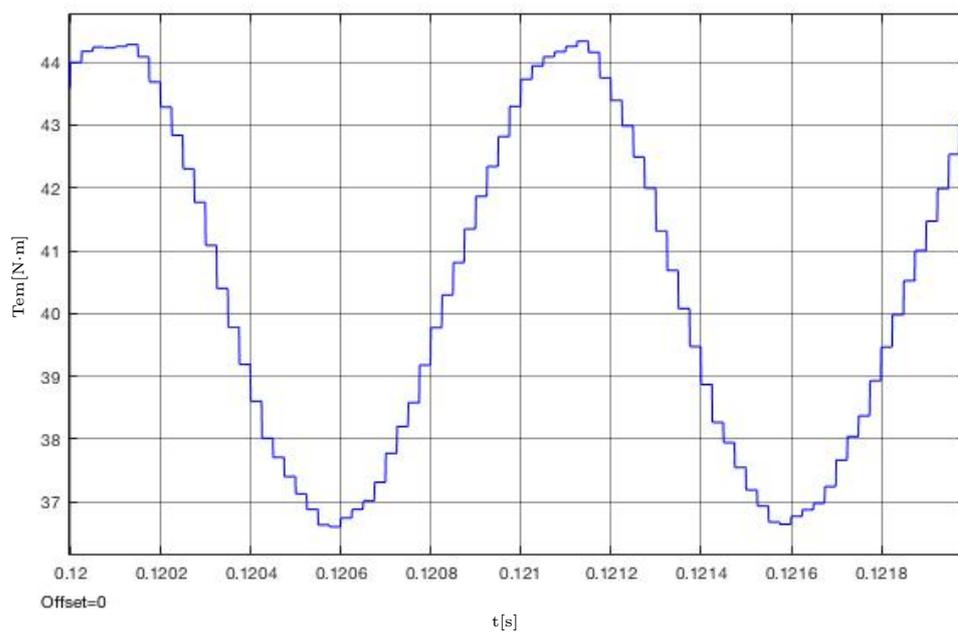


Figura B.43: Ambos devanados perturbados (80°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

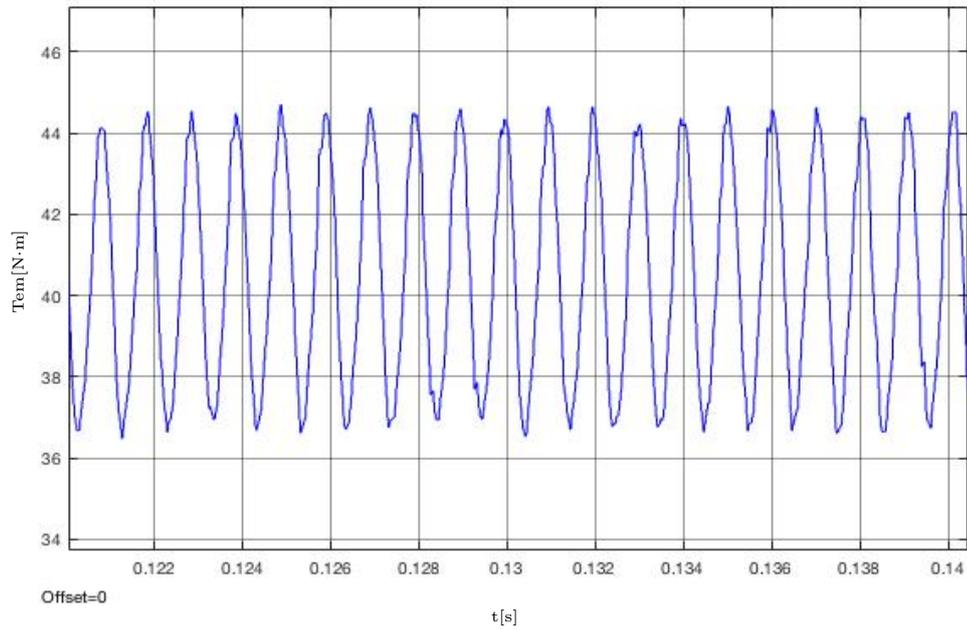


Figura B.44: Ambos devanados perturbados (85°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

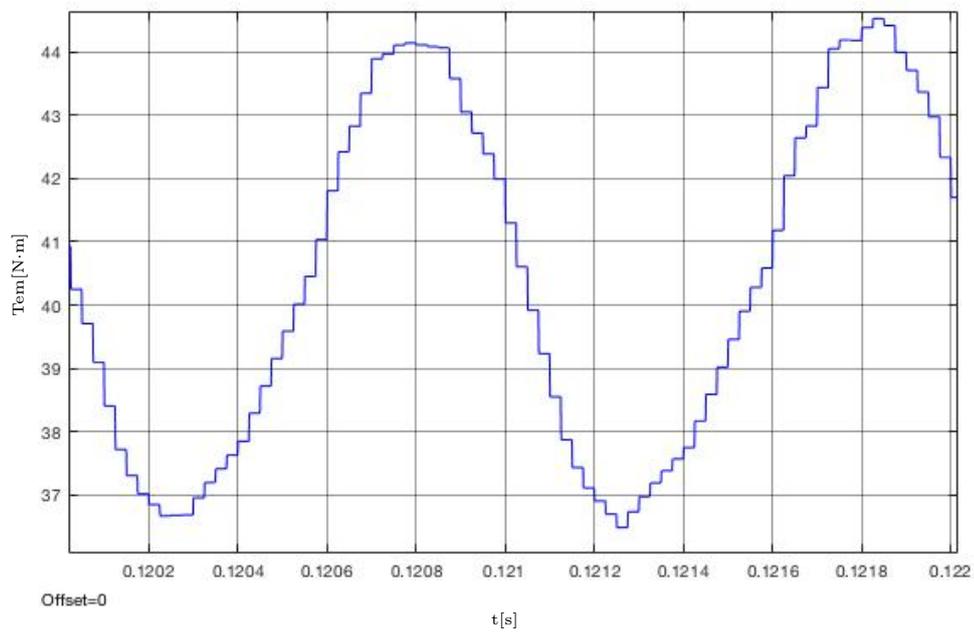


Figura B.45: Ambos devanados perturbados (85°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

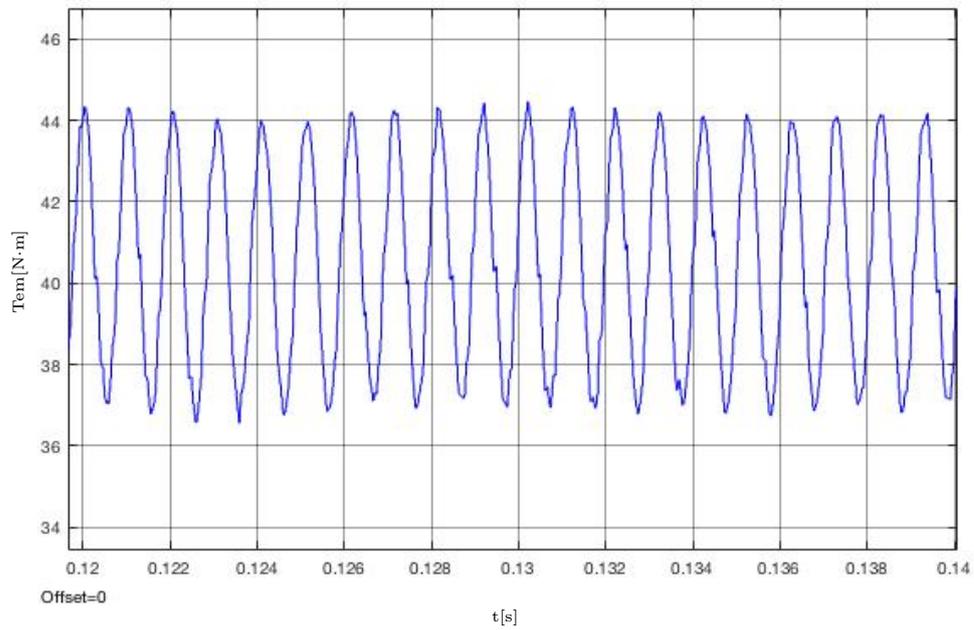


Figura B.46: Ambos devanados perturbados (90°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

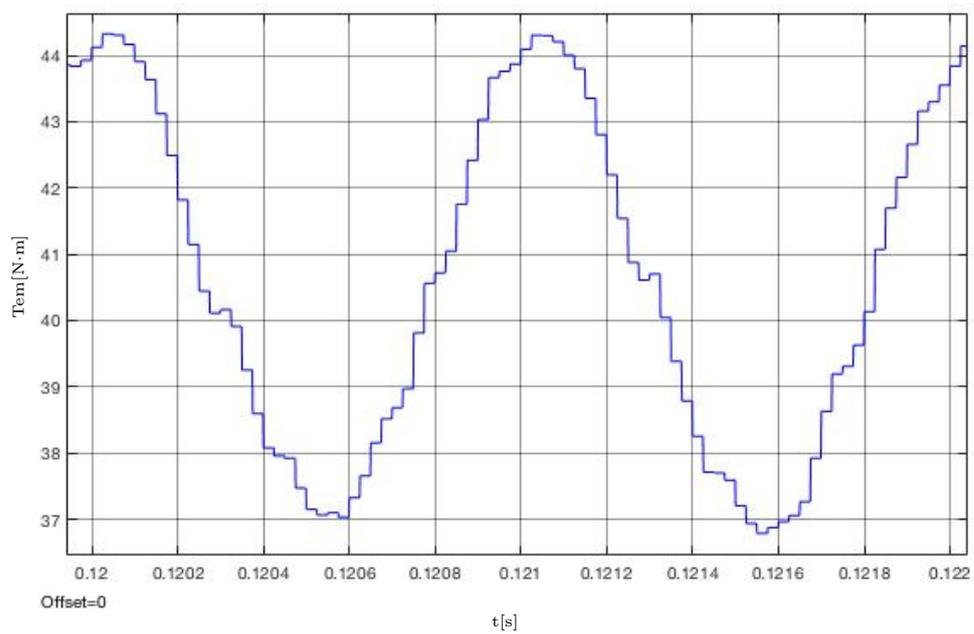


Figura B.47: Ambos devanados perturbados (90°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

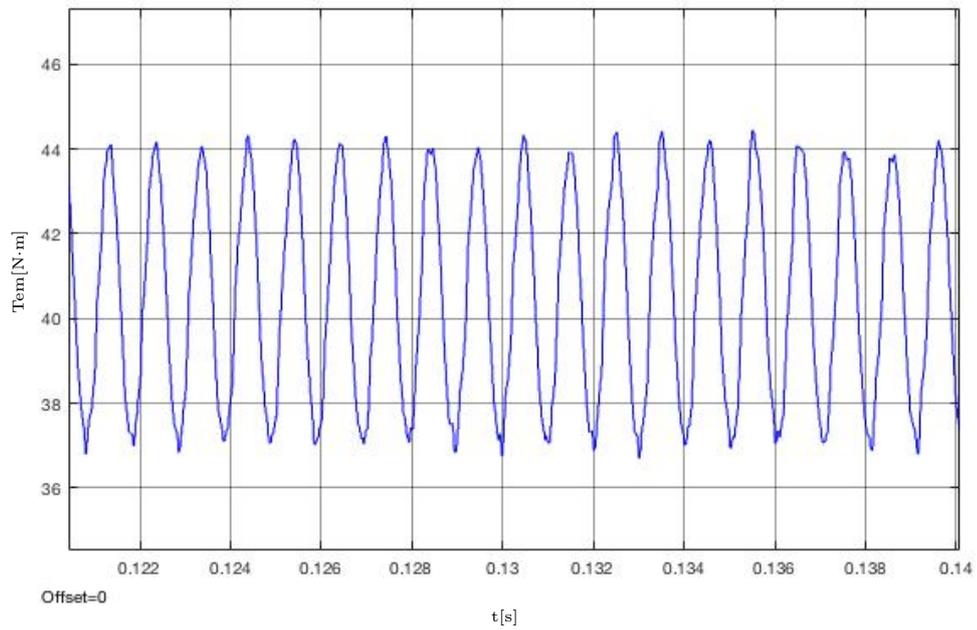


Figura B.48: Ambos devanados perturbados (95°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

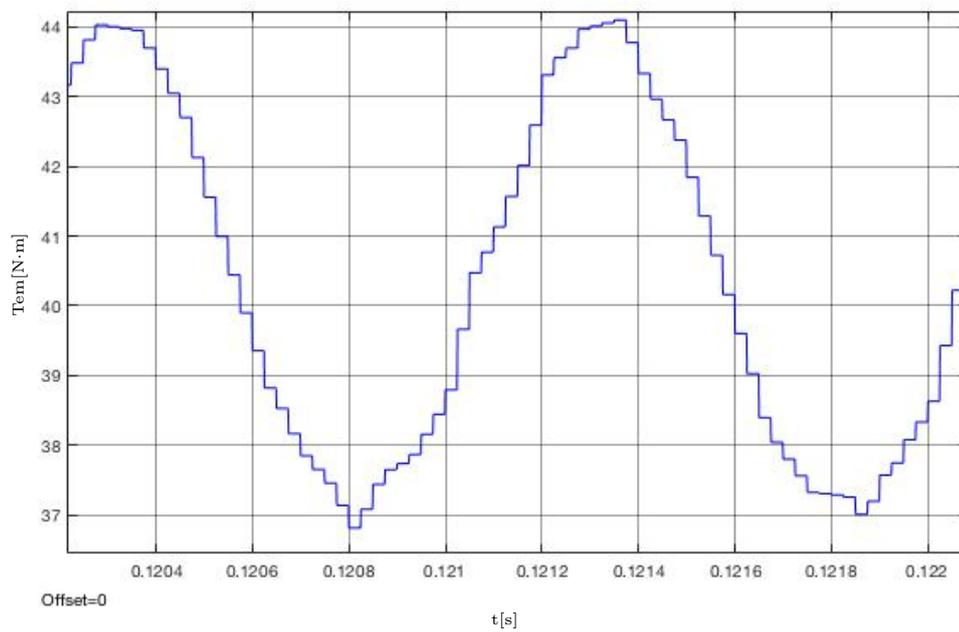


Figura B.49: Ambos devanados perturbados (95°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

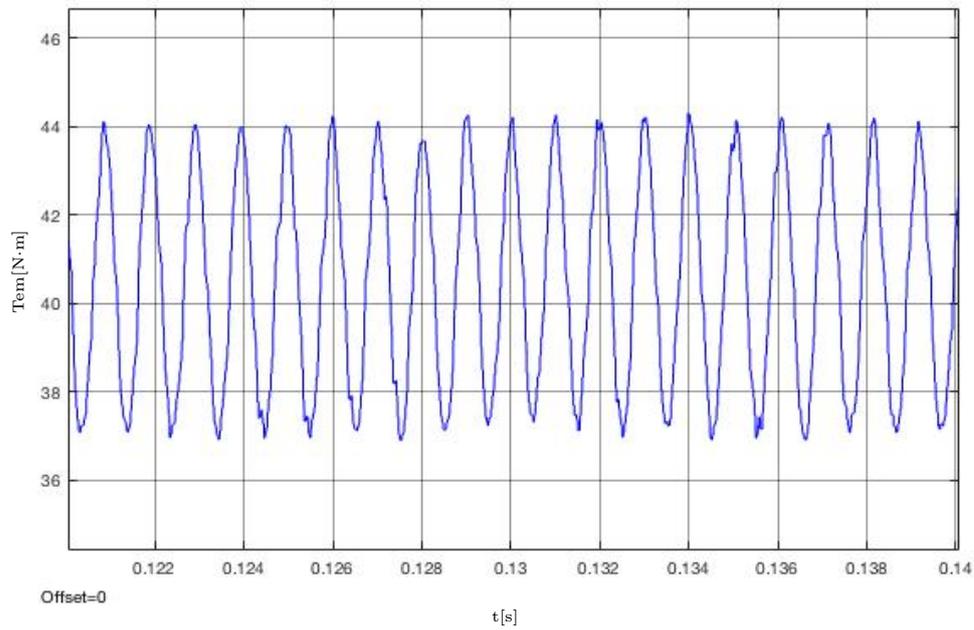


Figura B.50: Ambos devanados perturbados (100°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

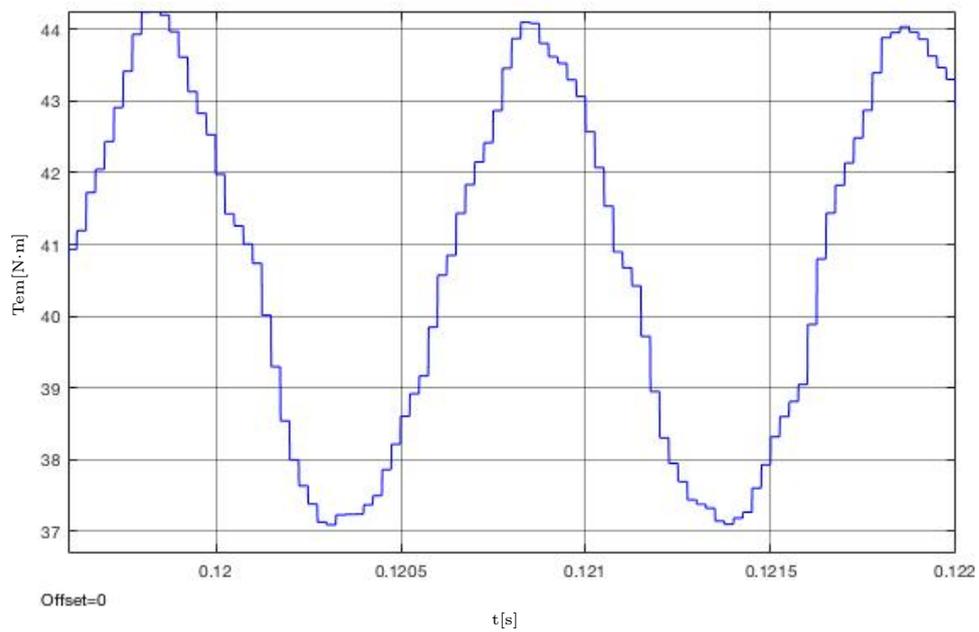


Figura B.51: Ambos devanados perturbados (100°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

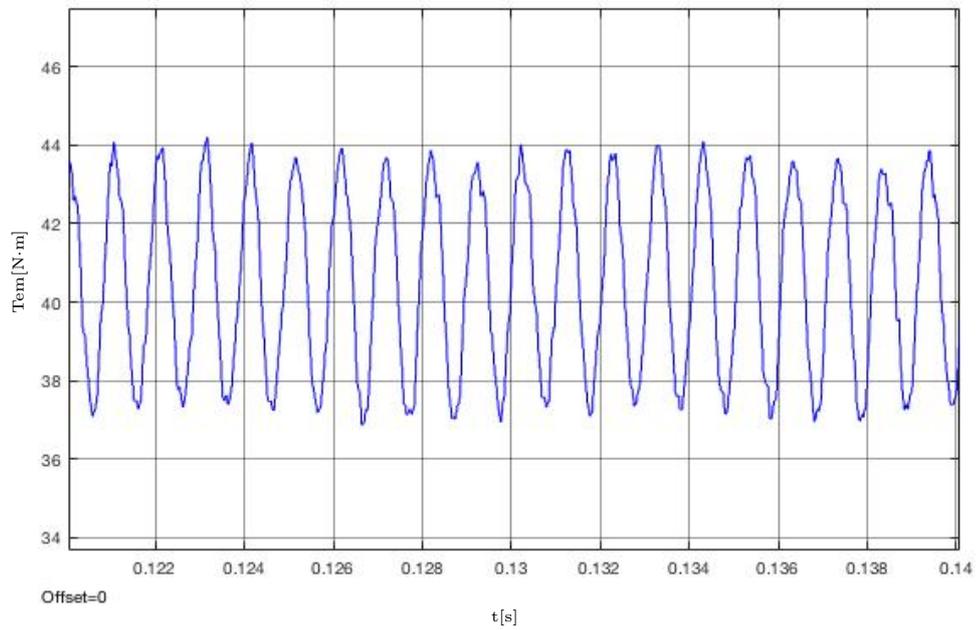


Figura B.52: Ambos devanados perturbados (105°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

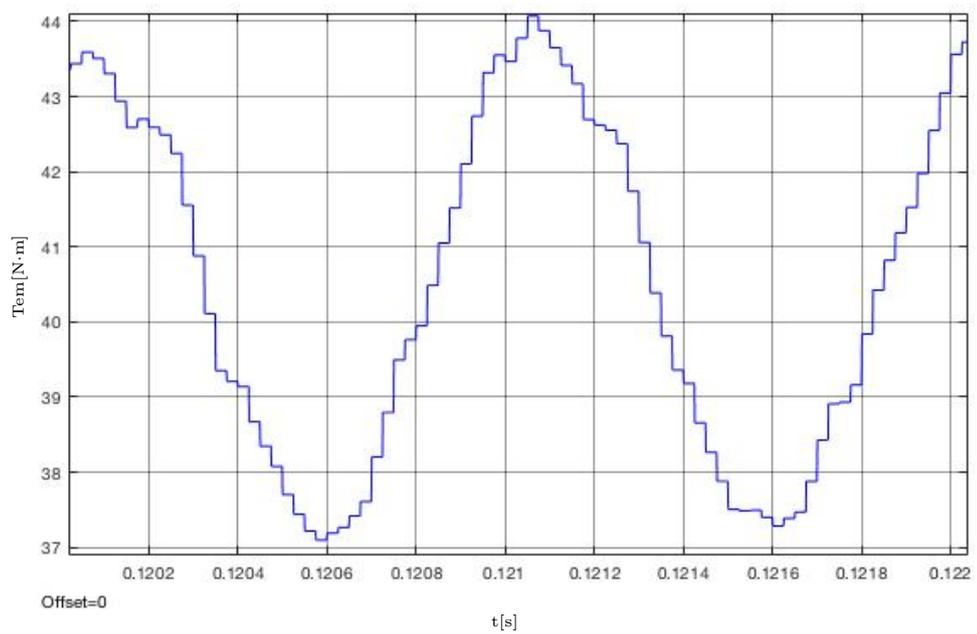


Figura B.53: Ambos devanados perturbados (105°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

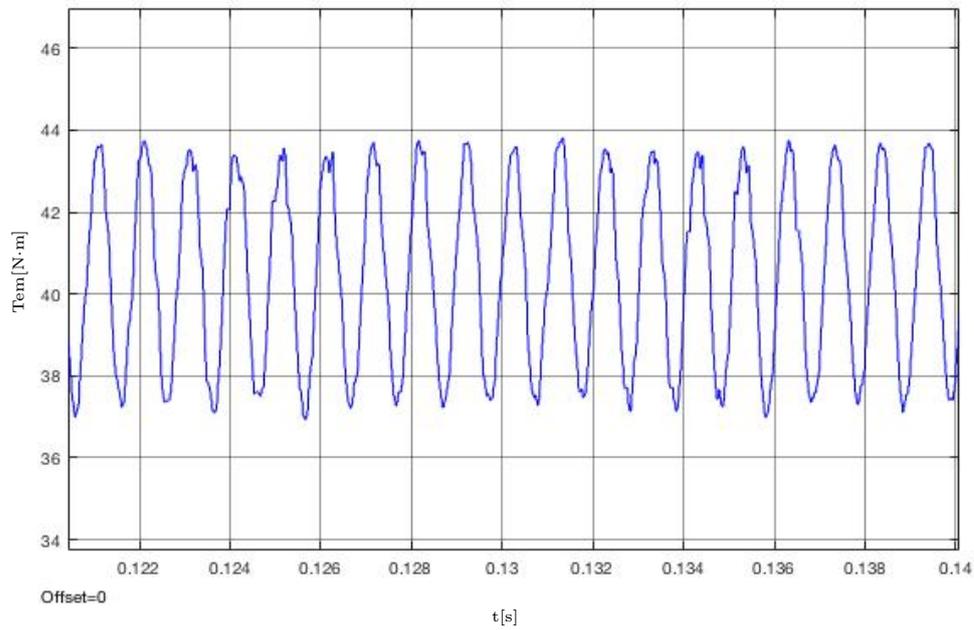


Figura B.54: Ambos devanados perturbados (110°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

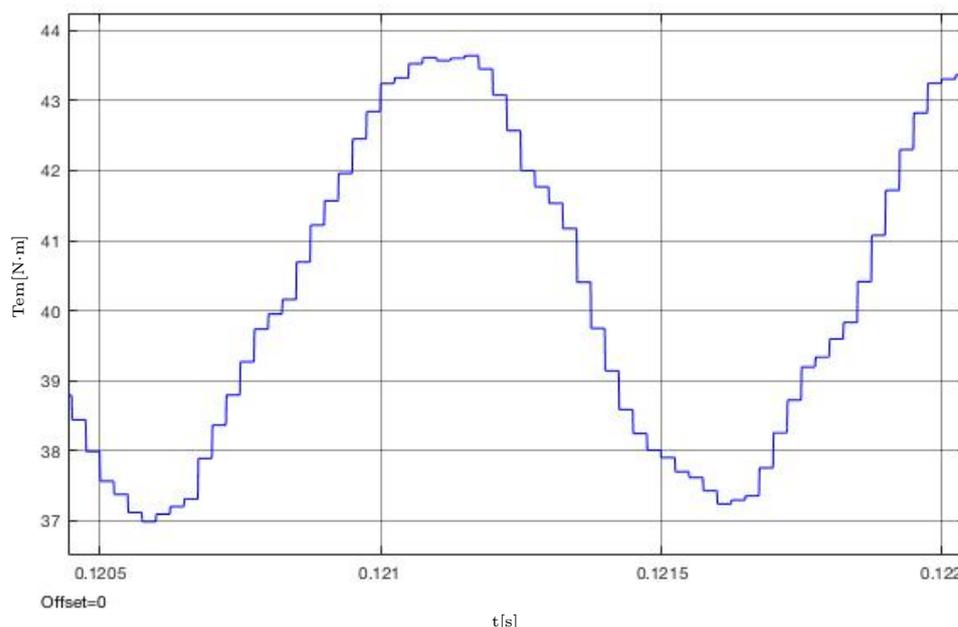


Figura B.55: Ambos devanados perturbados (110°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

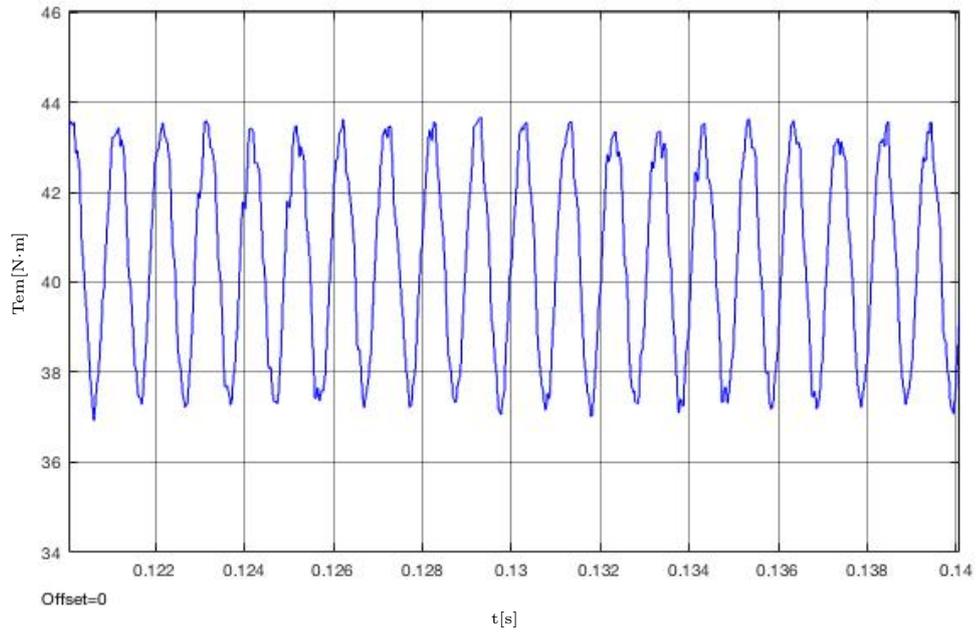


Figura B.56: Ambos devanados perturbados (115°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

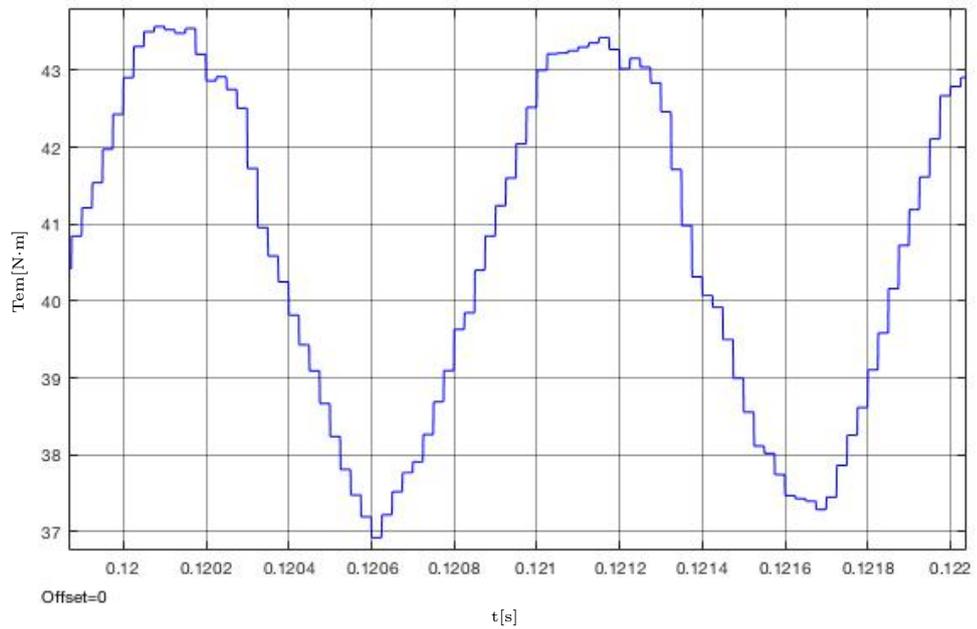


Figura B.57: Ambos devanados perturbados (115°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

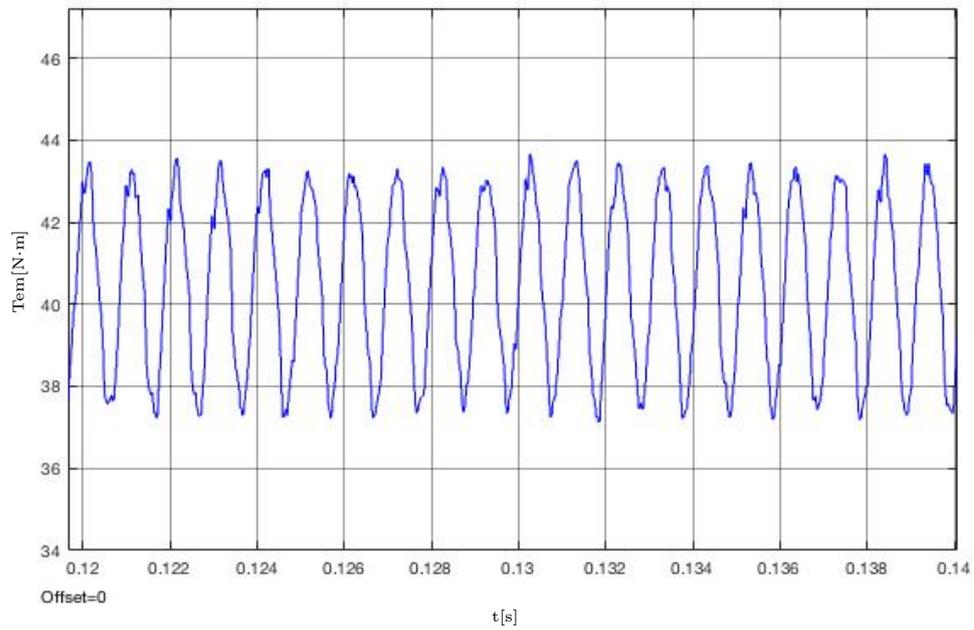


Figura B.58: Ambos devanados perturbados (120°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

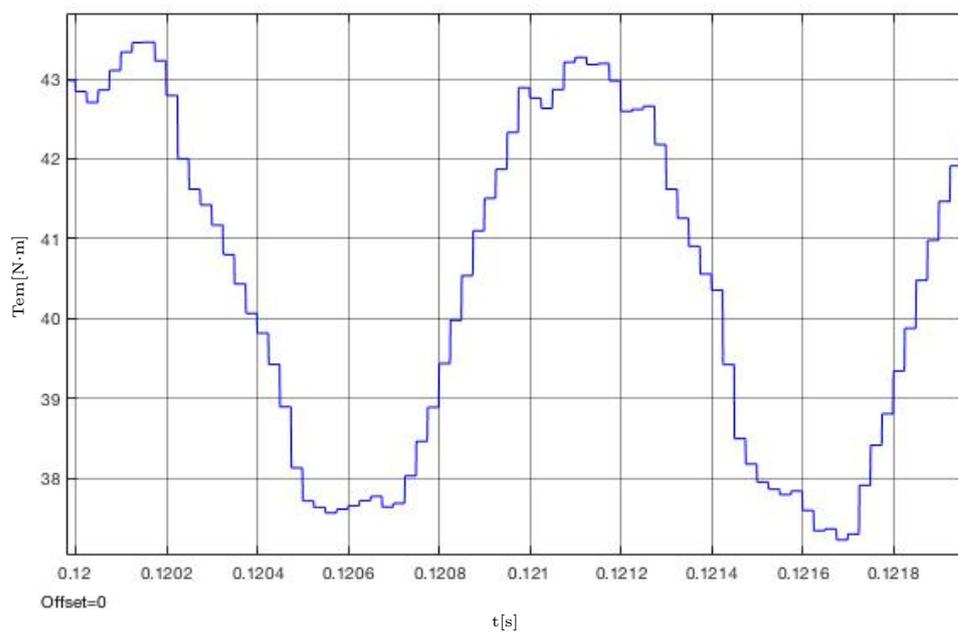


Figura B.59: Ambos devanados perturbados (120°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

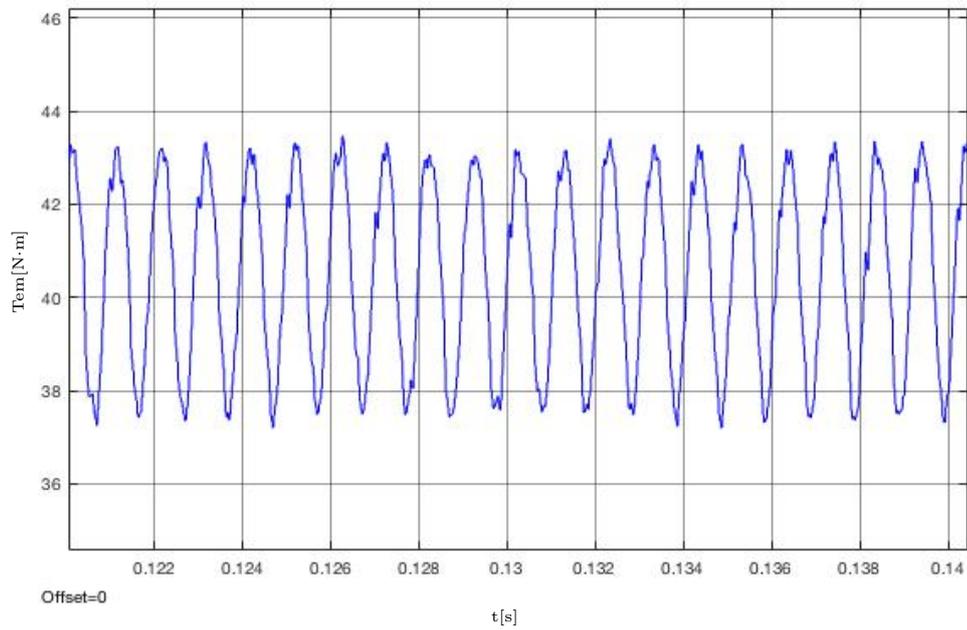


Figura B.60: Ambos devanados perturbados (125°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

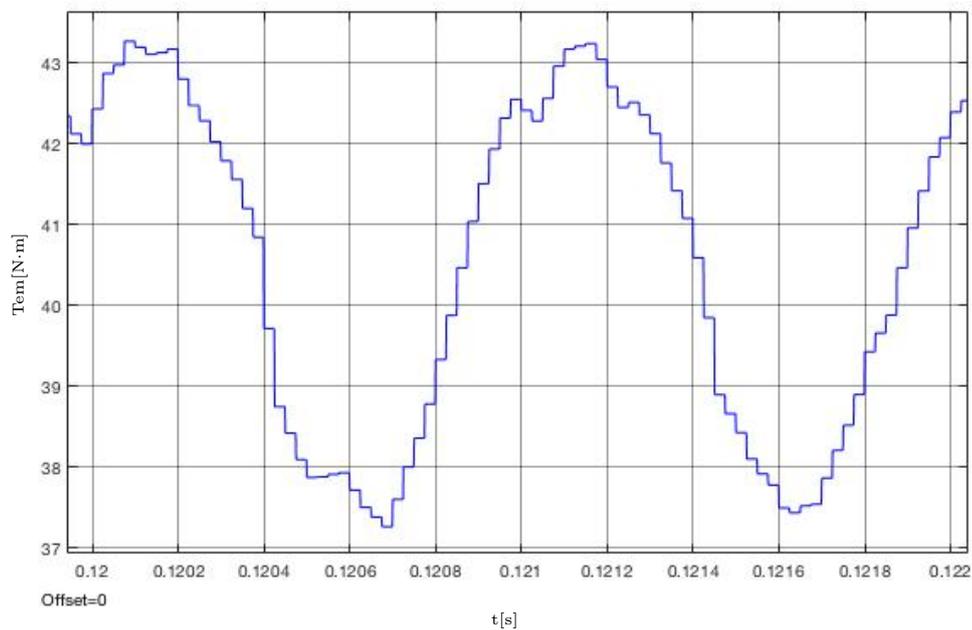


Figura B.61: Ambos devanados perturbados (125°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

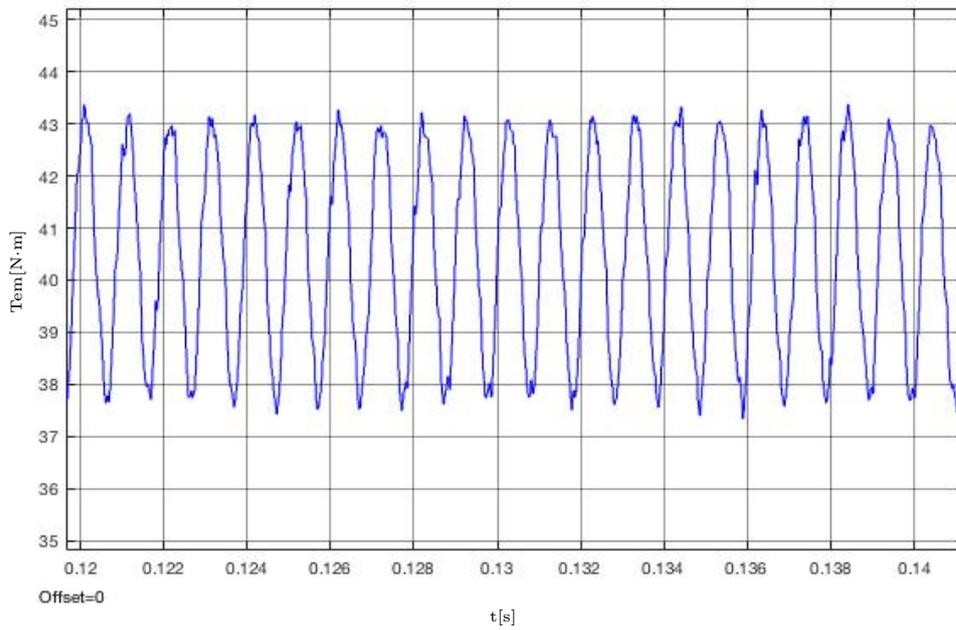


Figura B.62: Ambos devanados perturbados (130°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

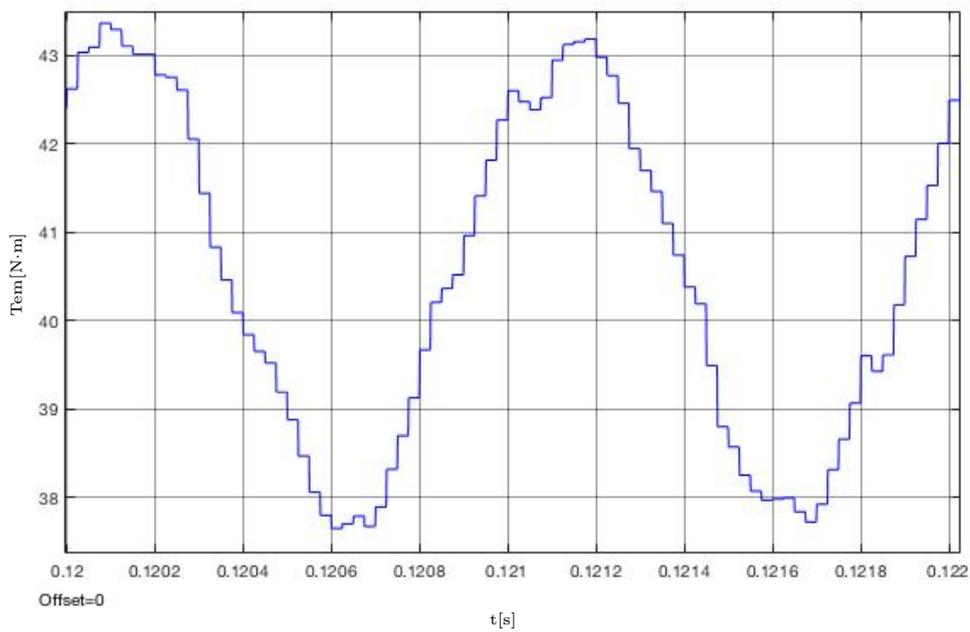


Figura B.63: Ambos devanados perturbados (130°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

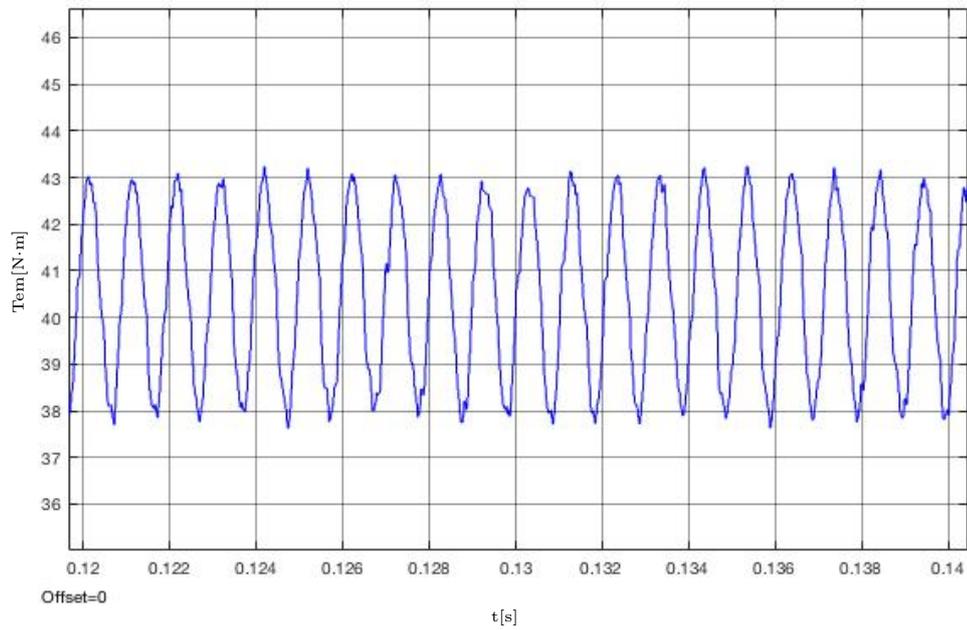


Figura B.64: Ambos devanados perturbados (135°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

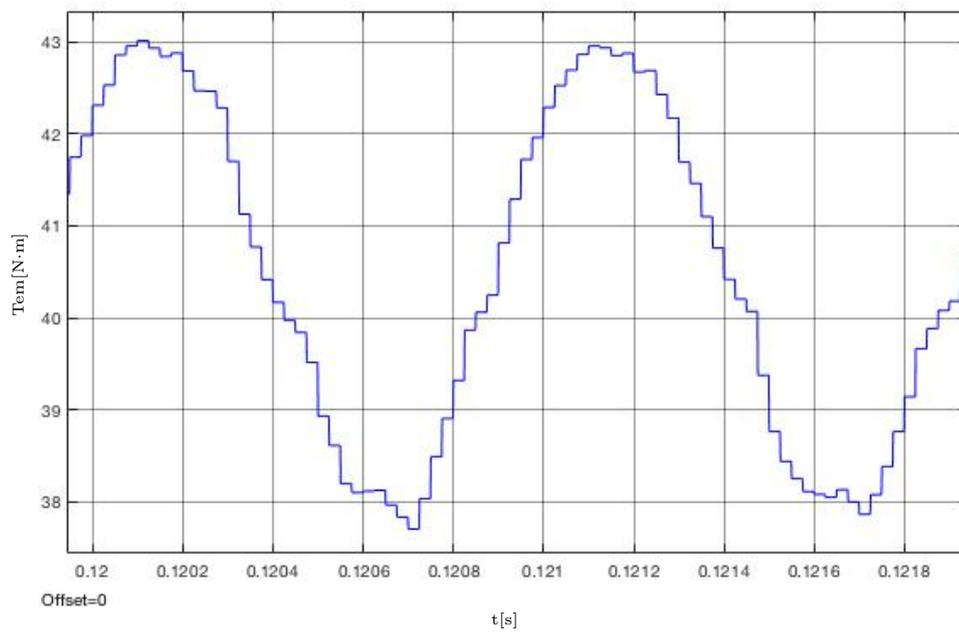


Figura B.65: Ambos devanados perturbados (135°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

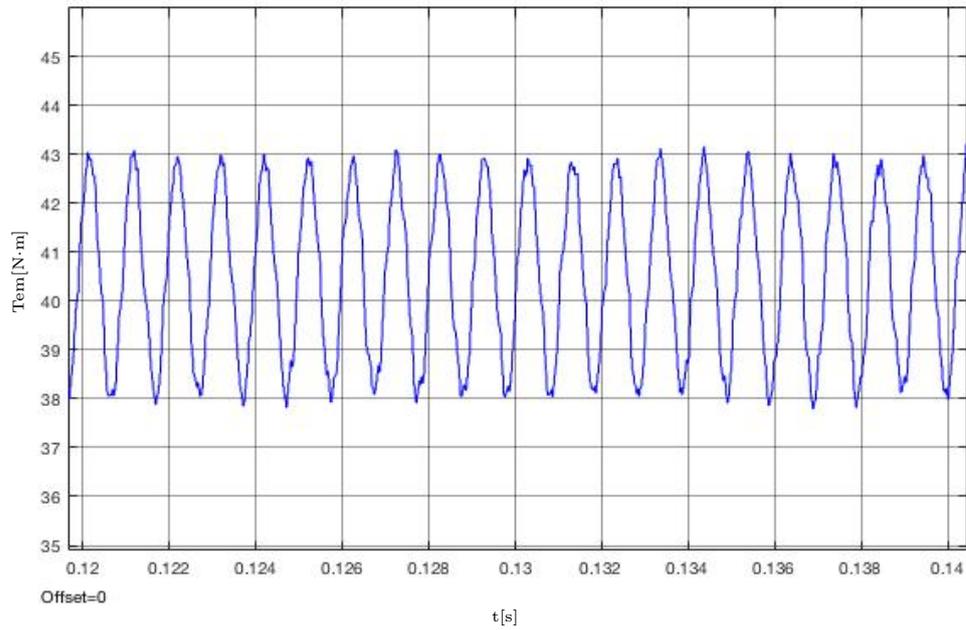


Figura B.66: Ambos devanados perturbados (140°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

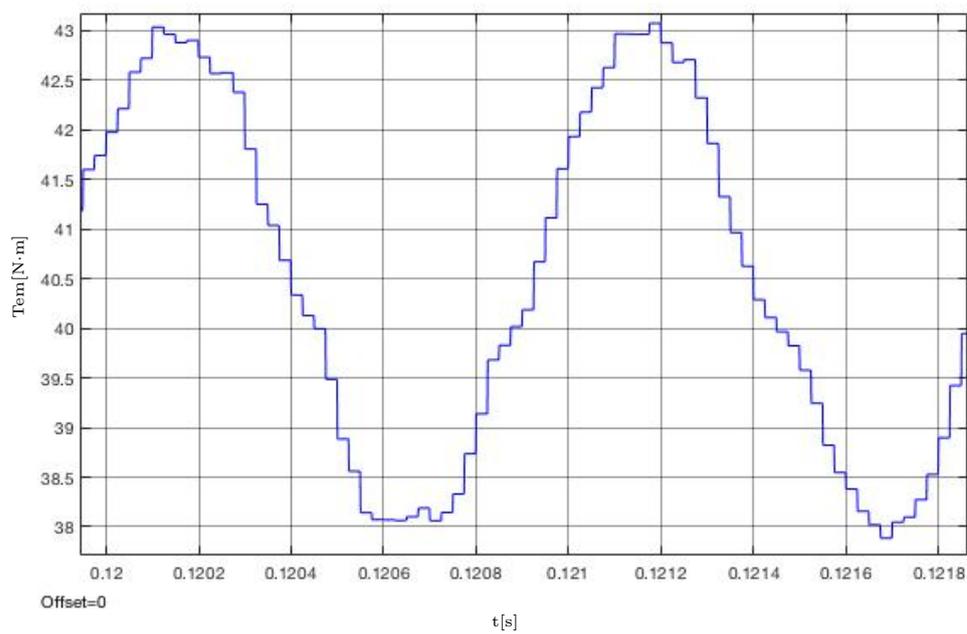


Figura B.67: Ambos devanados perturbados (140°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

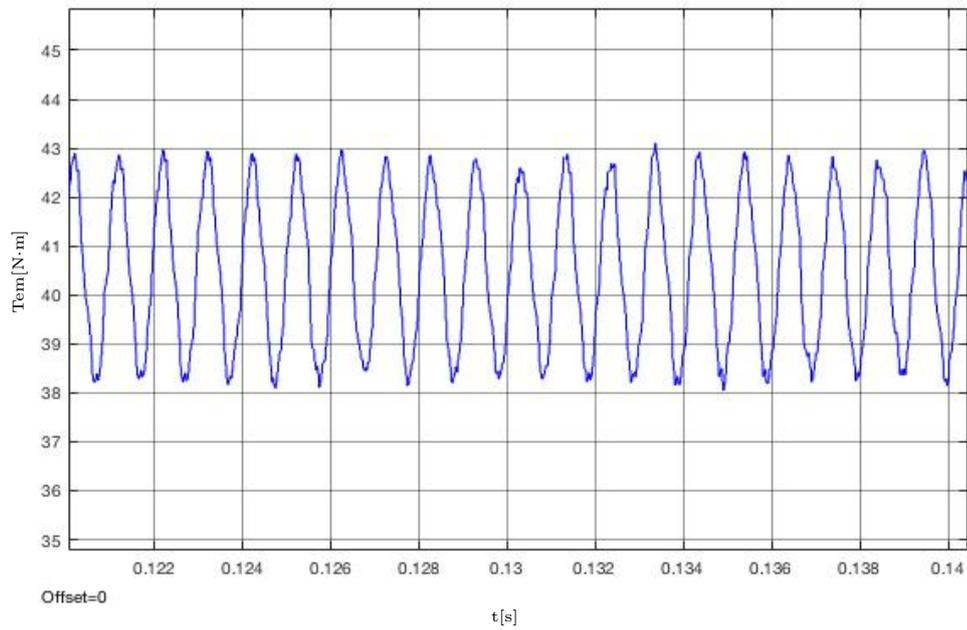


Figura B.68: Ambos devanados perturbados (145°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

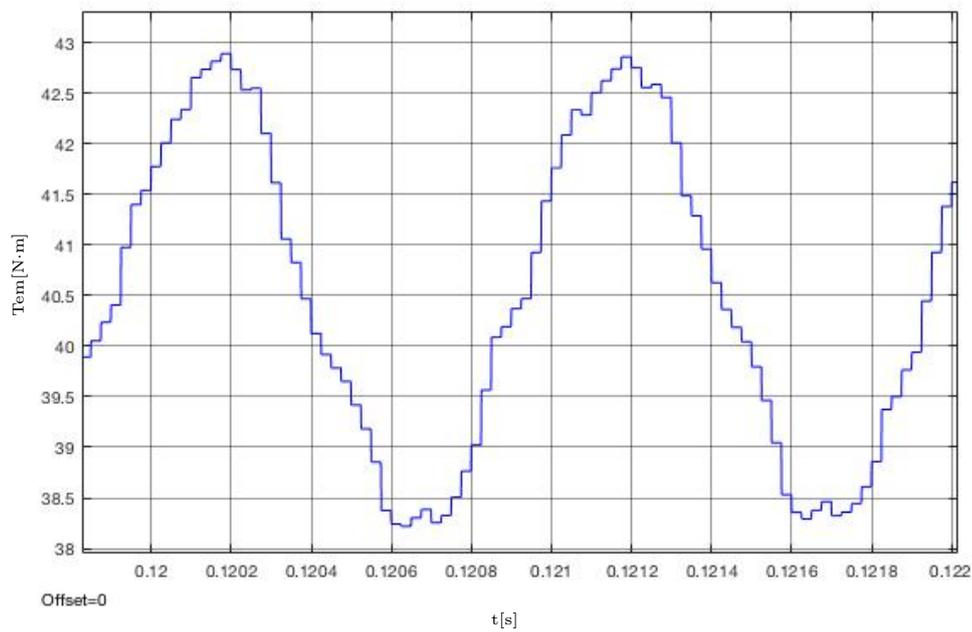


Figura B.69: Ambos devanados perturbados (145°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

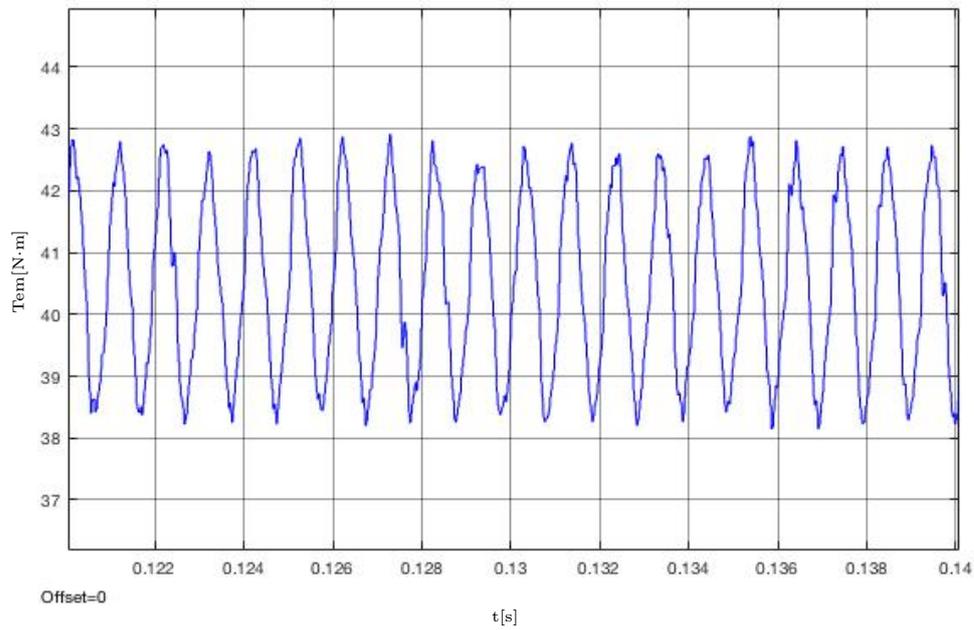


Figura B.70: Ambos devanados perturbados (150°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

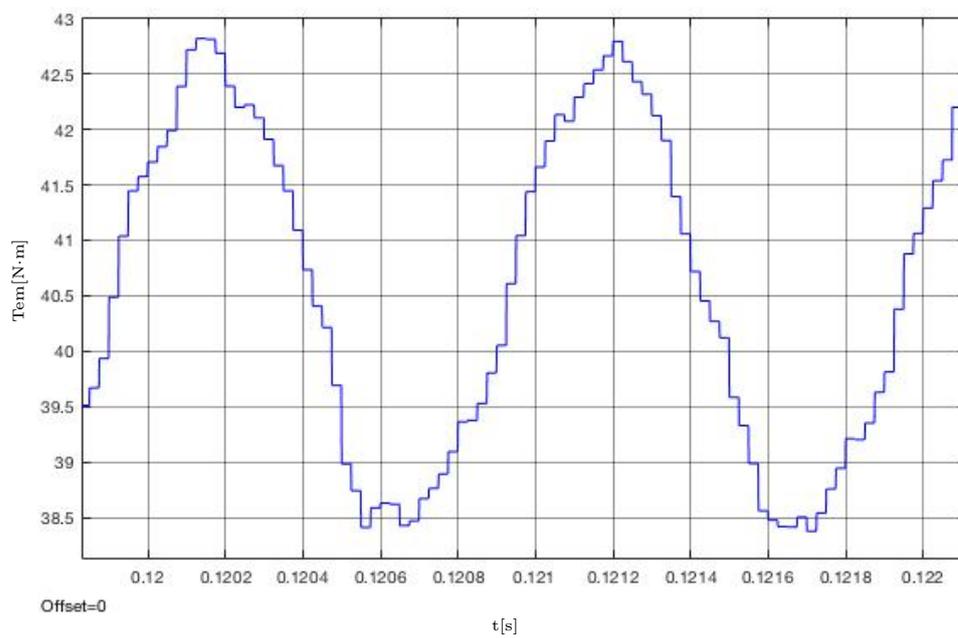


Figura B.71: Ambos devanados perturbados (150°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

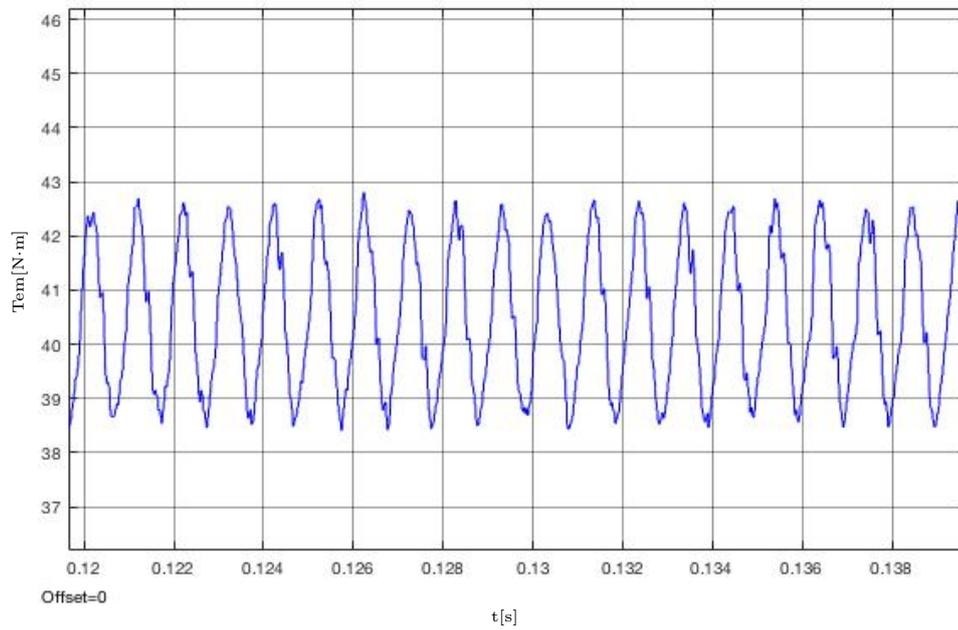


Figura B.72: Ambos devanados perturbados (155°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

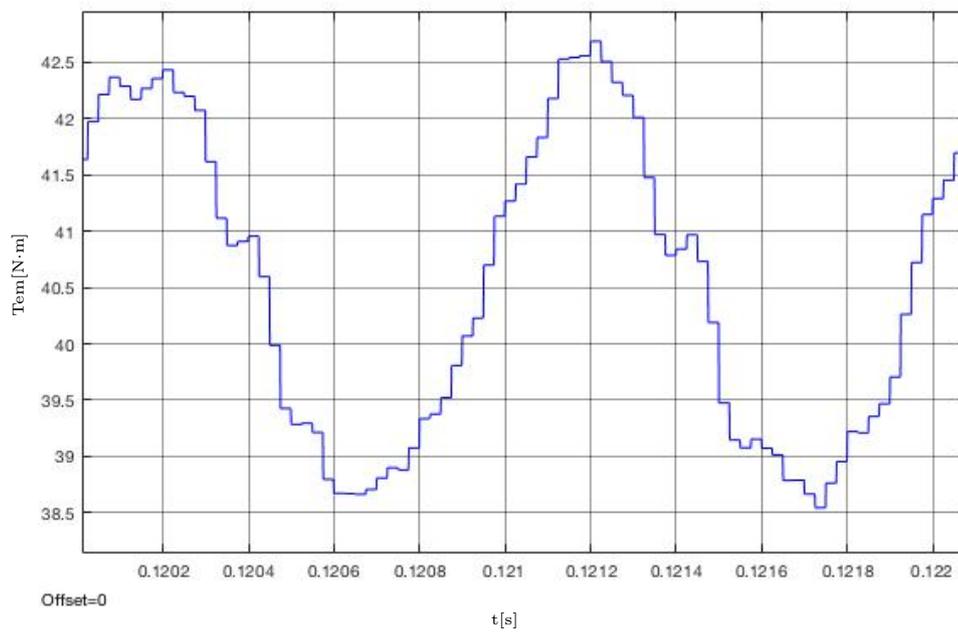


Figura B.73: Ambos devanados perturbados (155°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

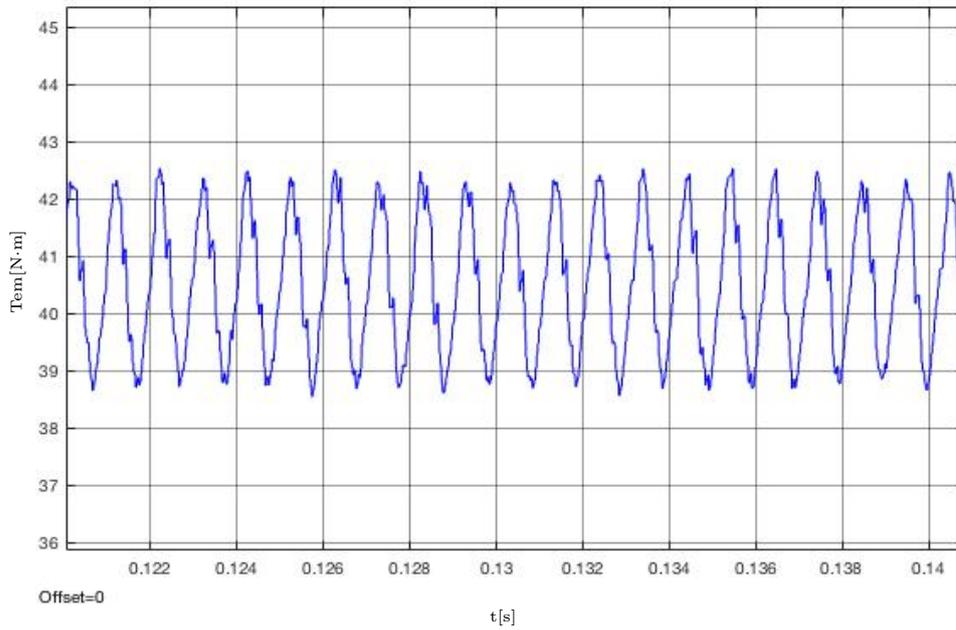


Figura B.74: Ambos devanados perturbados (160°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

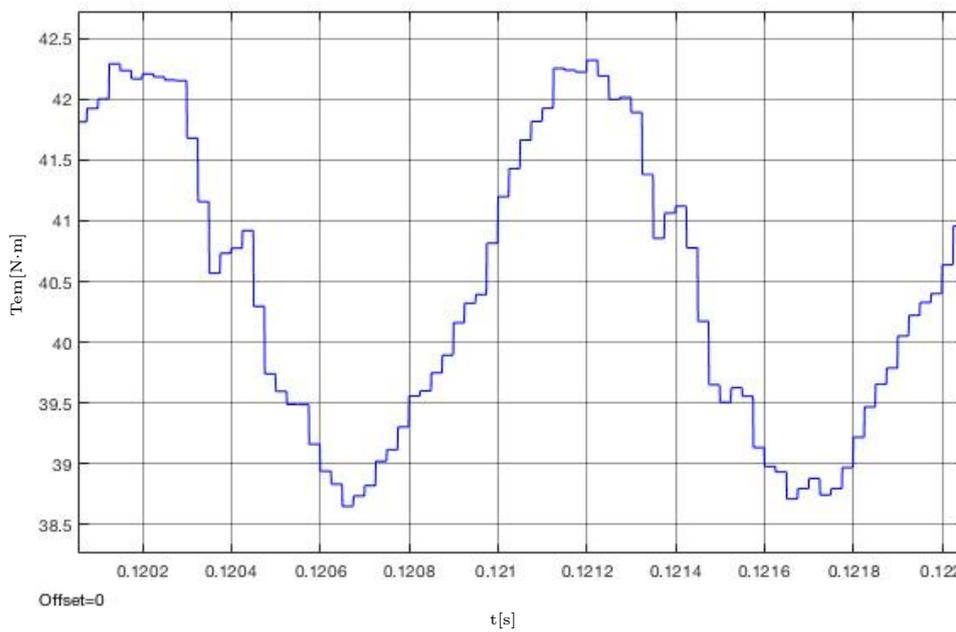


Figura B.75: Ambos devanados perturbados (160°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

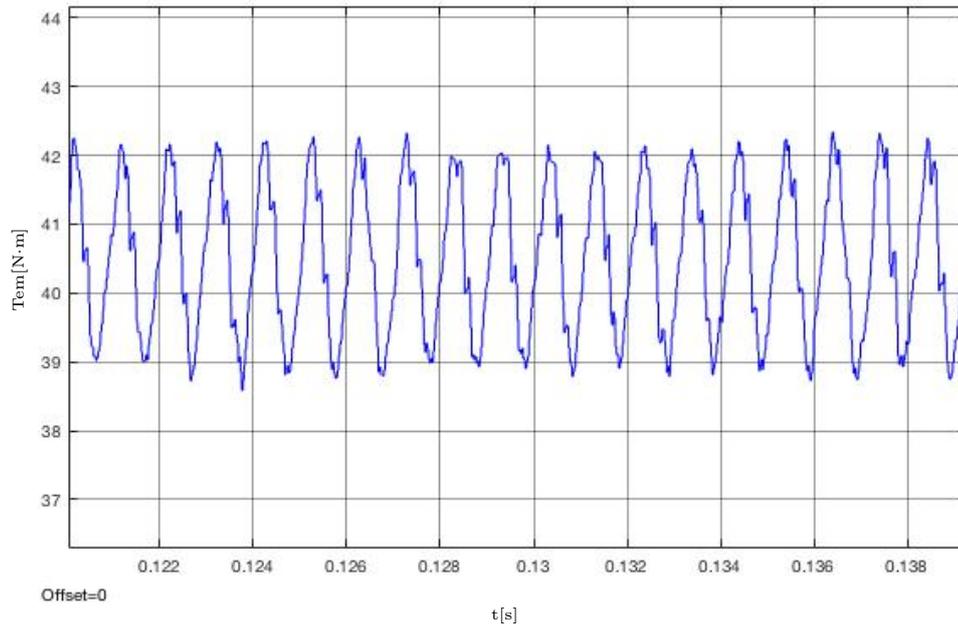


Figura B.76: Ambos devanados perturbados (165°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

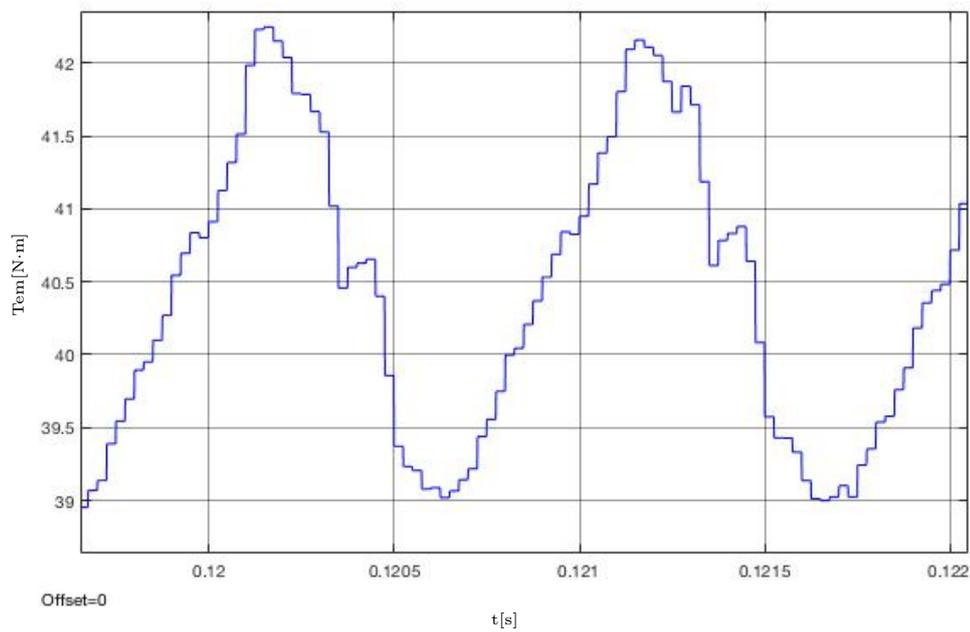


Figura B.77: Ambos devanados perturbados (165°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

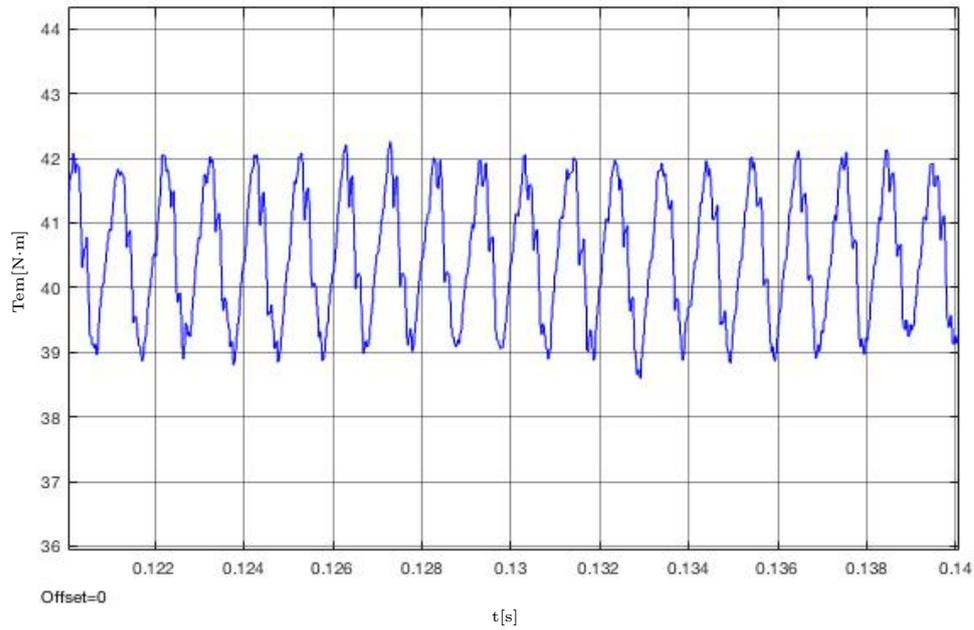


Figura B.78: Ambos devanados perturbados (170°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

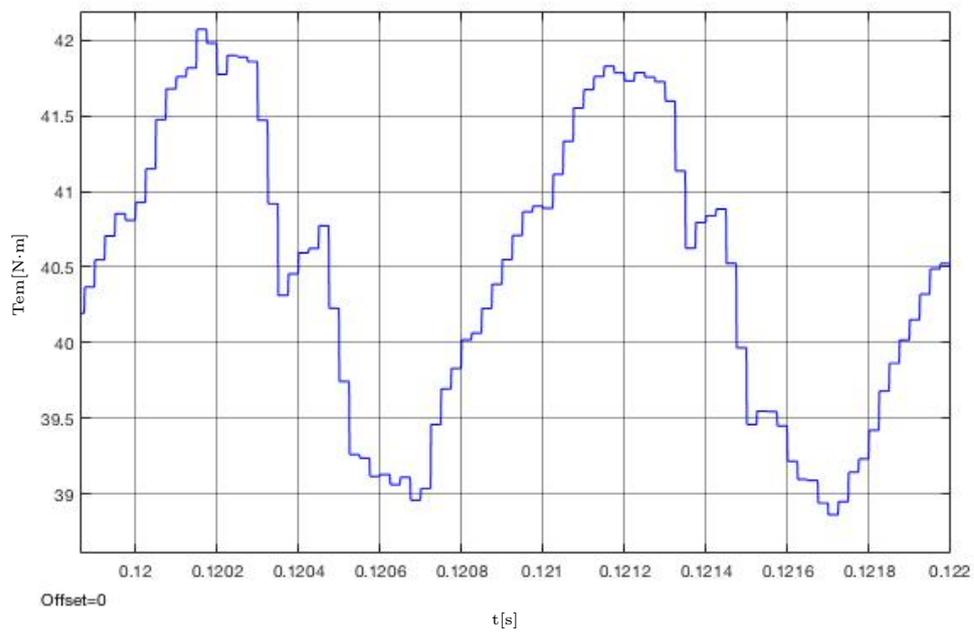


Figura B.79: Ambos devanados perturbados (170°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

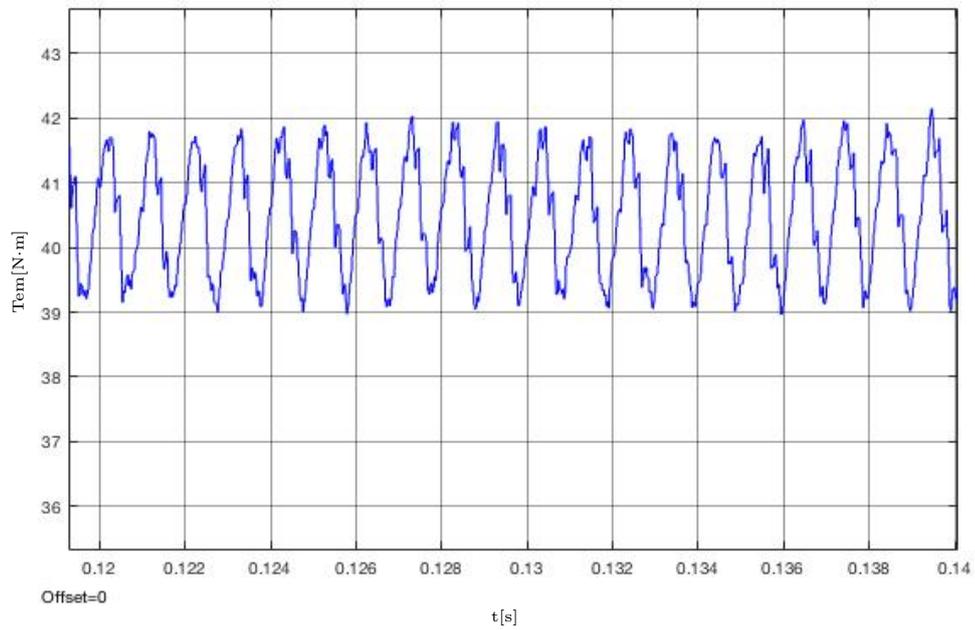


Figura B.80: Ambos devanados perturbados (175°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

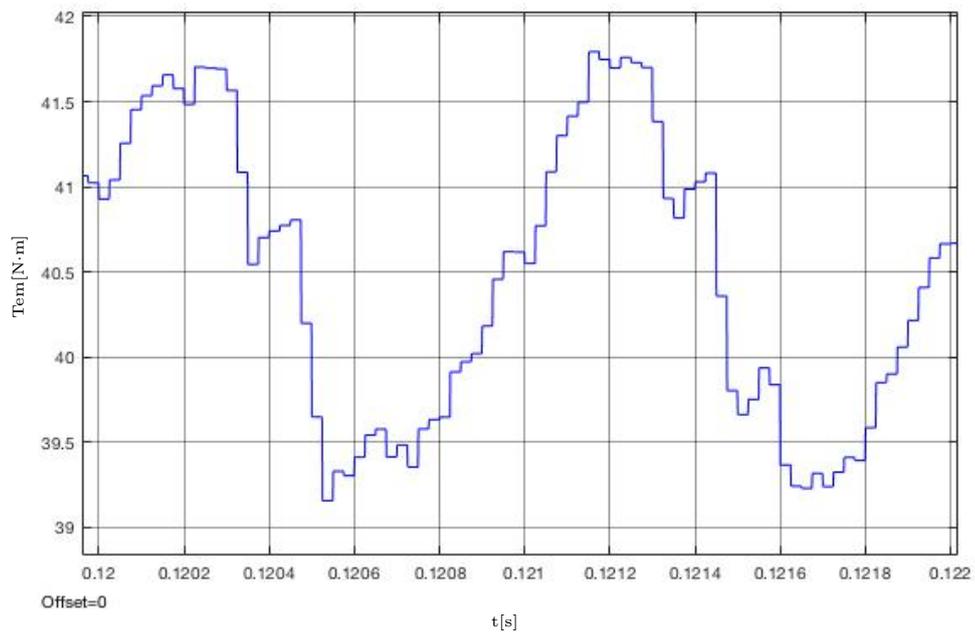


Figura B.81: Ambos devanados perturbados (175°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

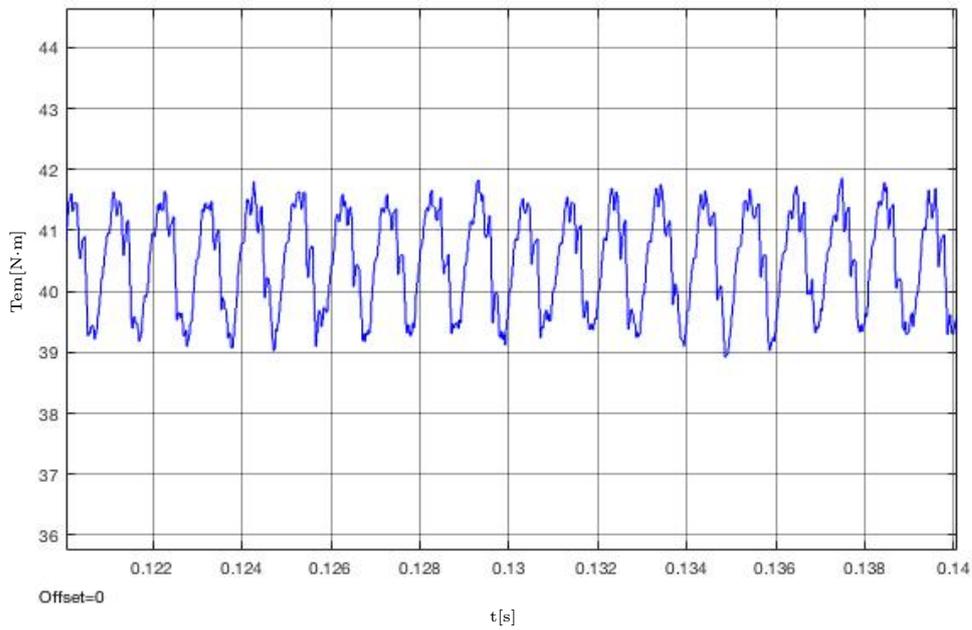


Figura B.82: Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

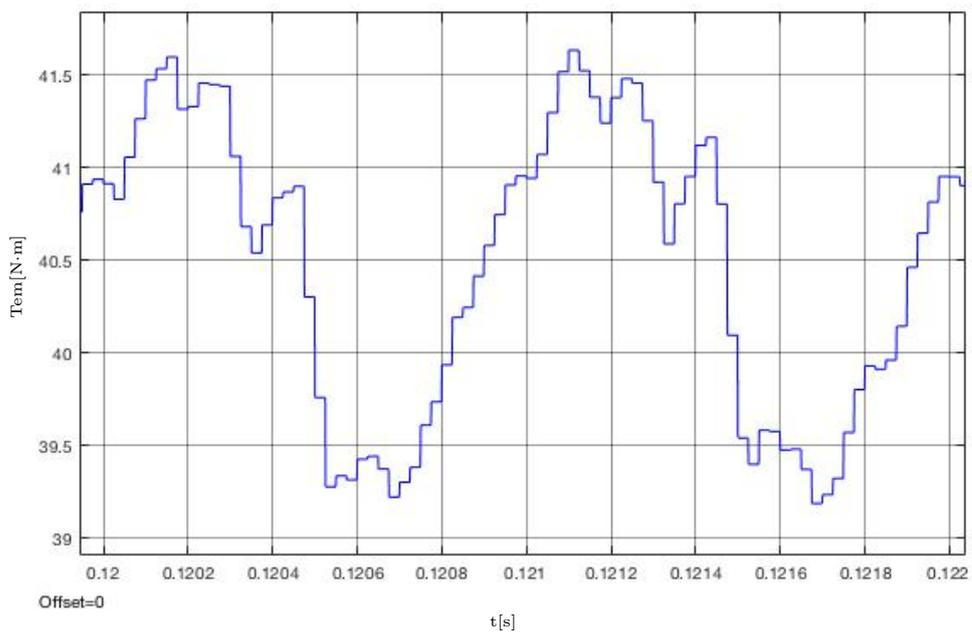


Figura B.83: Ambos devanados perturbados (180°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

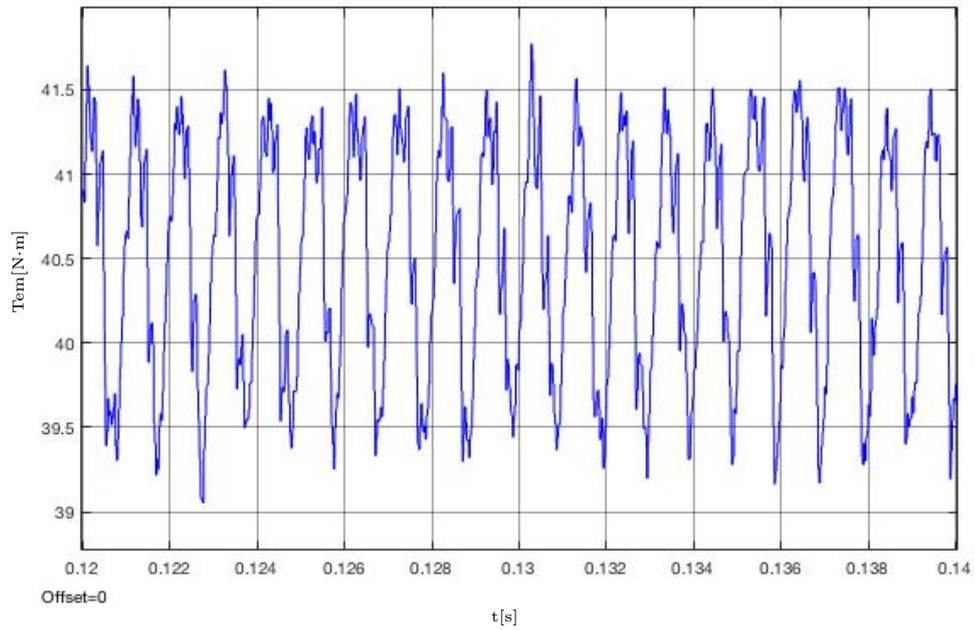


Figura B.84: Ambos devanados perturbados (185°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

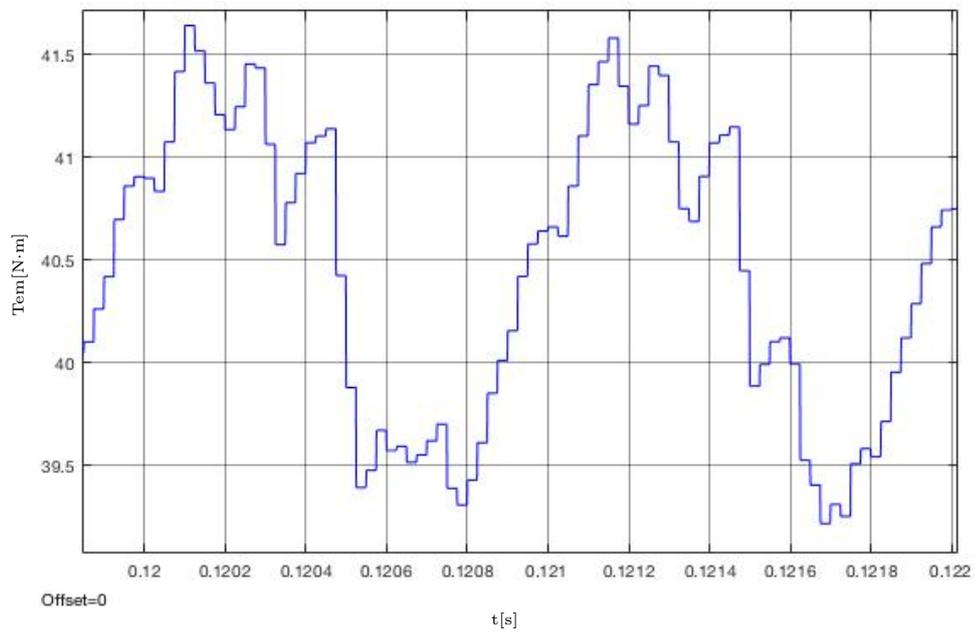


Figura B.85: Ambos devanados perturbados (185°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

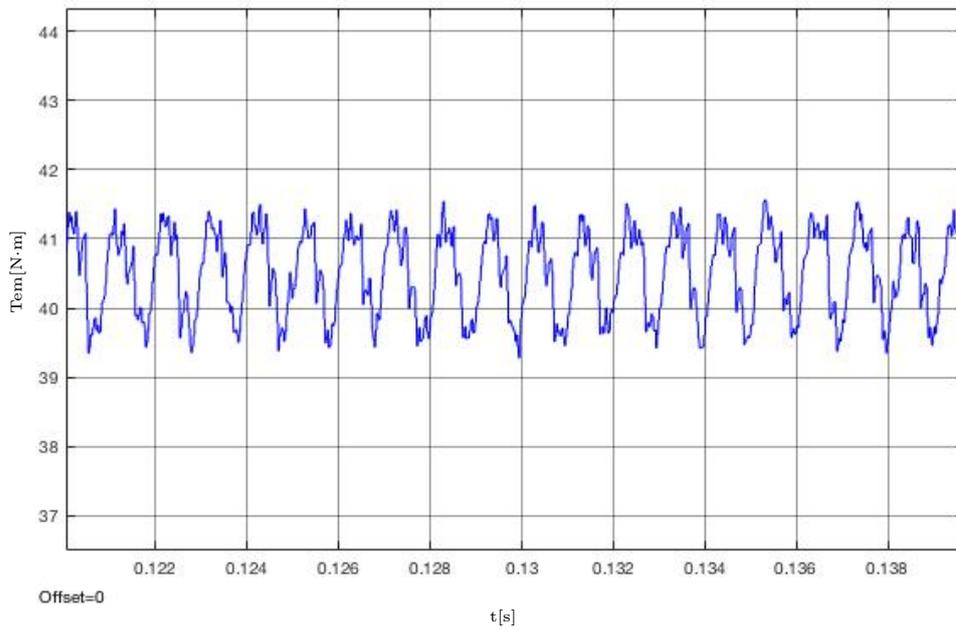


Figura B.86: Ambos devanados perturbados (190°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

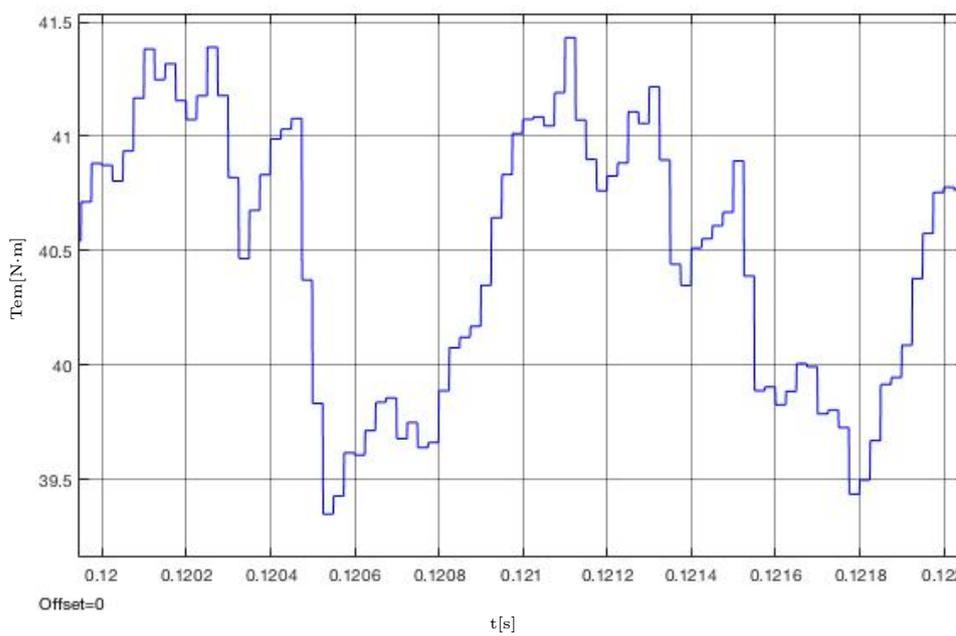


Figura B.87: Ambos devanados perturbados (190°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

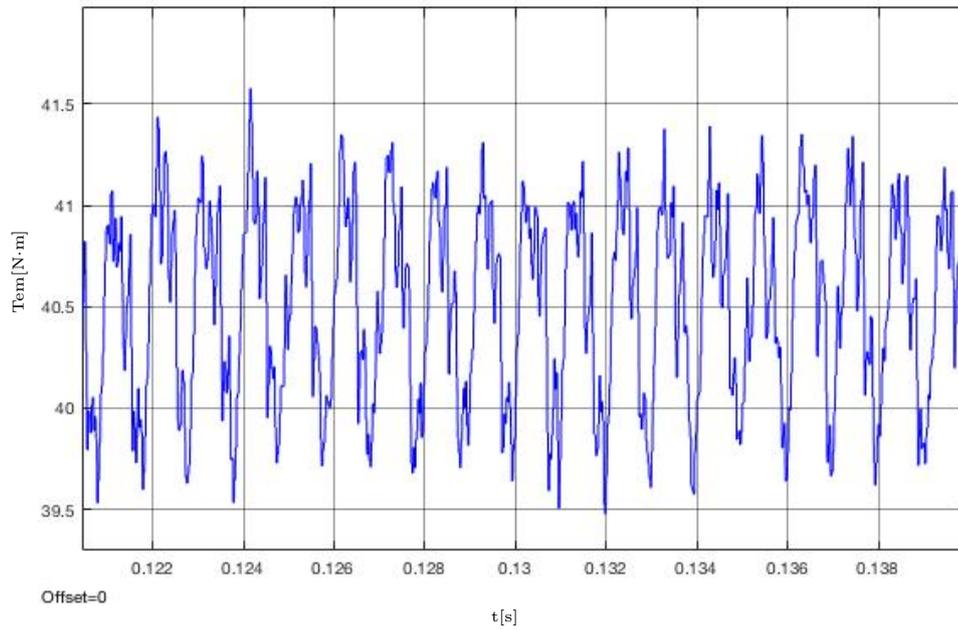


Figura B.88: Ambos devanados perturbados (195°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

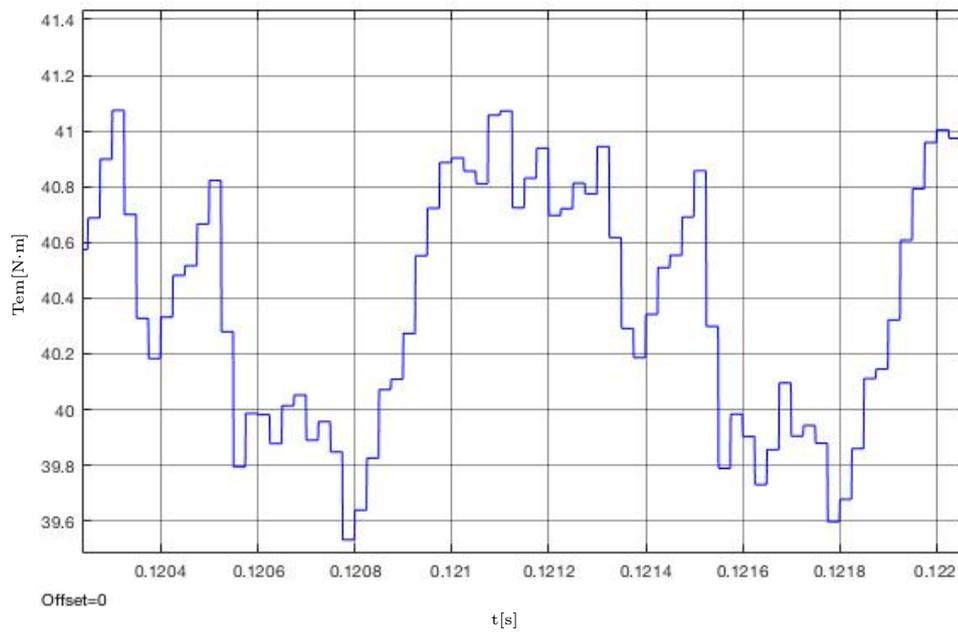


Figura B.89: Ambos devanados perturbados (195°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

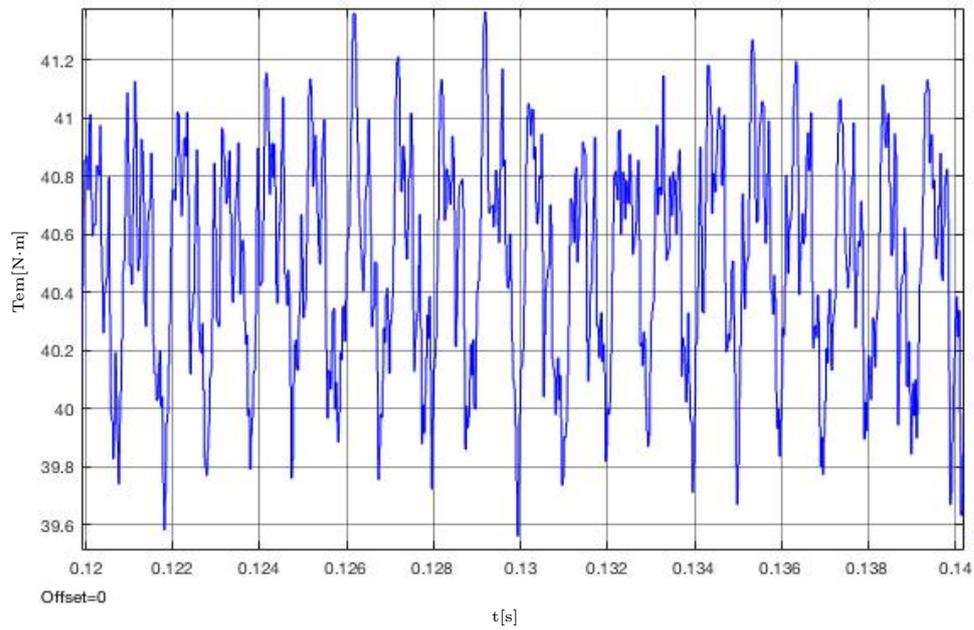


Figura B.90: Ambos devanados perturbados (200°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

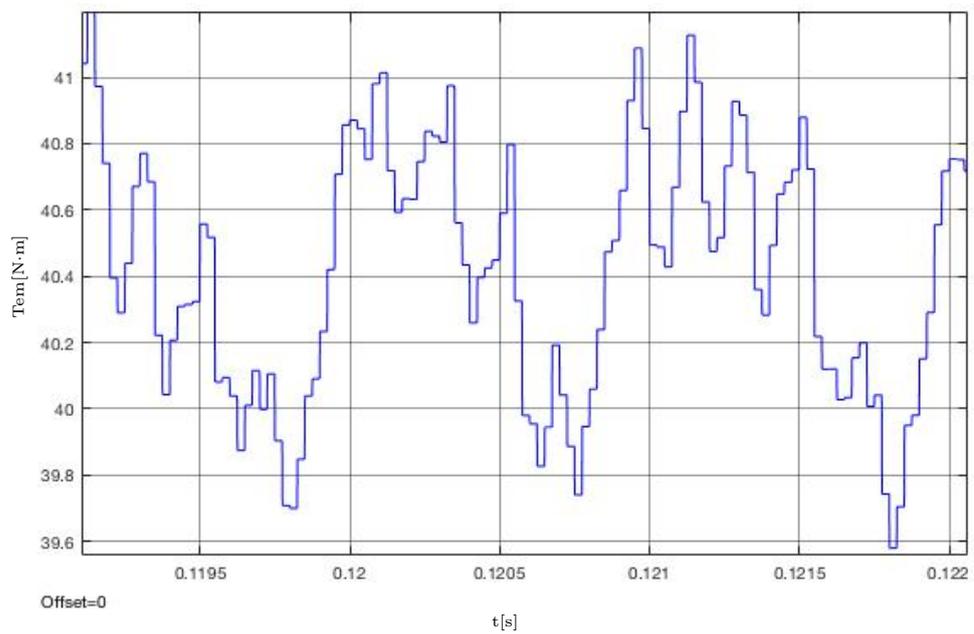


Figura B.91: Ambos devanados perturbados (200°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

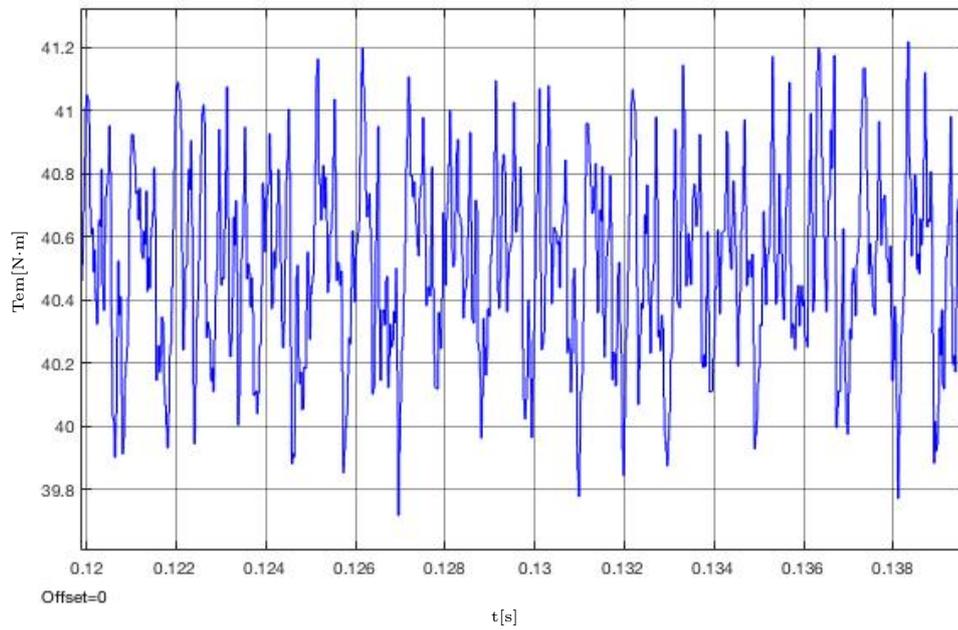


Figura B.92: Ambos devanados perturbados (205°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

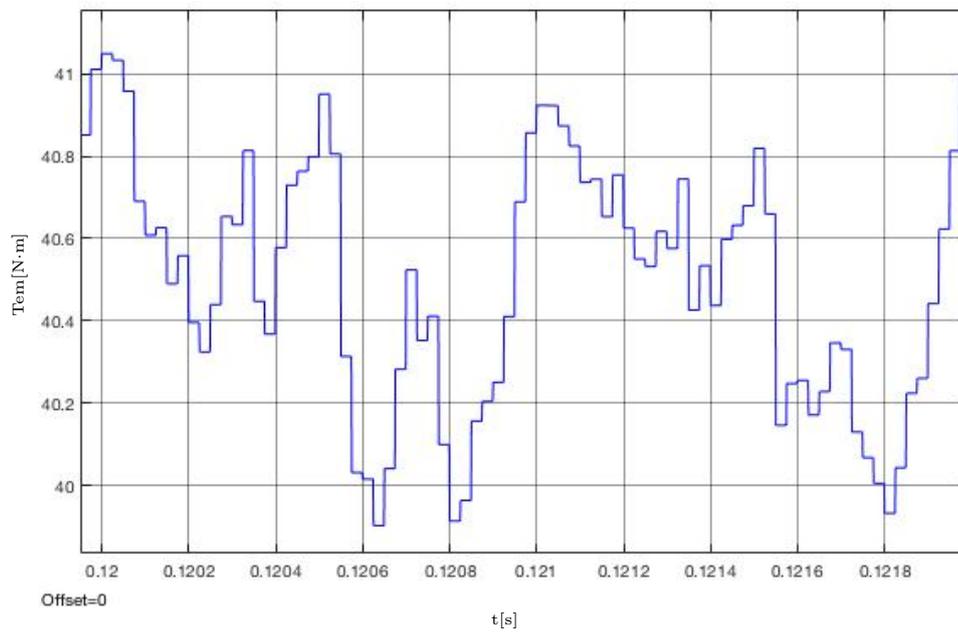


Figura B.93: Ambos devanados perturbados (205°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

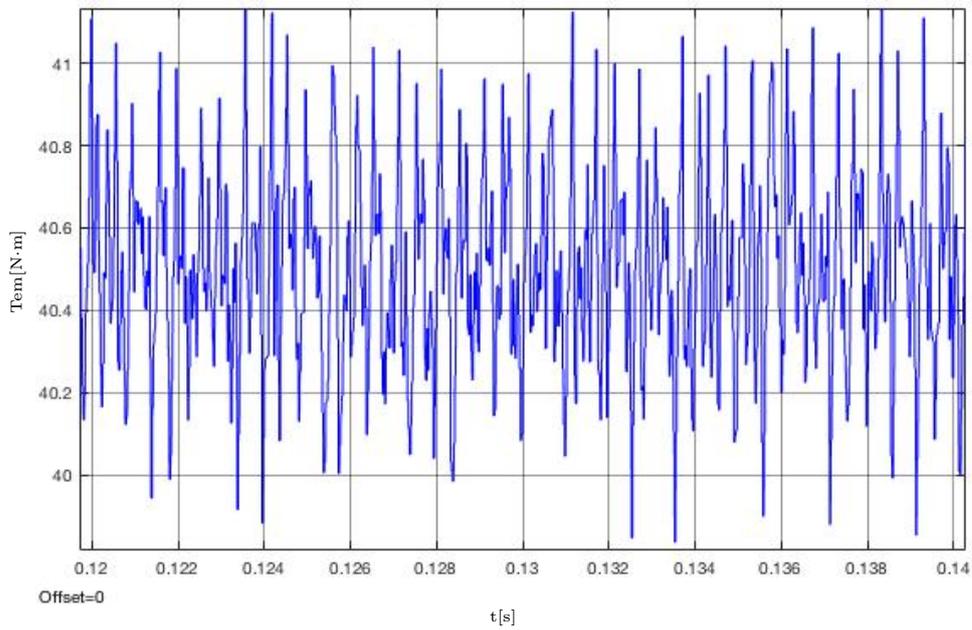


Figura B.94: Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

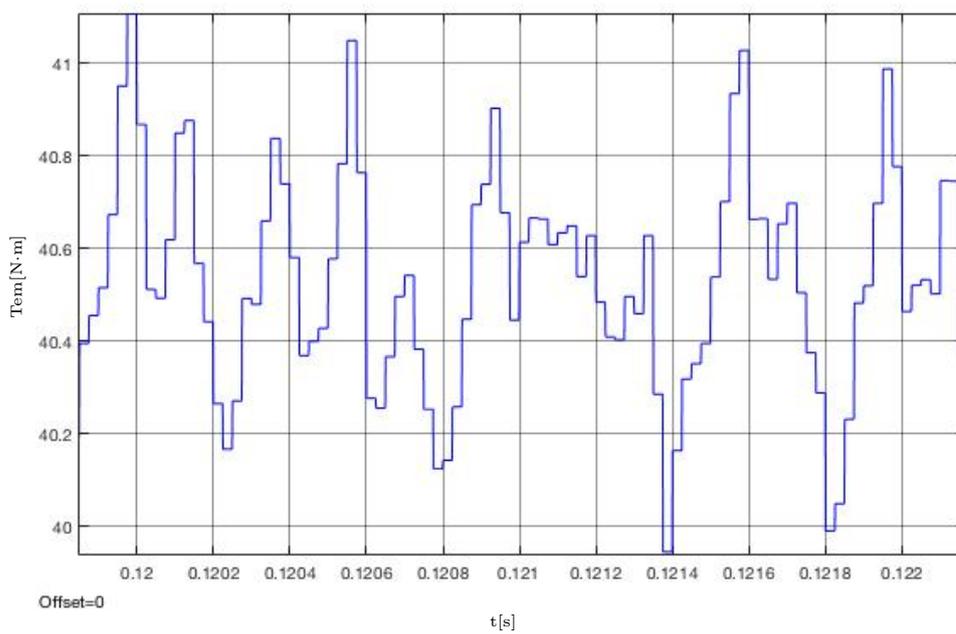


Figura B.95: Ambos devanados perturbados (210°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

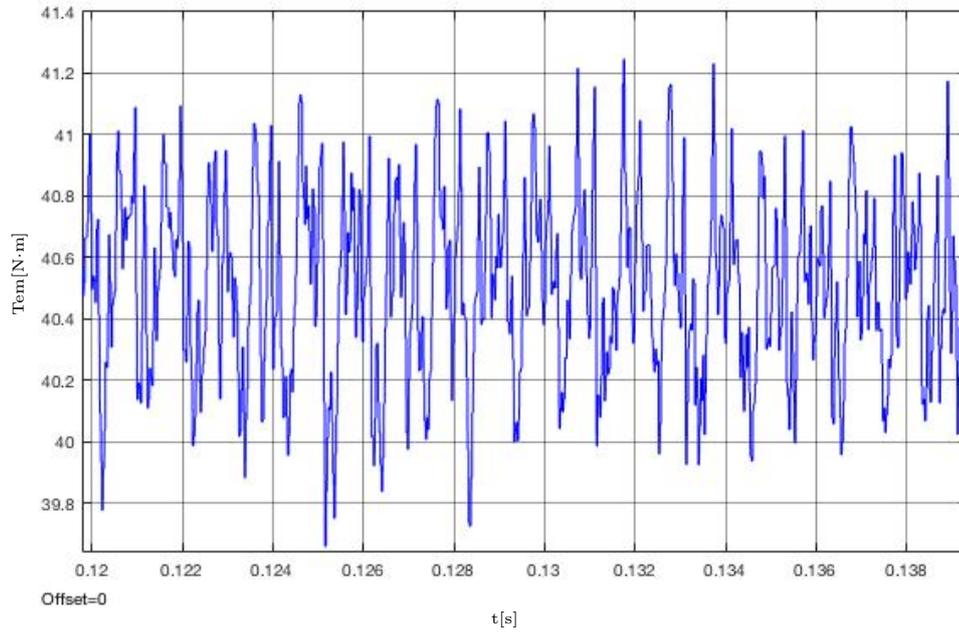


Figura B.96: Ambos devanados perturbados (215°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

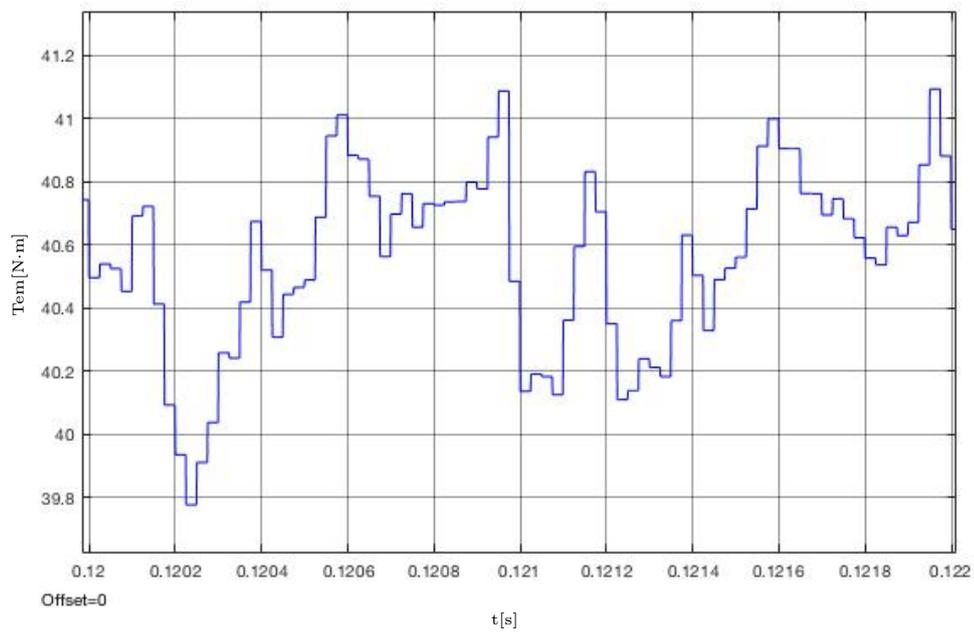


Figura B.97: Ambos devanados perturbados (215°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

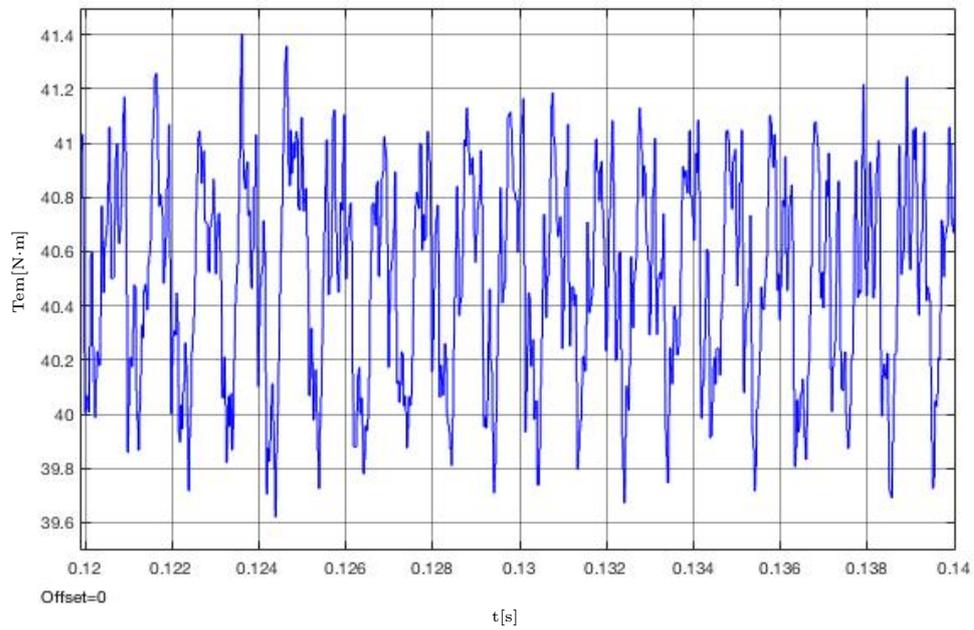


Figura B.98: Ambos devanados perturbados (220°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

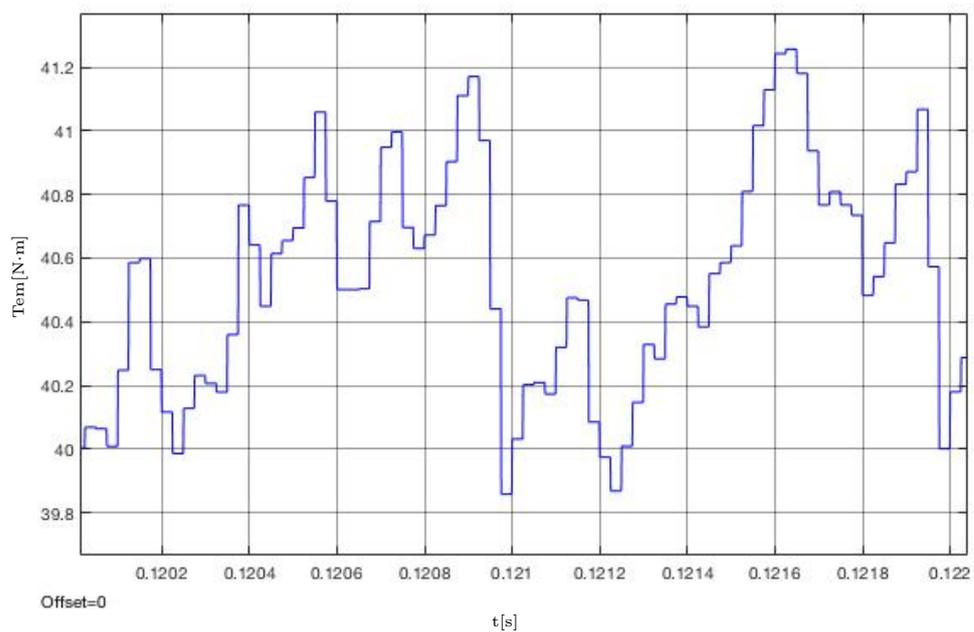


Figura B.99: Ambos devanados perturbados (220°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

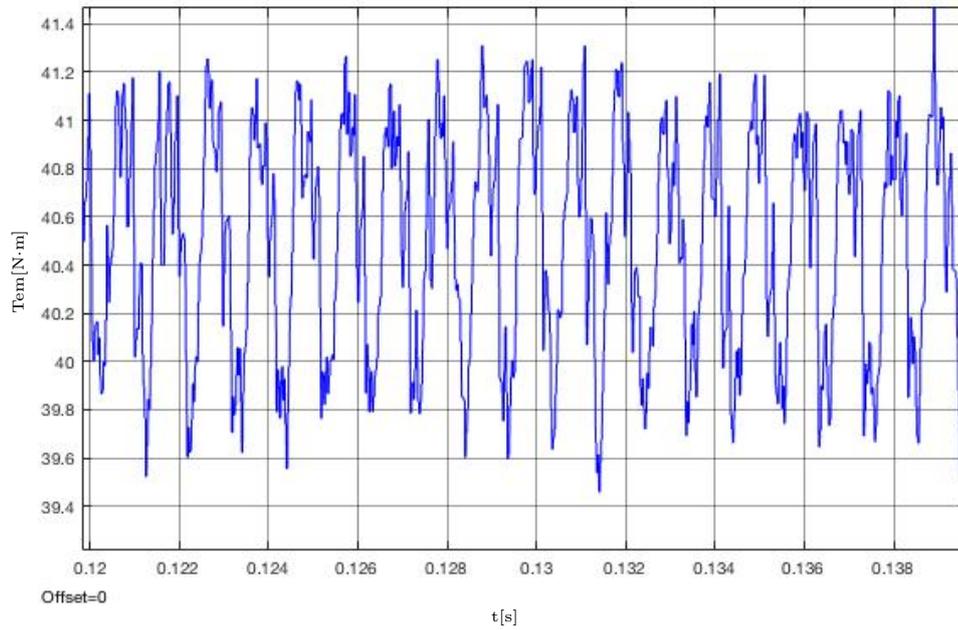


Figura B.100: Ambos devanados perturbados (225°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

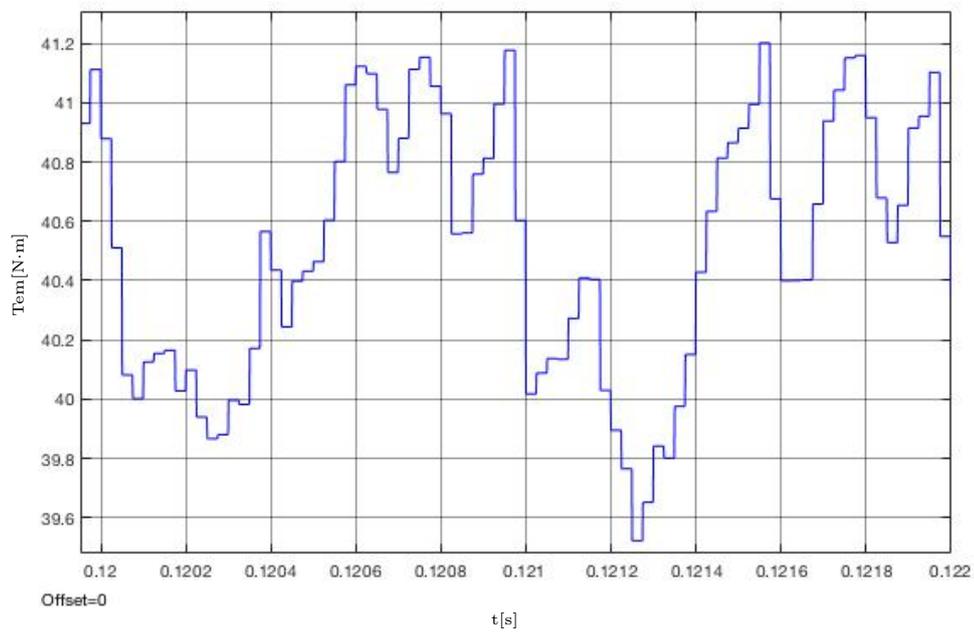


Figura B.101: Ambos devanados perturbados (225°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

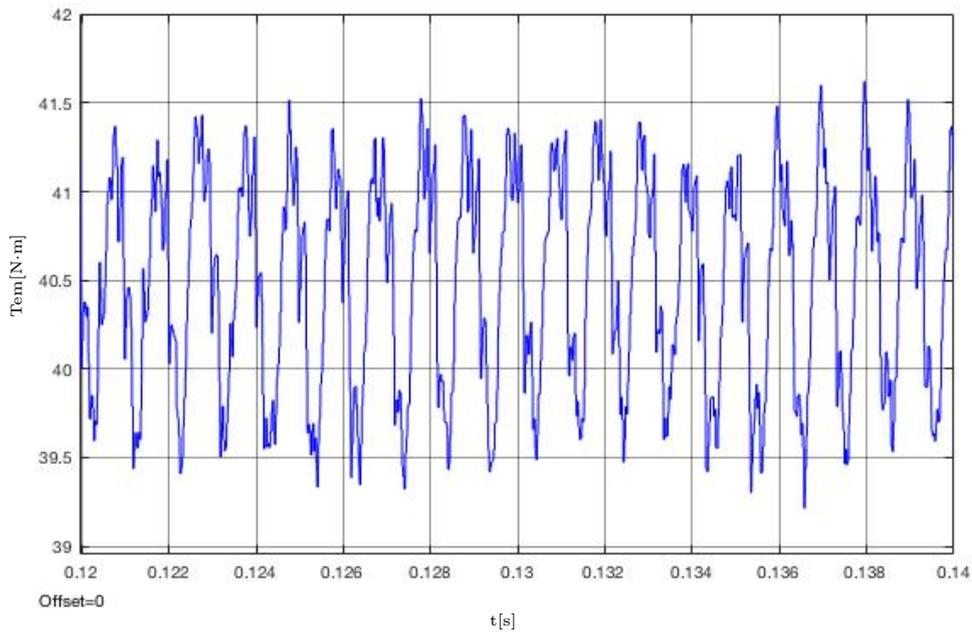


Figura B.102: Ambos devanados perturbados (230°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

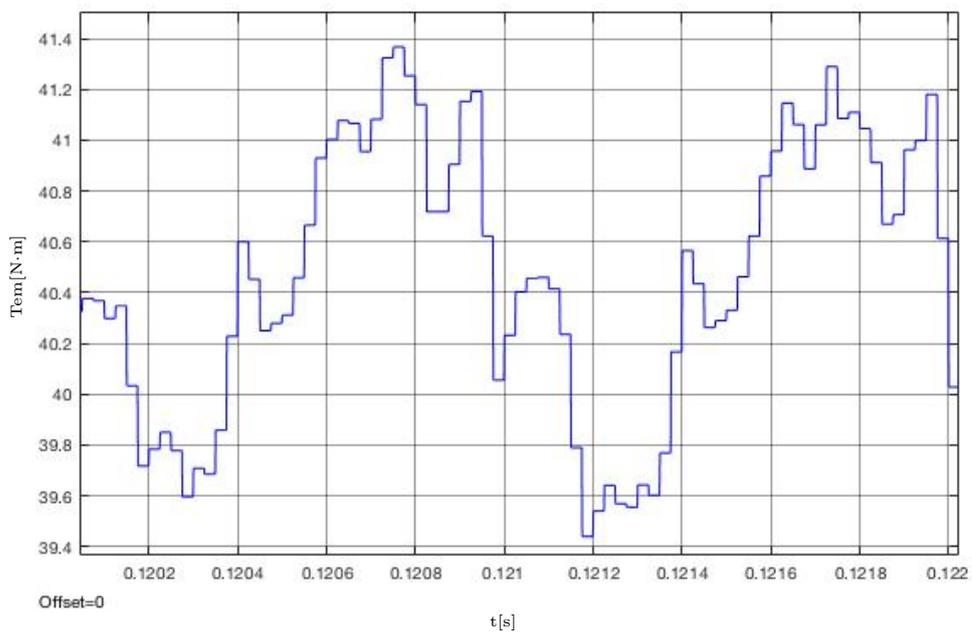


Figura B.103: Ambos devanados perturbados (230°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

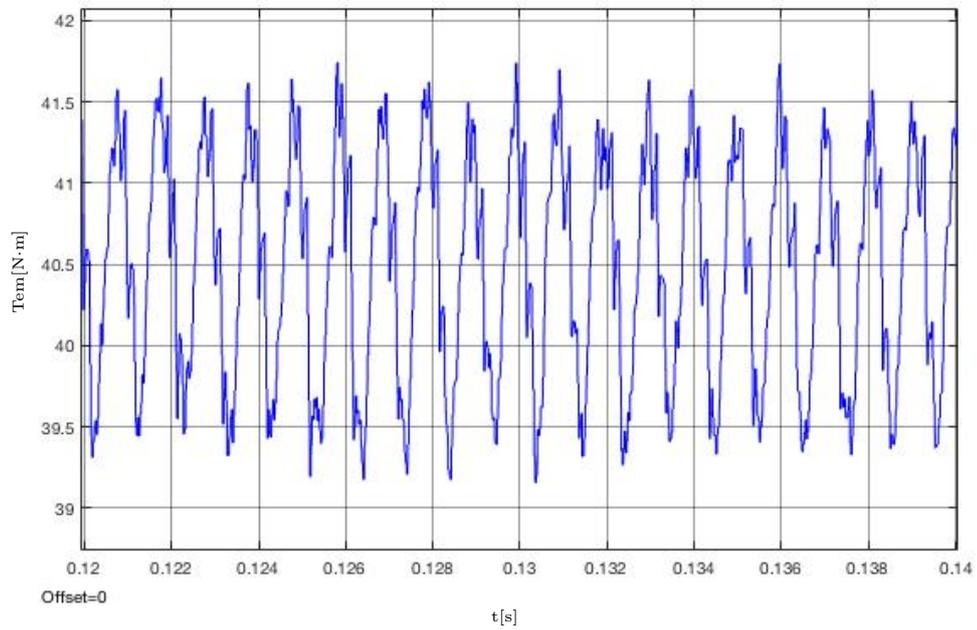


Figura B.104: Ambos devanados perturbados (235°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

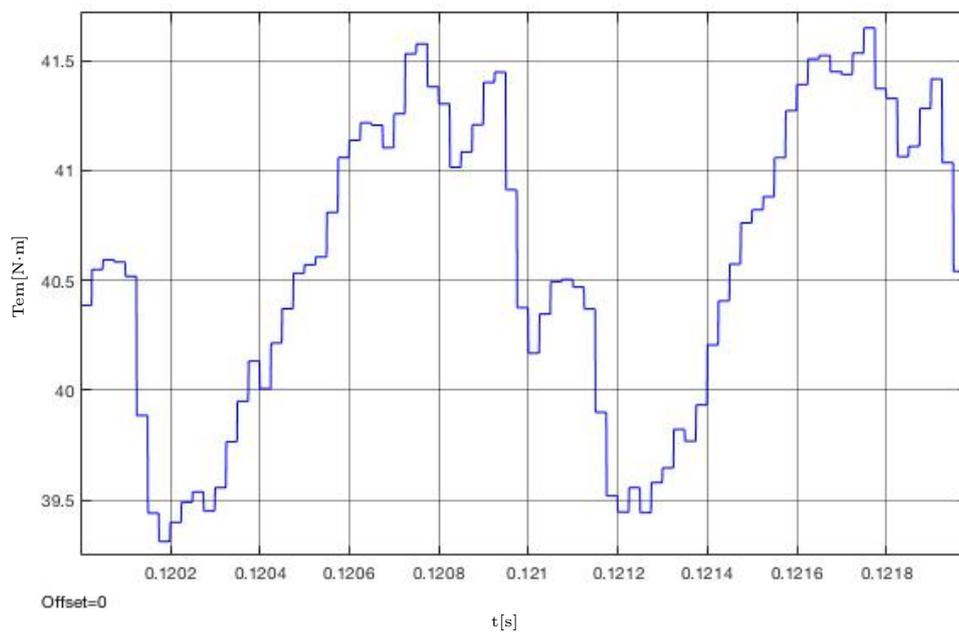


Figura B.105: Ambos devanados perturbados (235°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

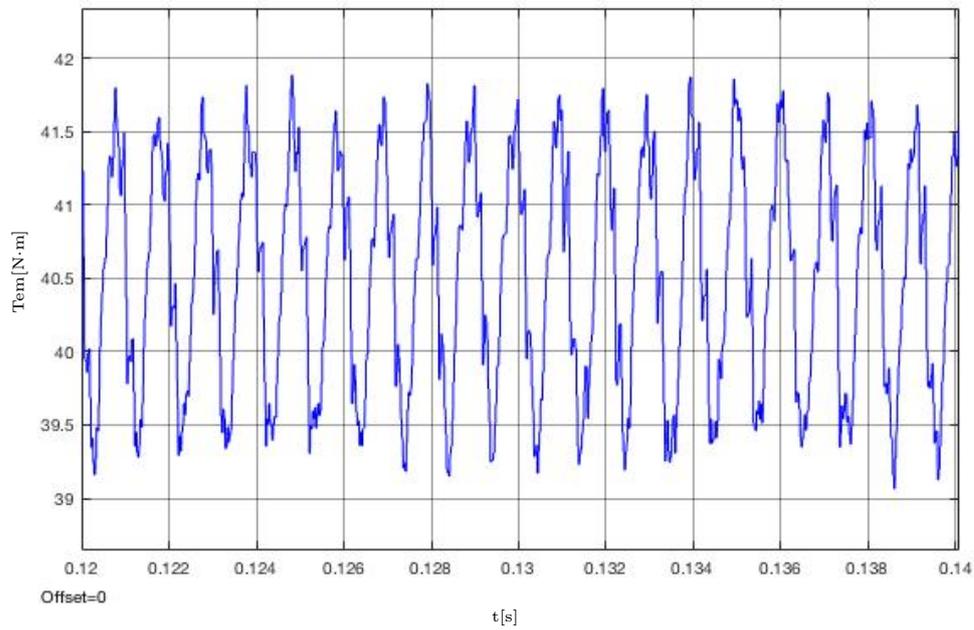


Figura B.106: Ambos devanados perturbados (240°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

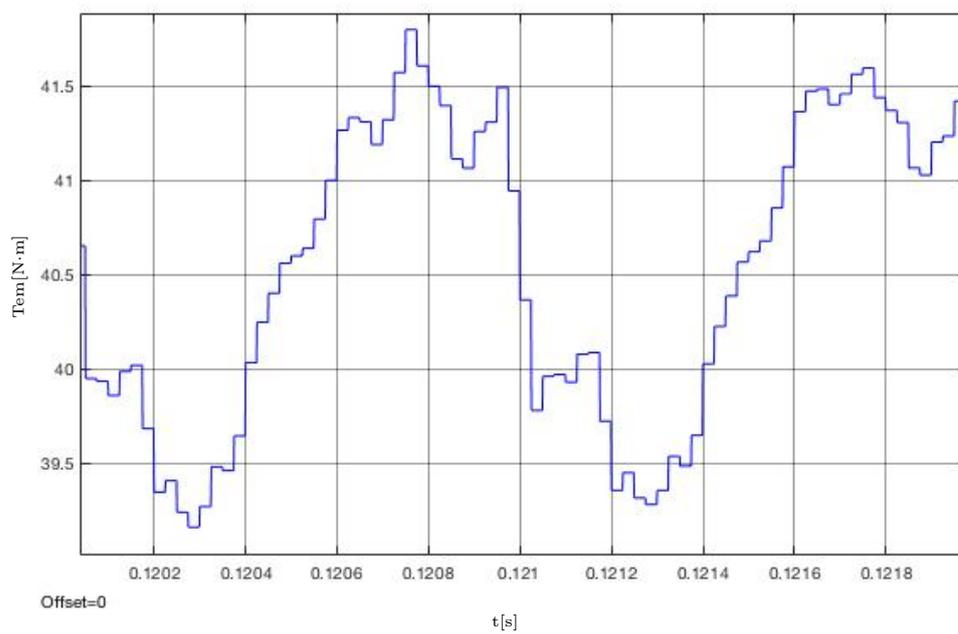


Figura B.107: Ambos devanados perturbados (240°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

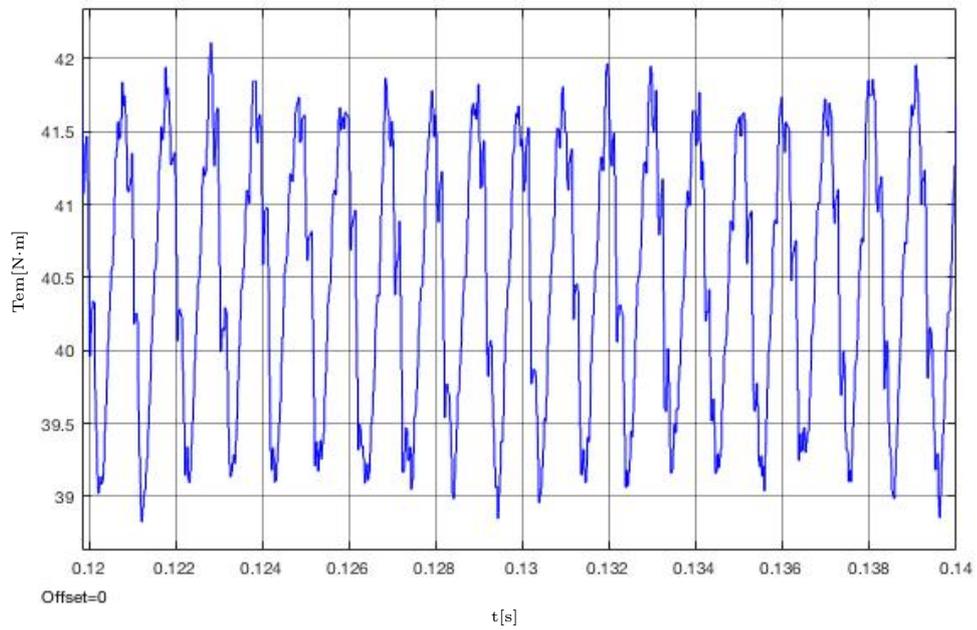


Figura B.108: Ambos devanados perturbados (245°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

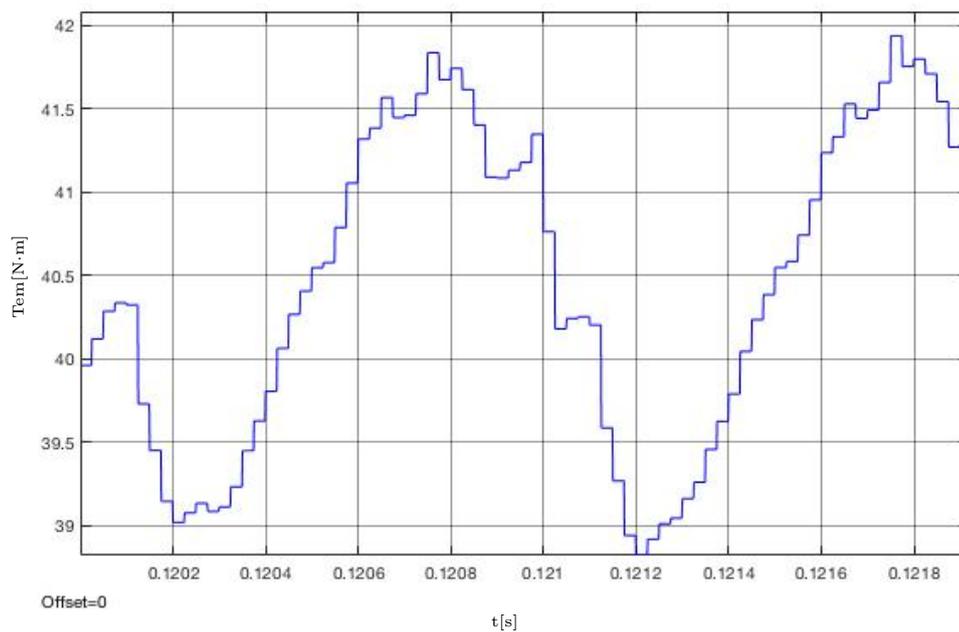


Figura B.109: Ambos devanados perturbados (245°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

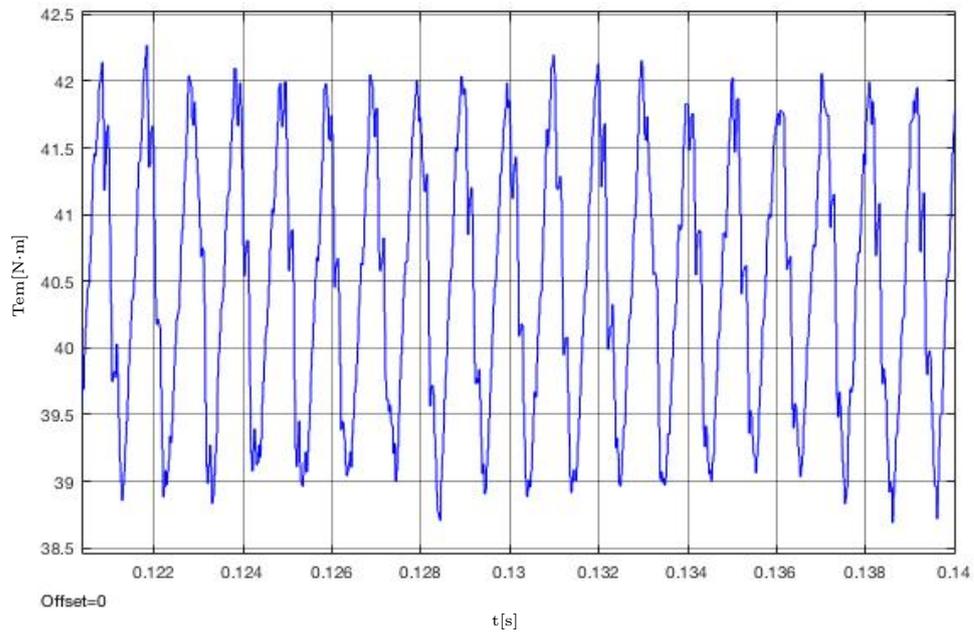


Figura B.110: Ambos devanados perturbados (250°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

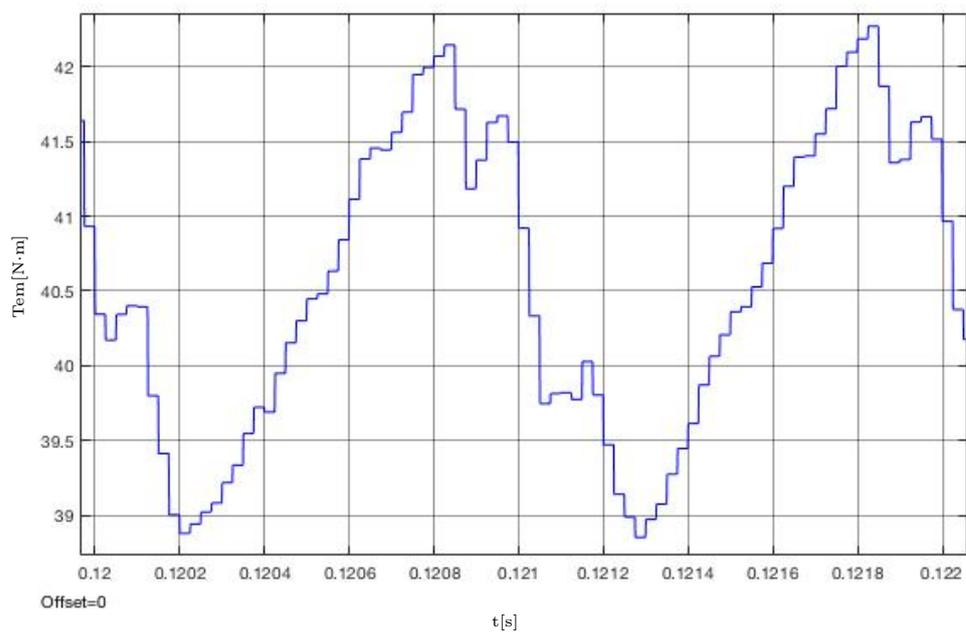


Figura B.111: Ambos devanados perturbados (250°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

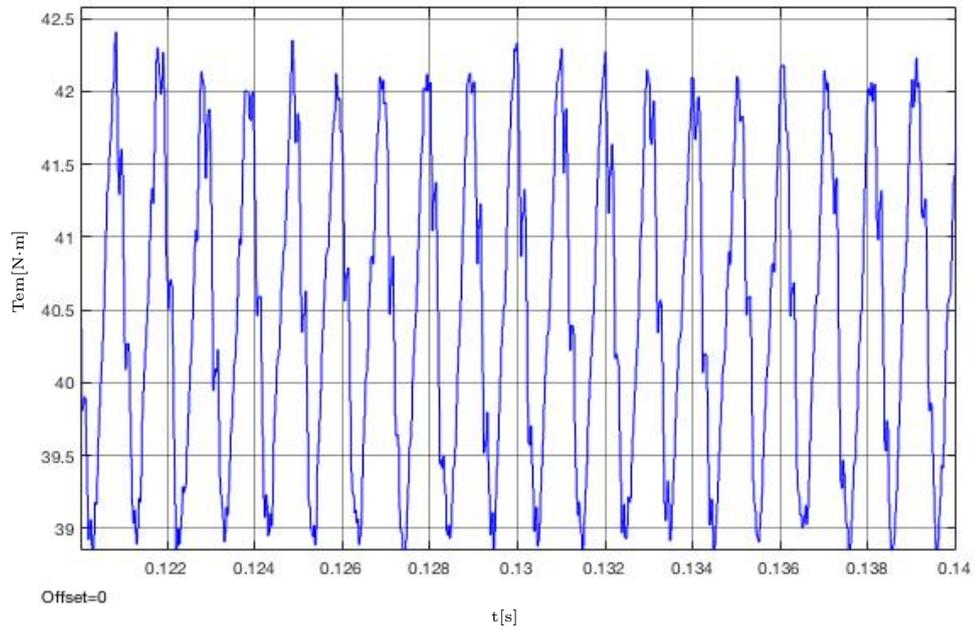


Figura B.112: Ambos devanados perturbados (255°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

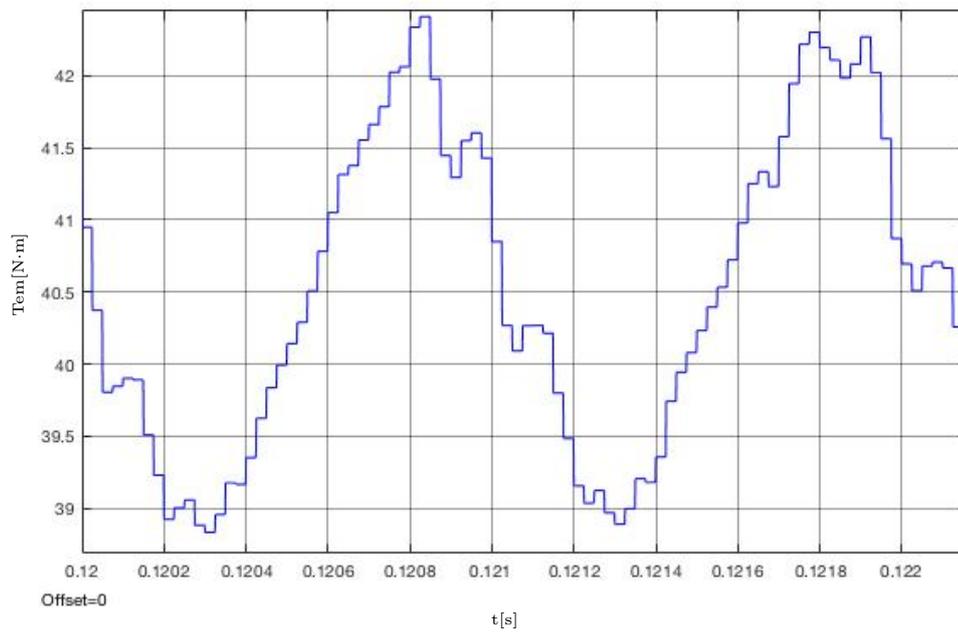


Figura B.113: Ambos devanados perturbados (255°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

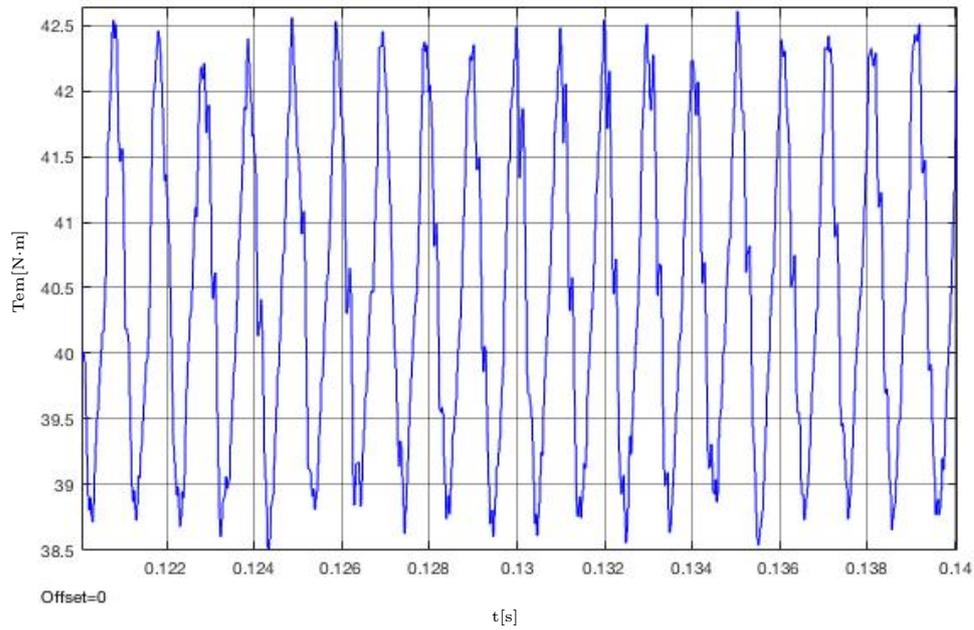


Figura B.114: Ambos devanados perturbados (260°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

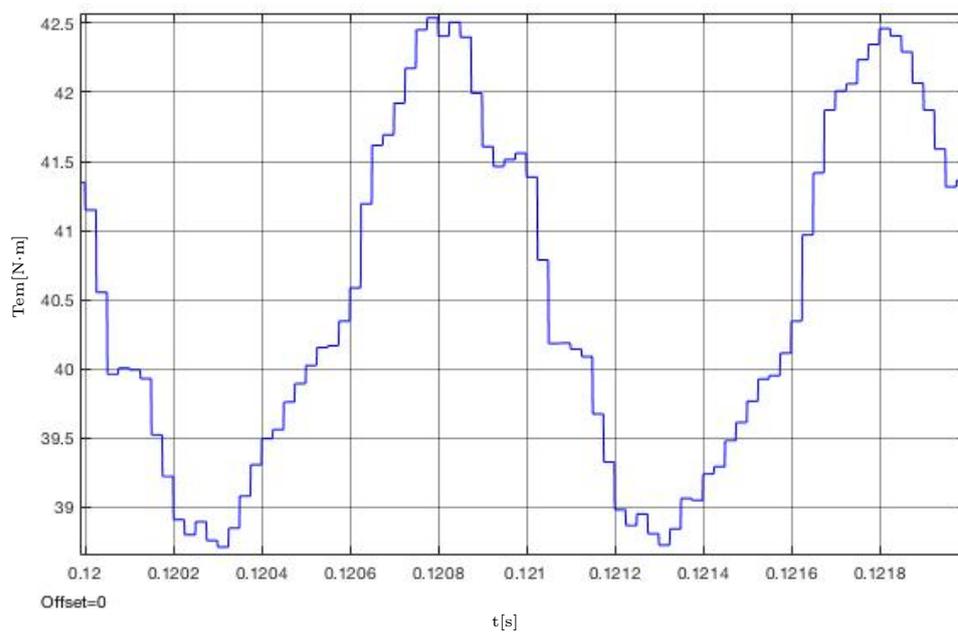


Figura B.115: Ambos devanados perturbados (260°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

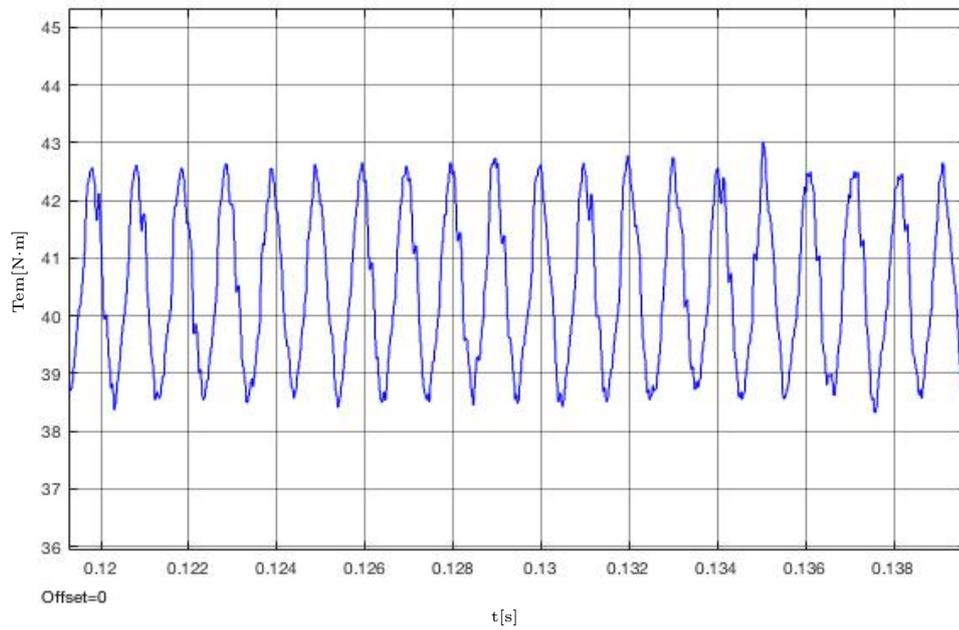


Figura B.116: Ambos devanados perturbados (265°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

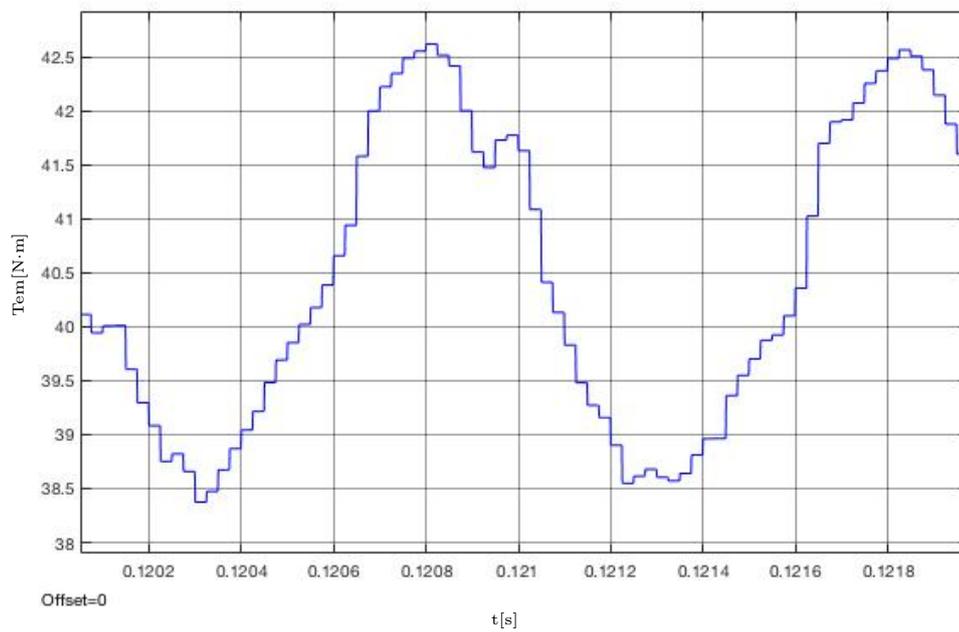


Figura B.117: Ambos devanados perturbados (265°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

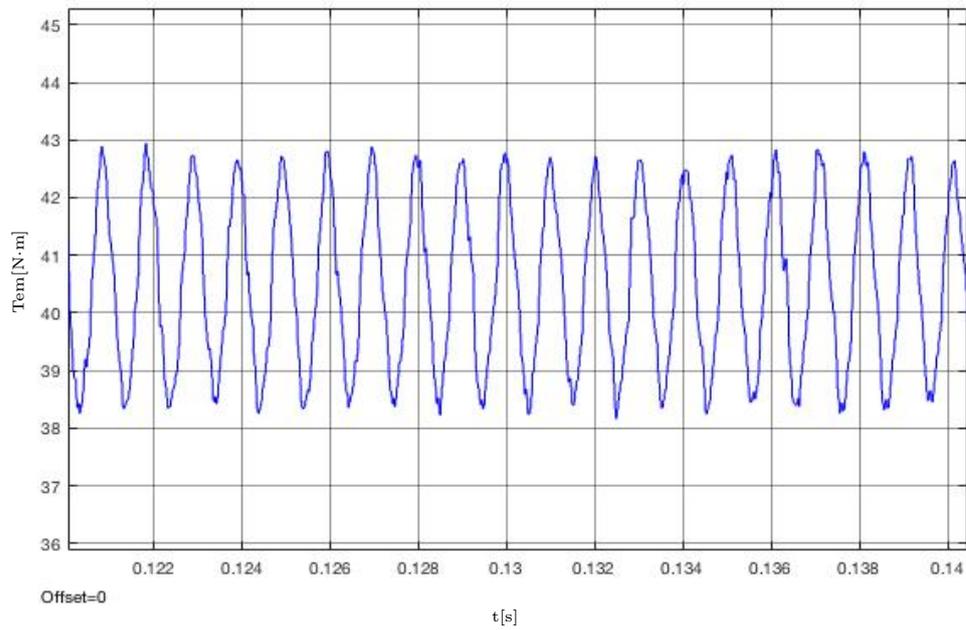


Figura B.118: Ambos devanados perturbados (270°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

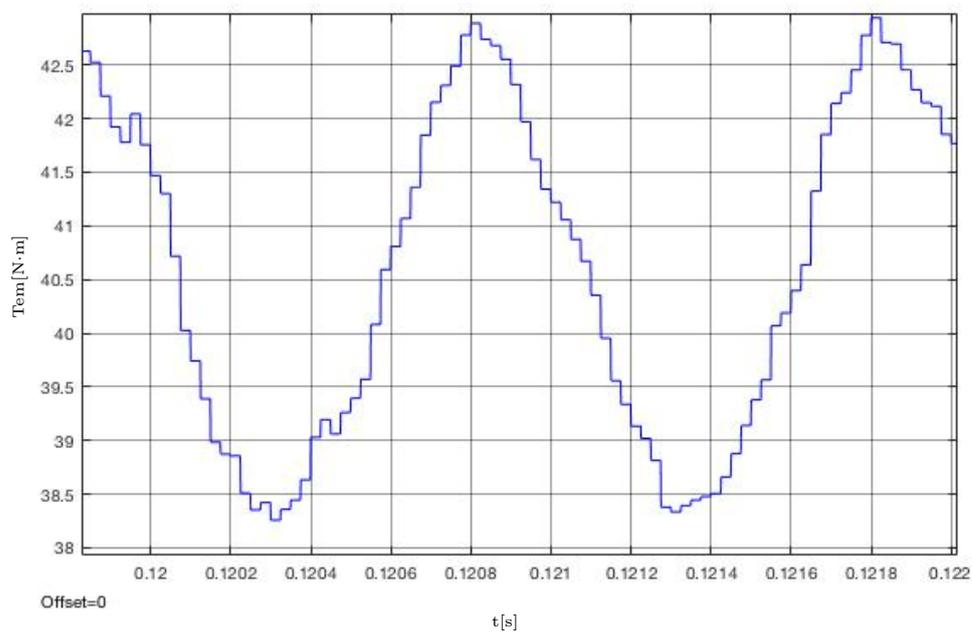


Figura B.119: Ambos devanados perturbados (270°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

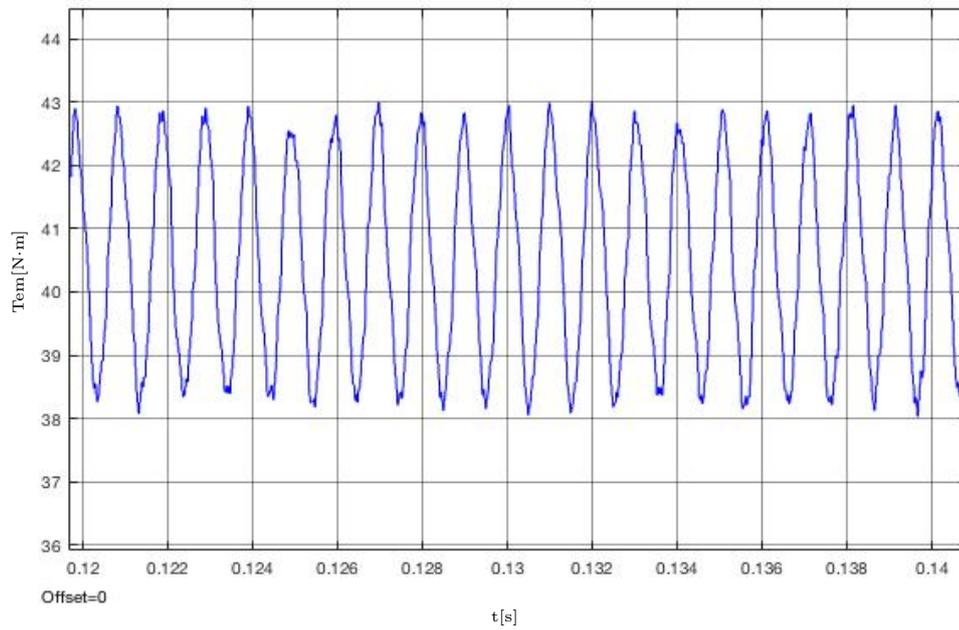


Figura B.120: Ambos devanados perturbados (275°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

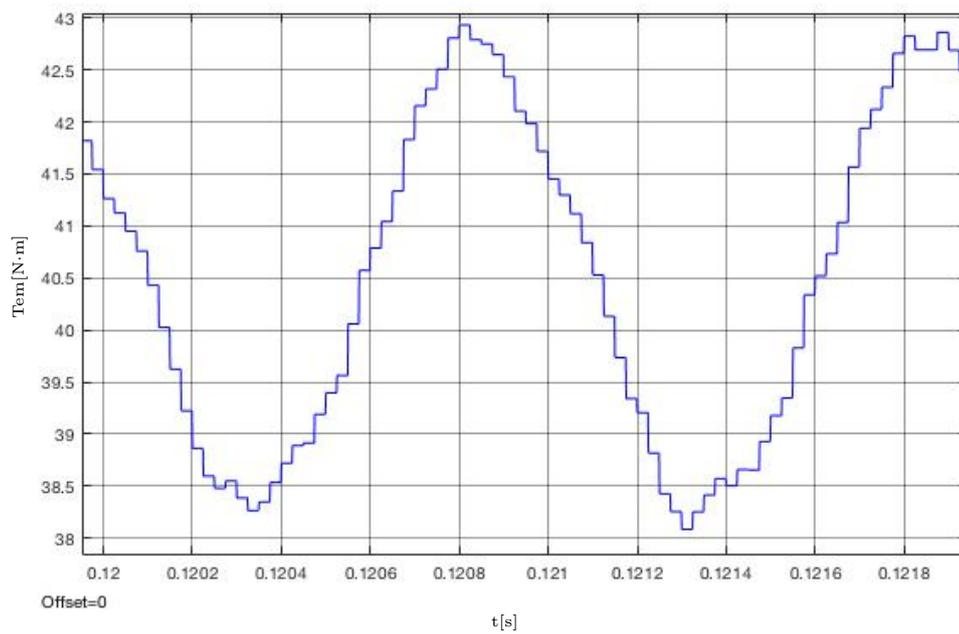


Figura B.121: Ambos devanados perturbados (275°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

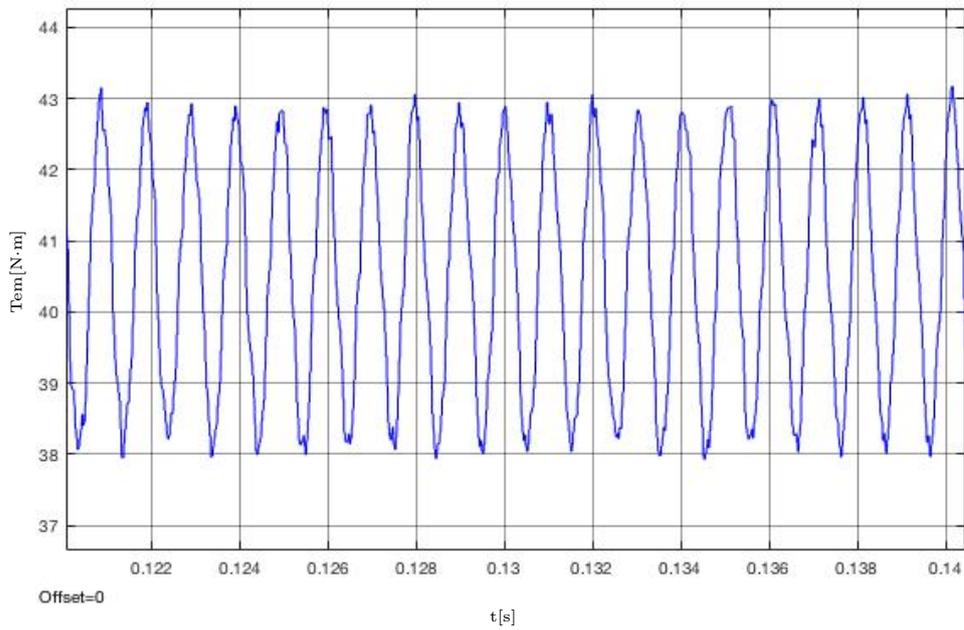


Figura B.122: Ambos devanados perturbados (280°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

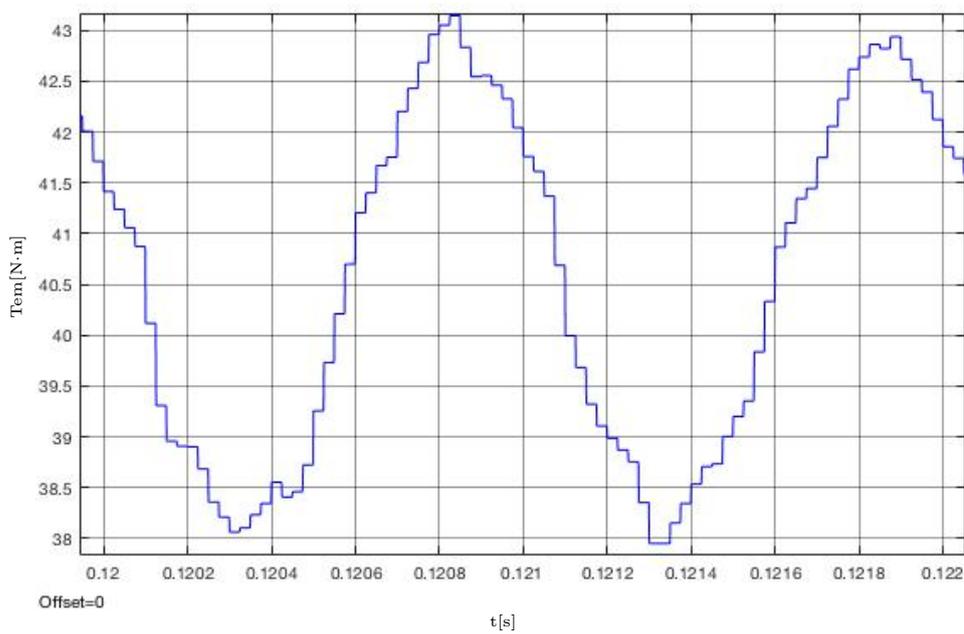


Figura B.123: Ambos devanados perturbados (280°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

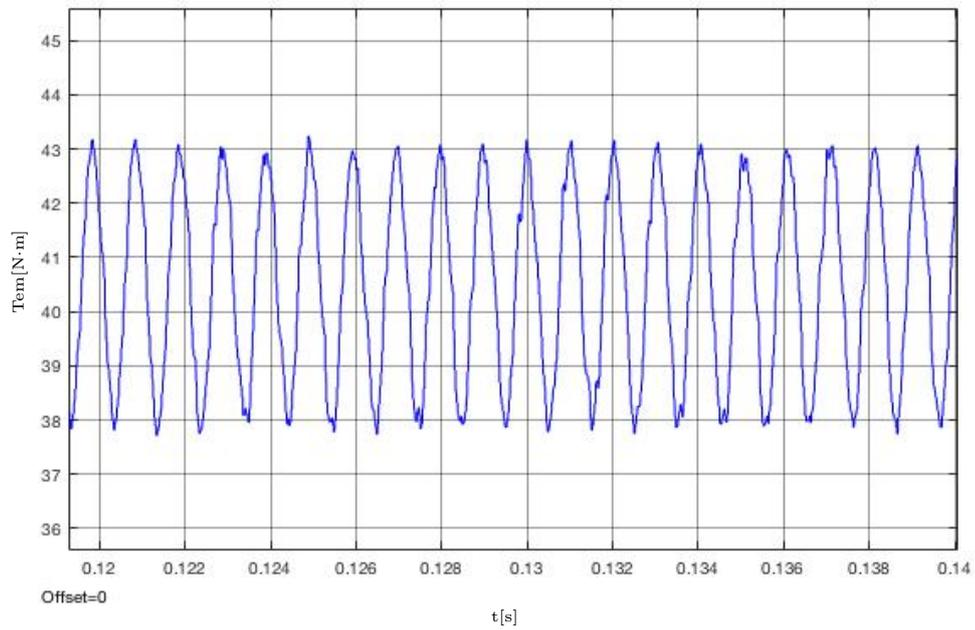


Figura B.124: Ambos devanados perturbados (285°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

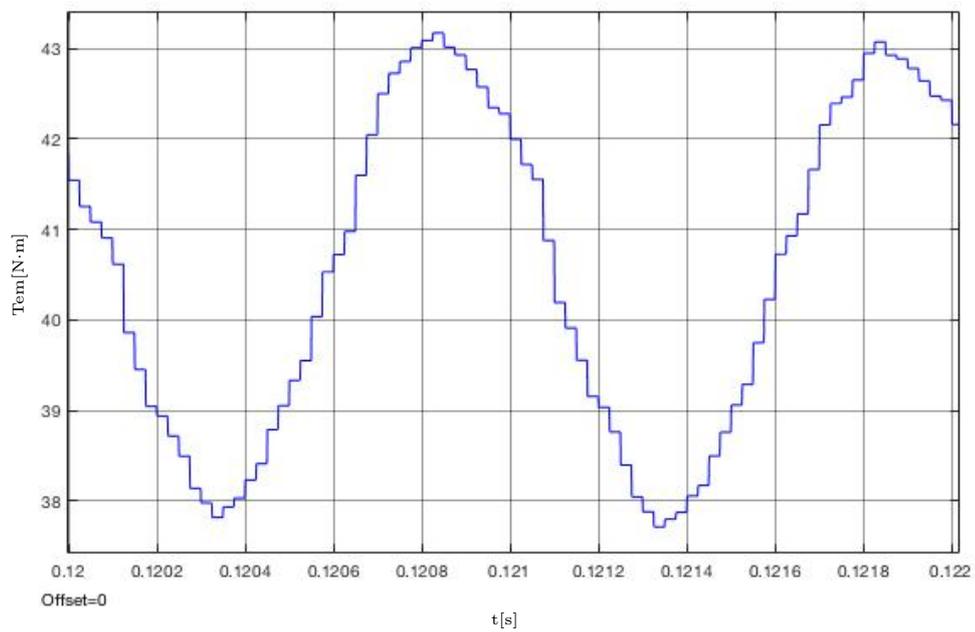


Figura B.125: Ambos devanados perturbados (285°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

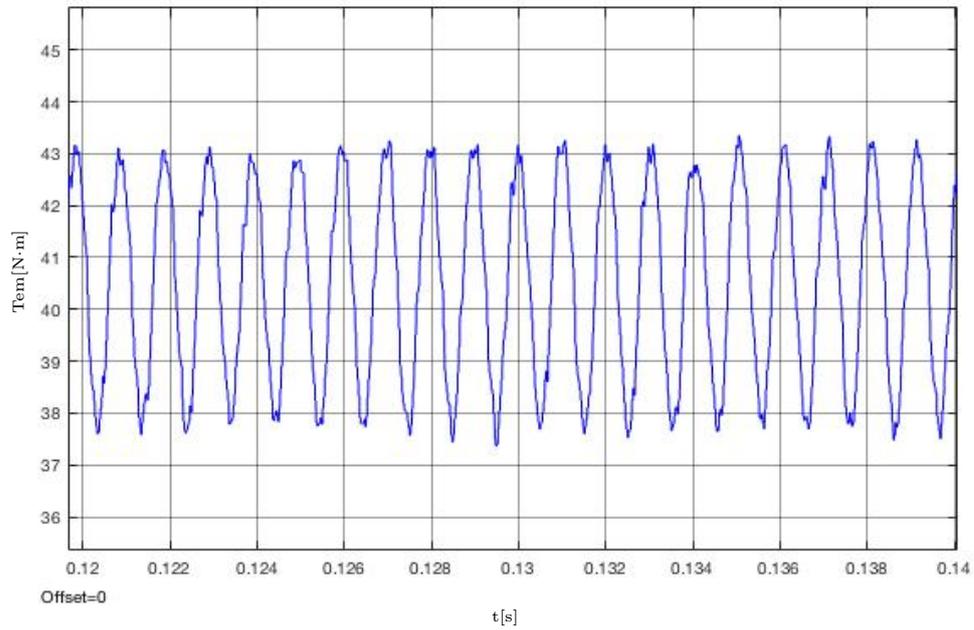


Figura B.126: Ambos devanados perturbados (290°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

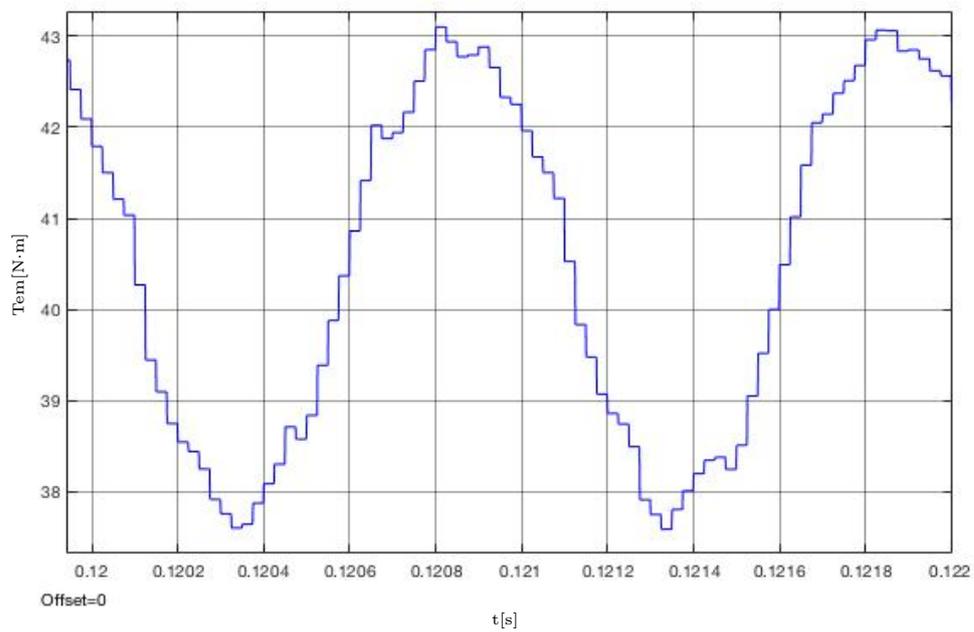


Figura B.127: Ambos devanados perturbados (290°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

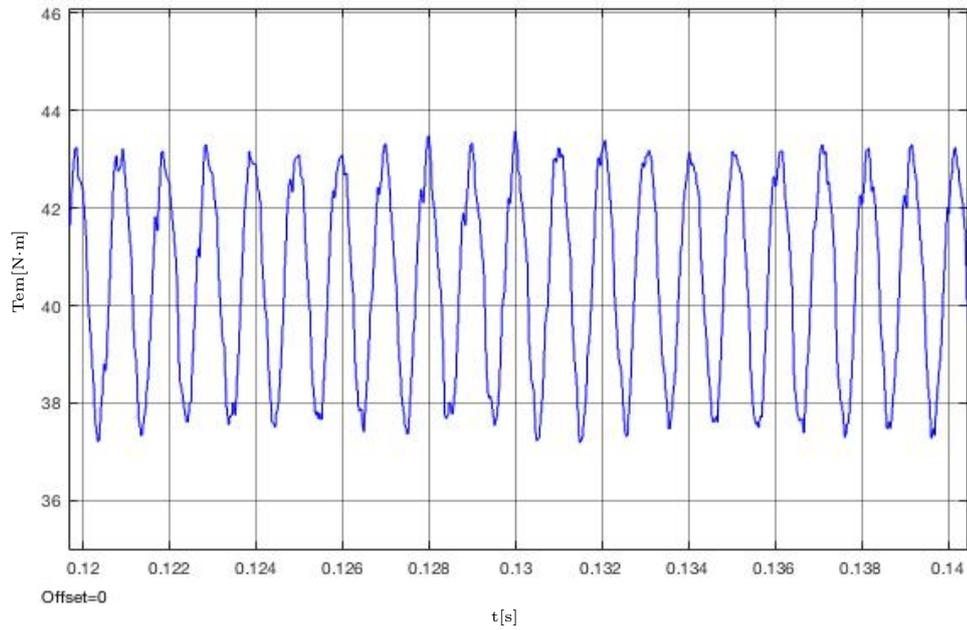


Figura B.128: Ambos devanados perturbados (295°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

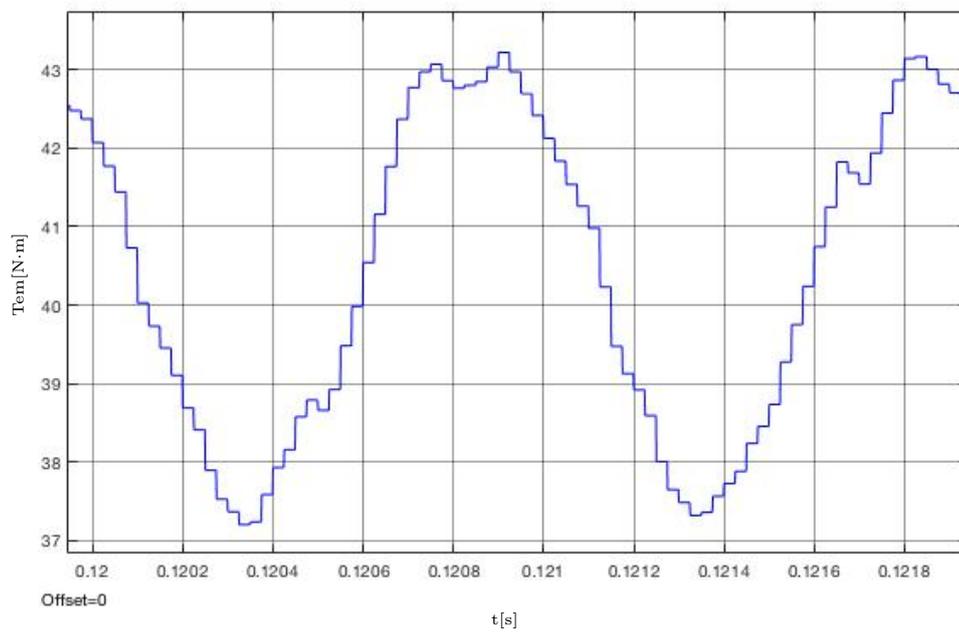


Figura B.129: Ambos devanados perturbados (295°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

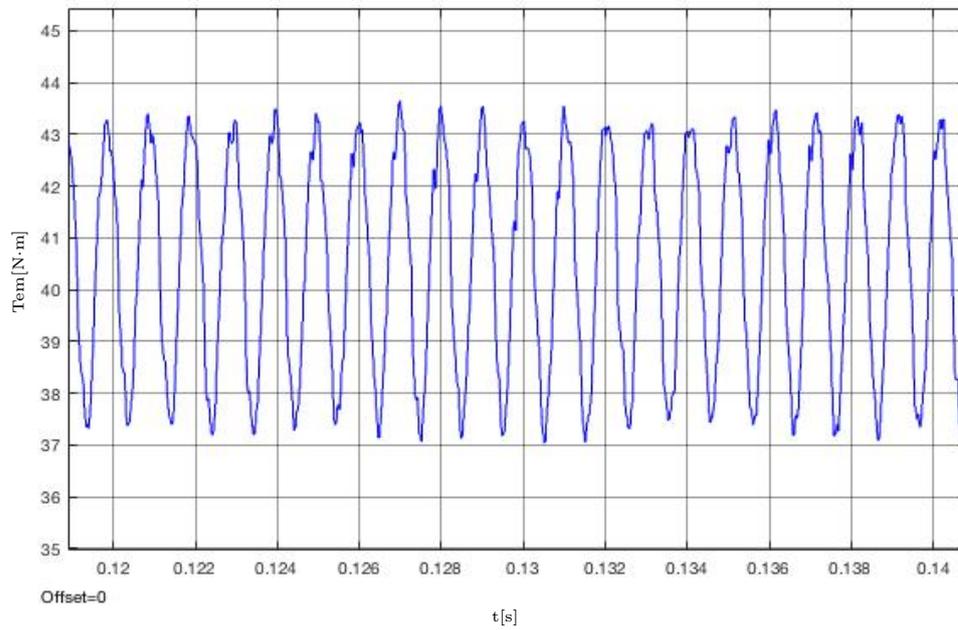


Figura B.130: Ambos devanados perturbados (300°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

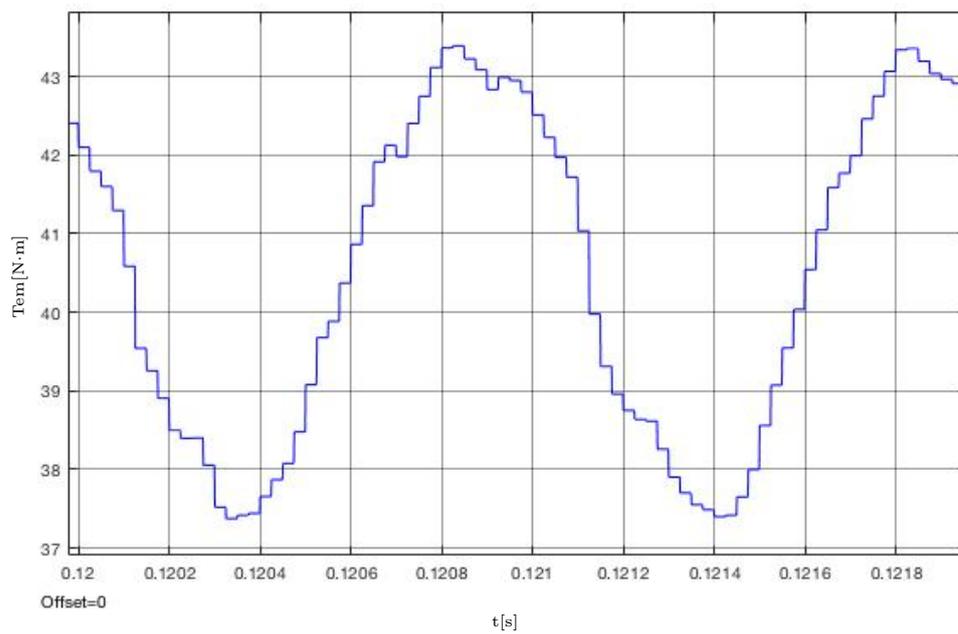


Figura B.131: Ambos devanados perturbados (300°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

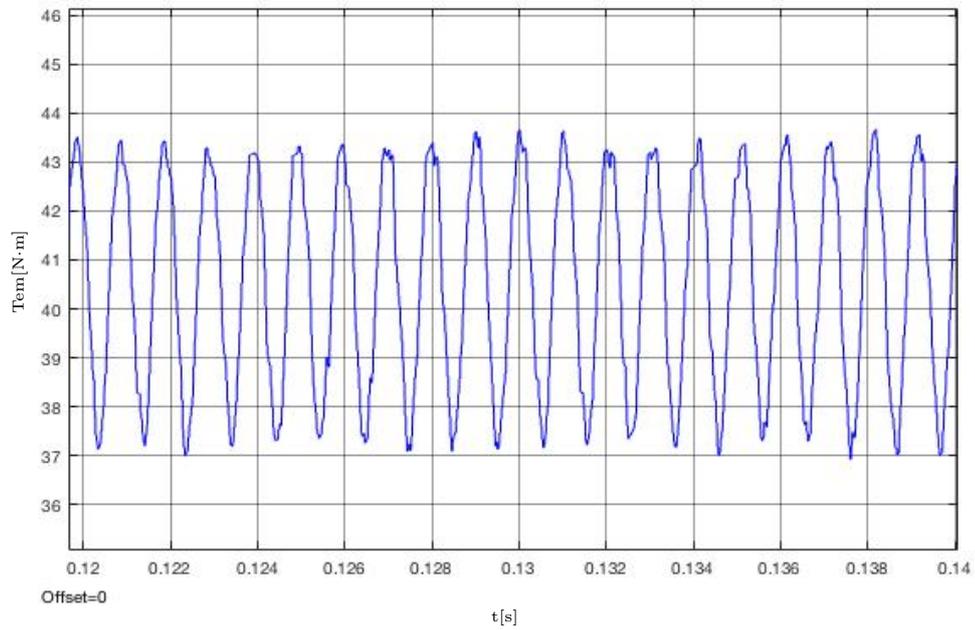


Figura B.132: Ambos devanados perturbados (305°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

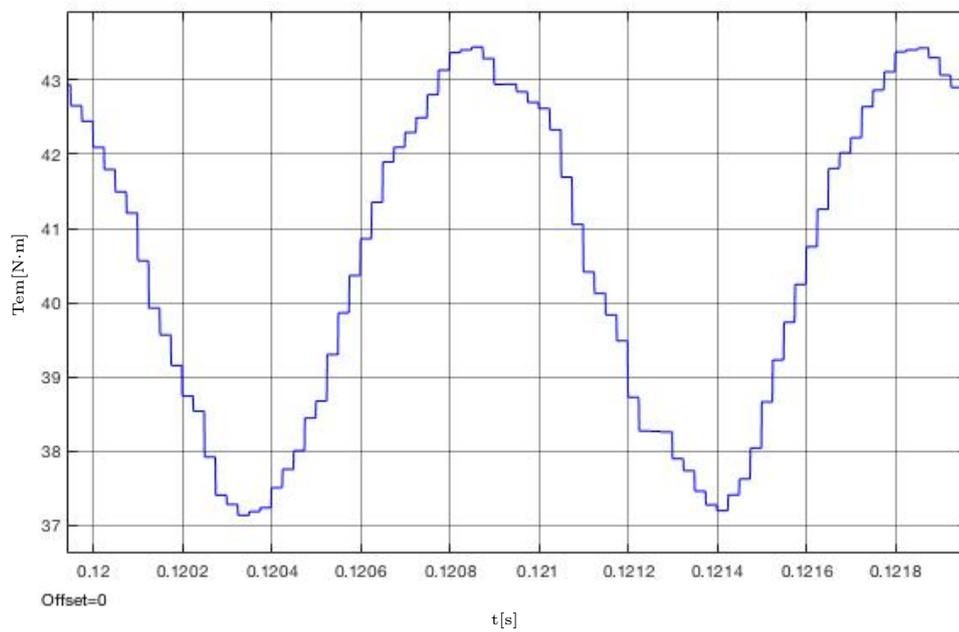


Figura B.133: Ambos devanados perturbados (305°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

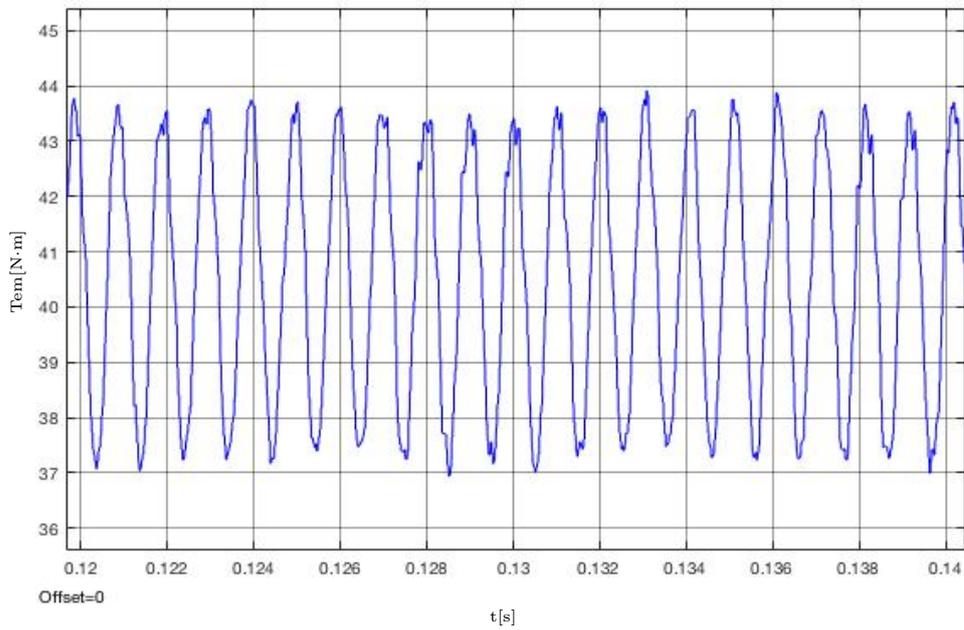


Figura B.134: Ambos devanados perturbados (310°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

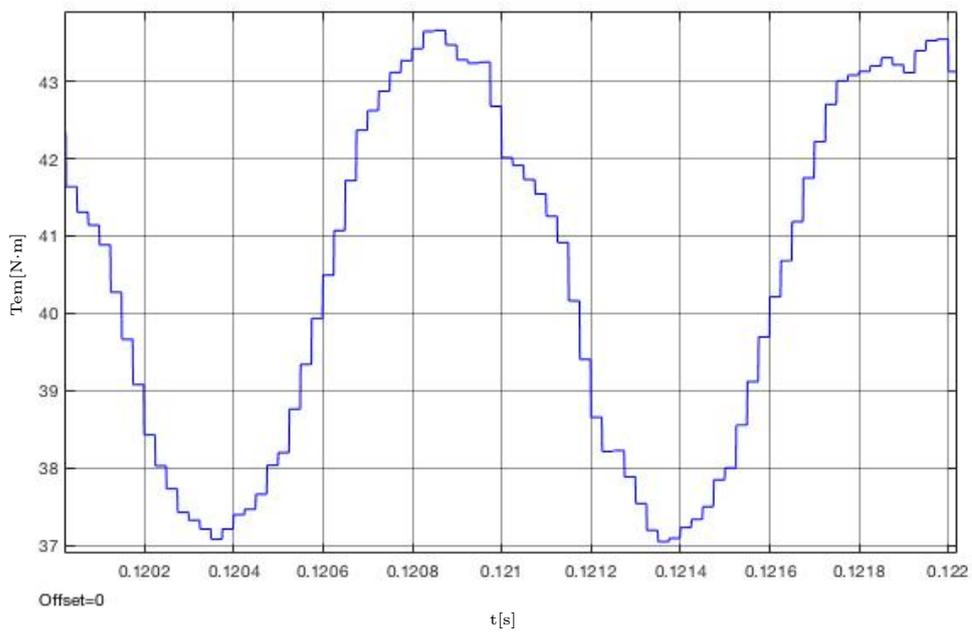


Figura B.135: Ambos devanados perturbados (310°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

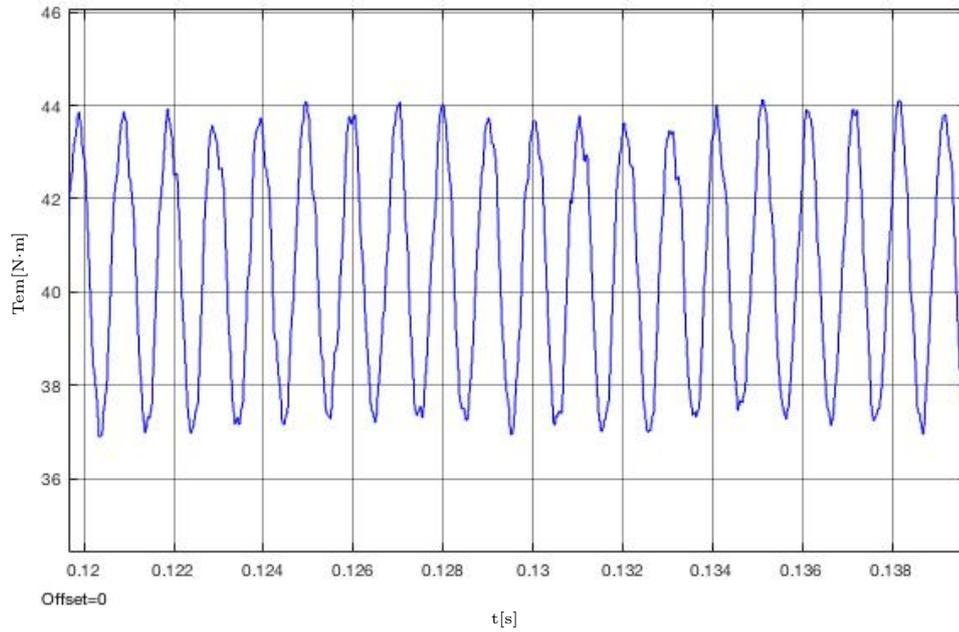


Figura B.136: Ambos devanados perturbados (315°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

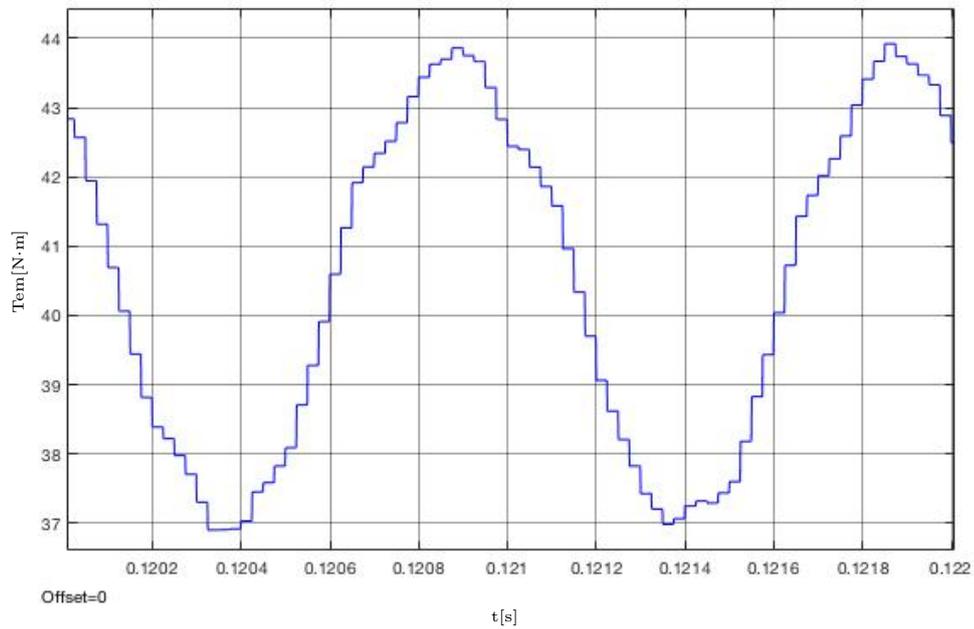


Figura B.137: Ambos devanados perturbados (315°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

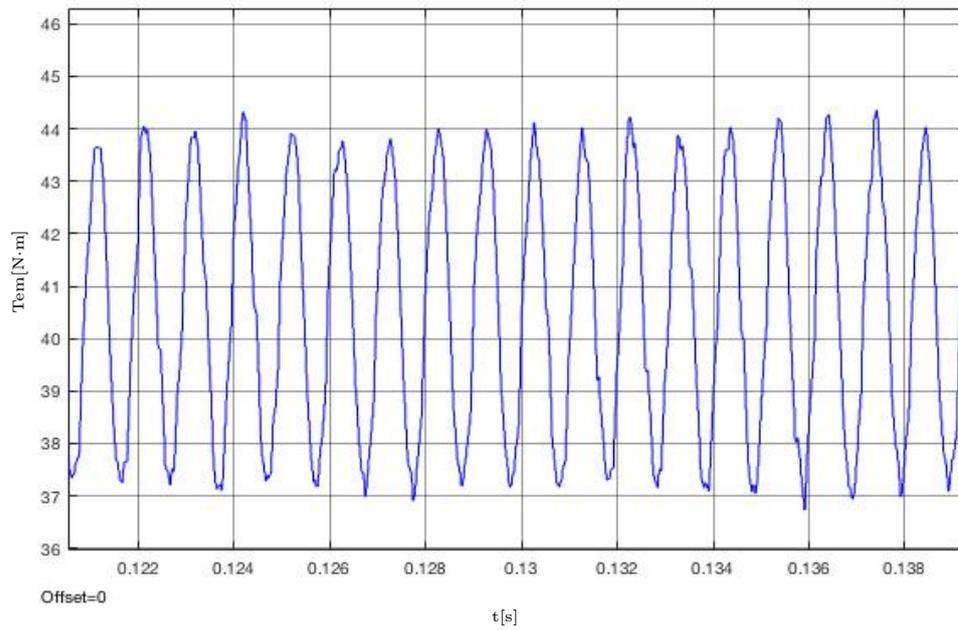


Figura B.138: Ambos devanados perturbados (320°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

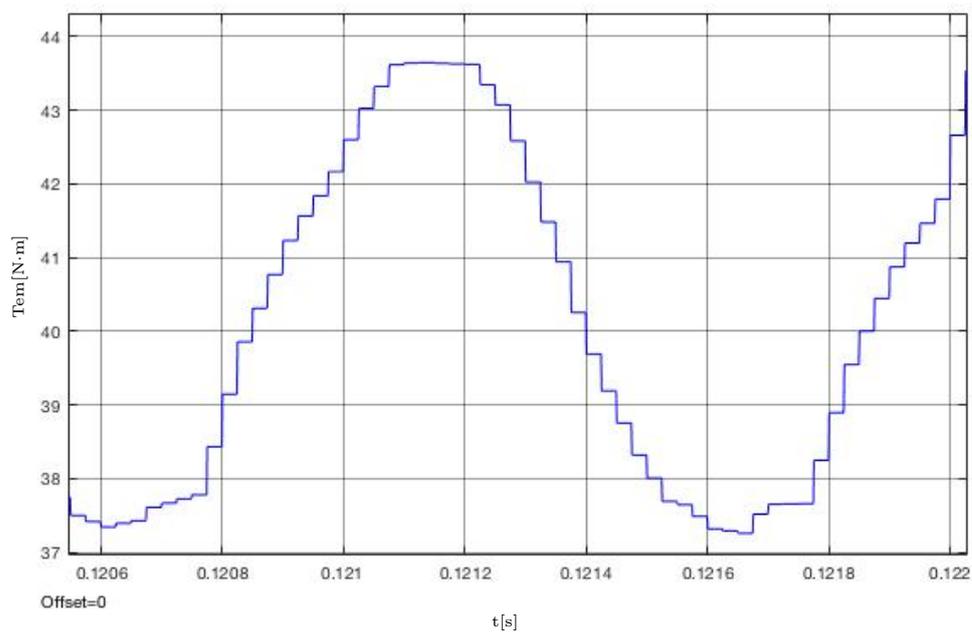


Figura B.139: Ambos devanados perturbados (320°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

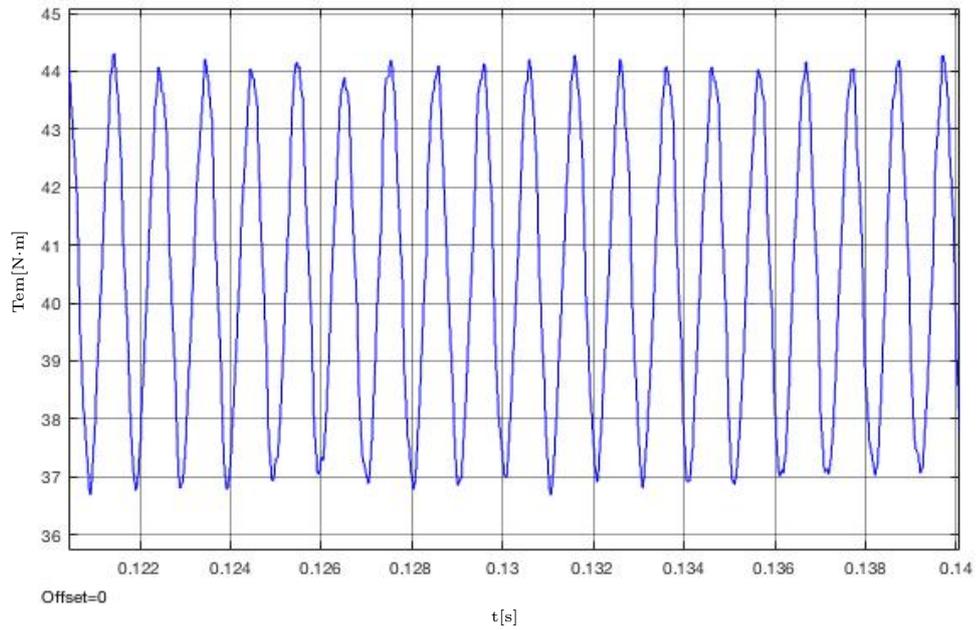


Figura B.140: Ambos devanados perturbados (325°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

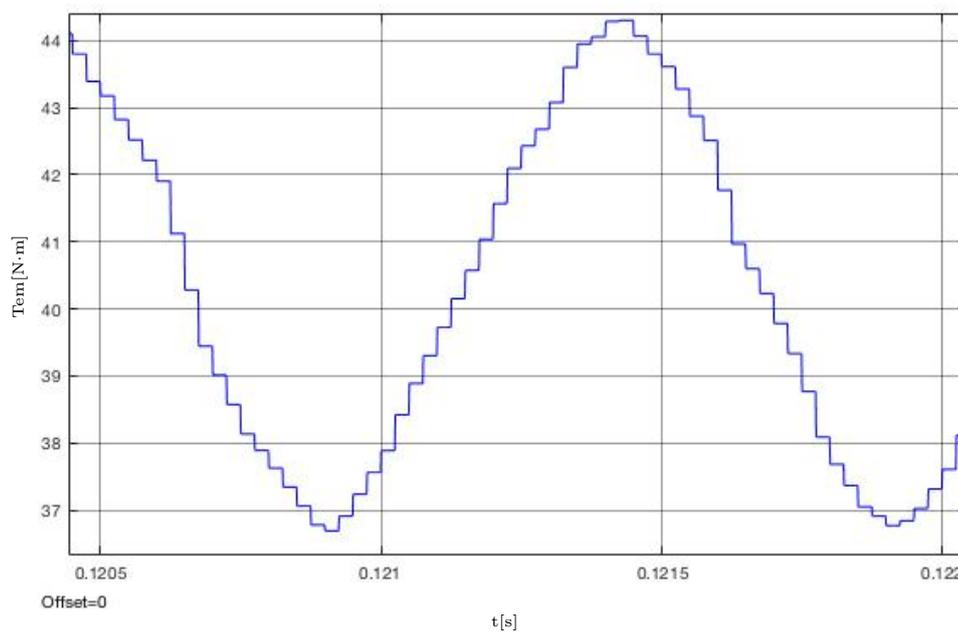


Figura B.141: Ambos devanados perturbados (325°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

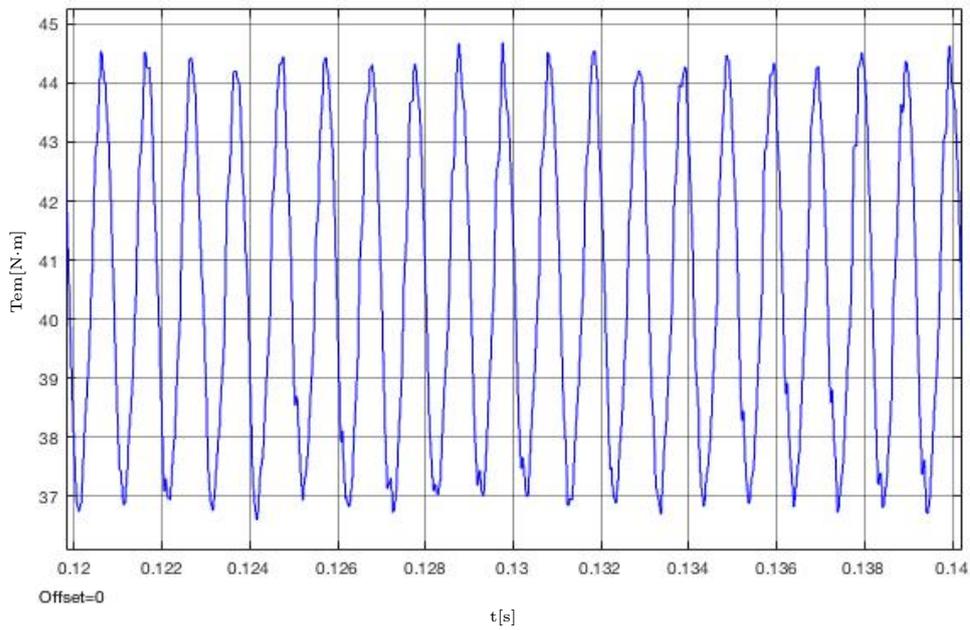


Figura B.142: Ambos devanados perturbados (330°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

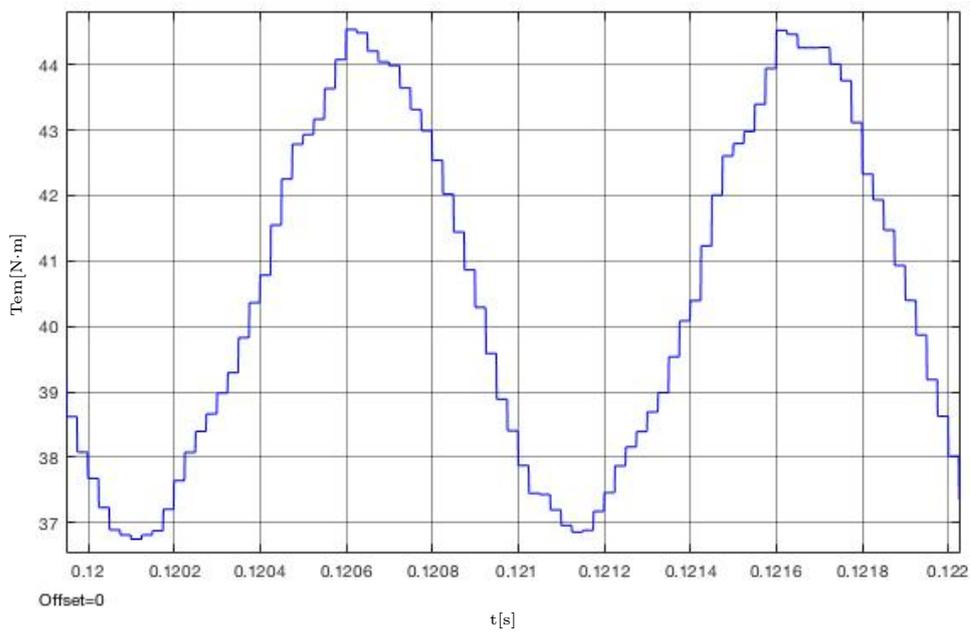


Figura B.143: Ambos devanados perturbados (330°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

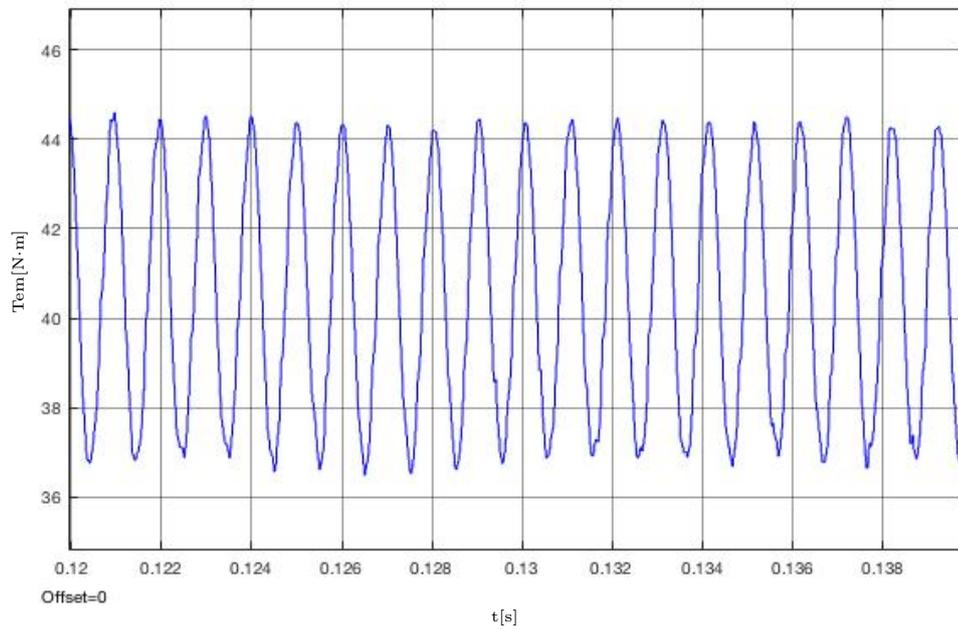


Figura B.144: Ambos devanados perturbados (335°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

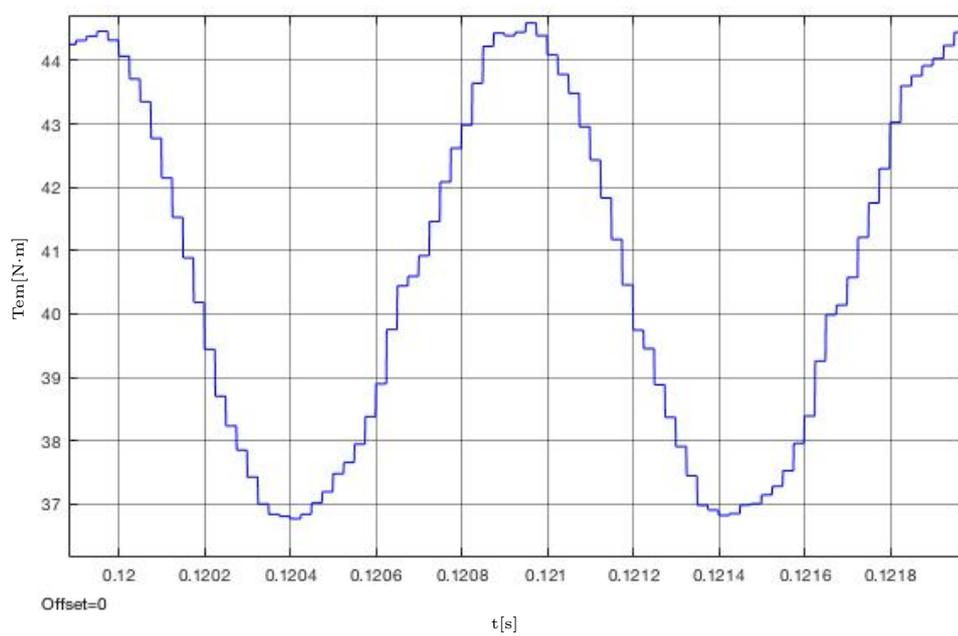


Figura B.145: Ambos devanados perturbados (335°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

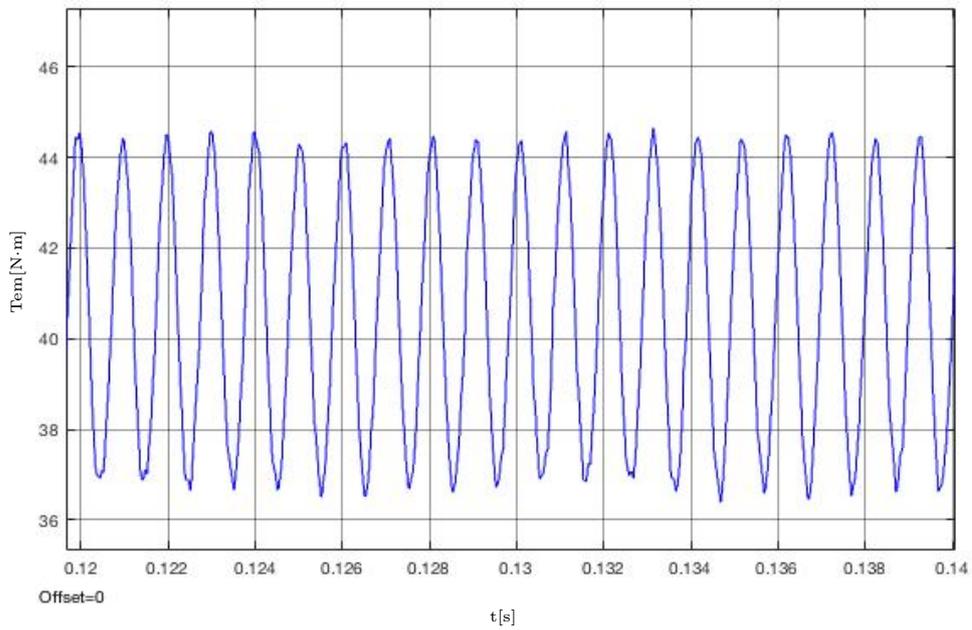


Figura B.146: Ambos devanados perturbados (340°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

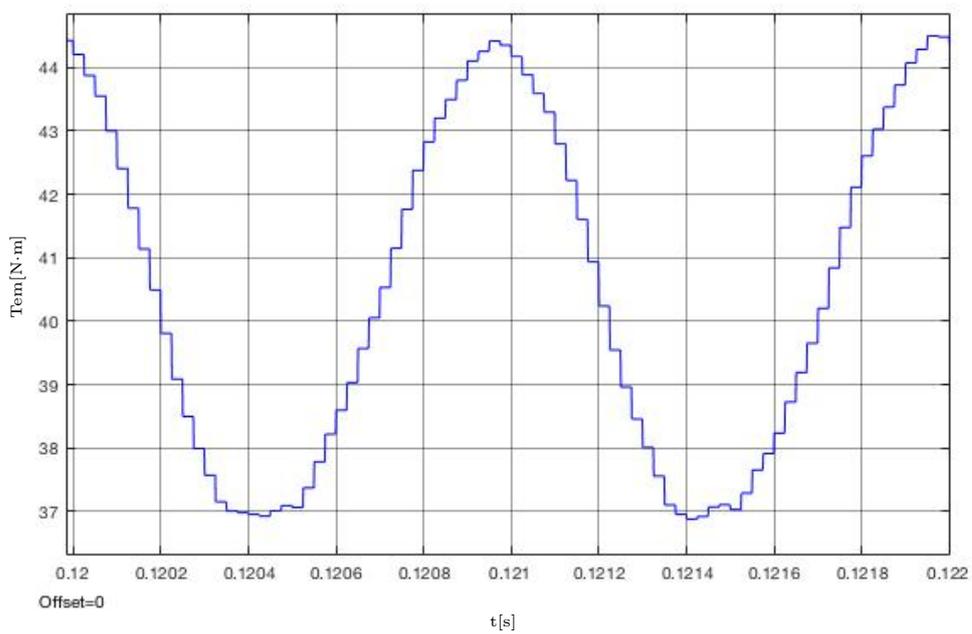


Figura B.147: Ambos devanados perturbados (340°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

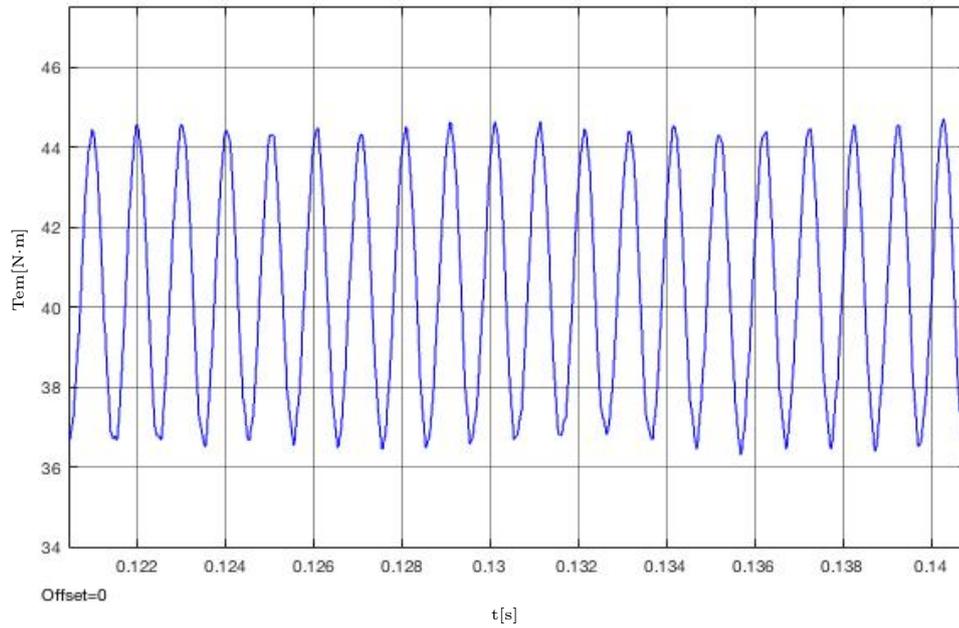


Figura B.148: Ambos devanados perturbados (345°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

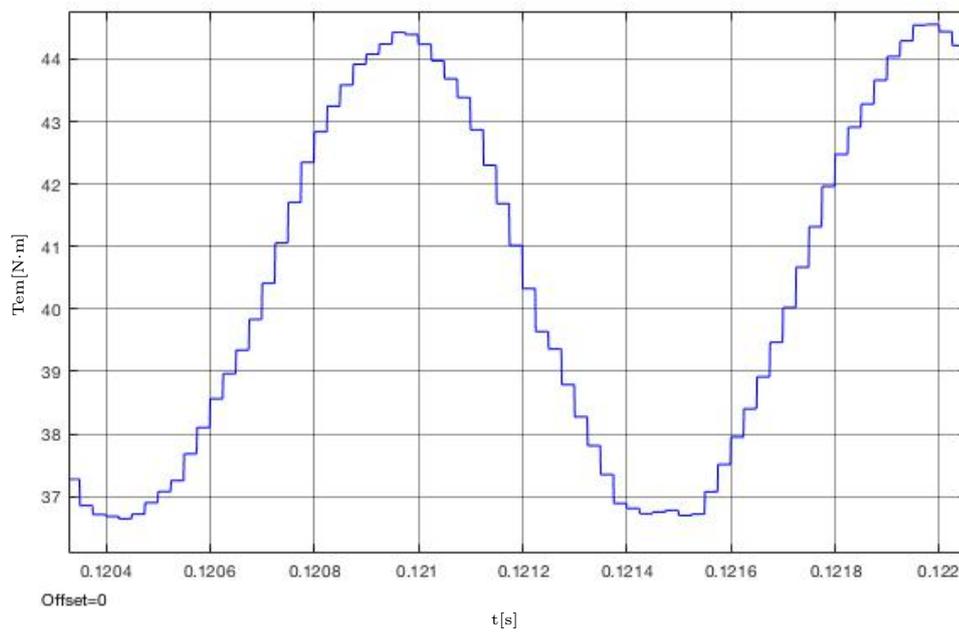


Figura B.149: Ambos devanados perturbados (345°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

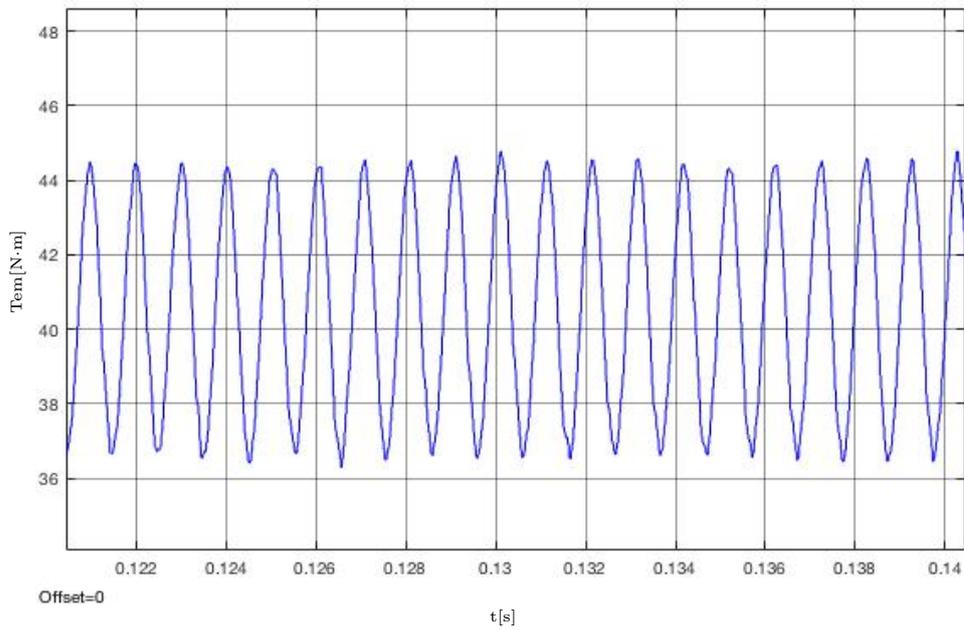


Figura B.150: Ambos devanados perturbados (350°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

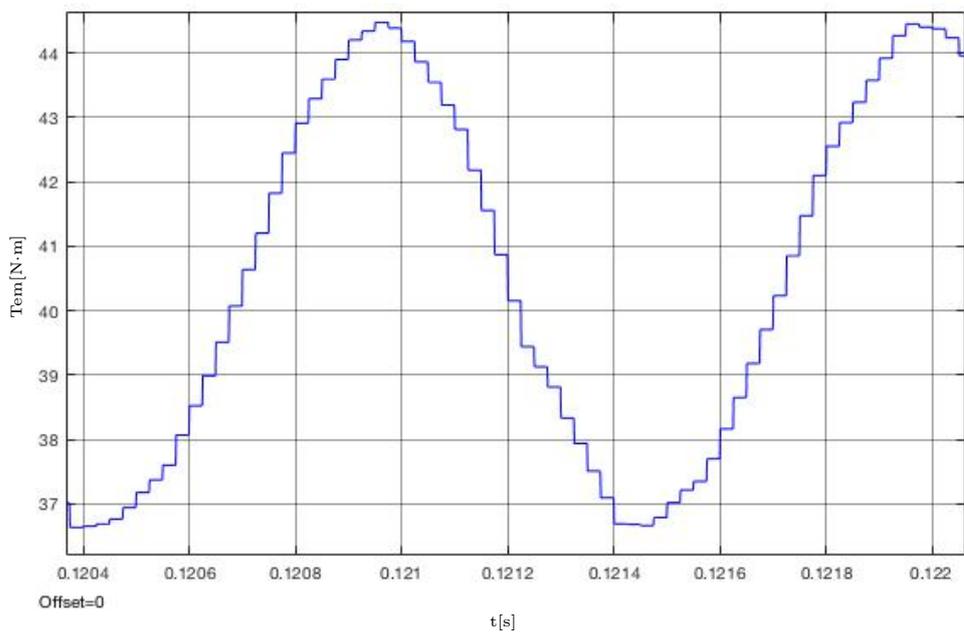


Figura B.151: Ambos devanados perturbados (350°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

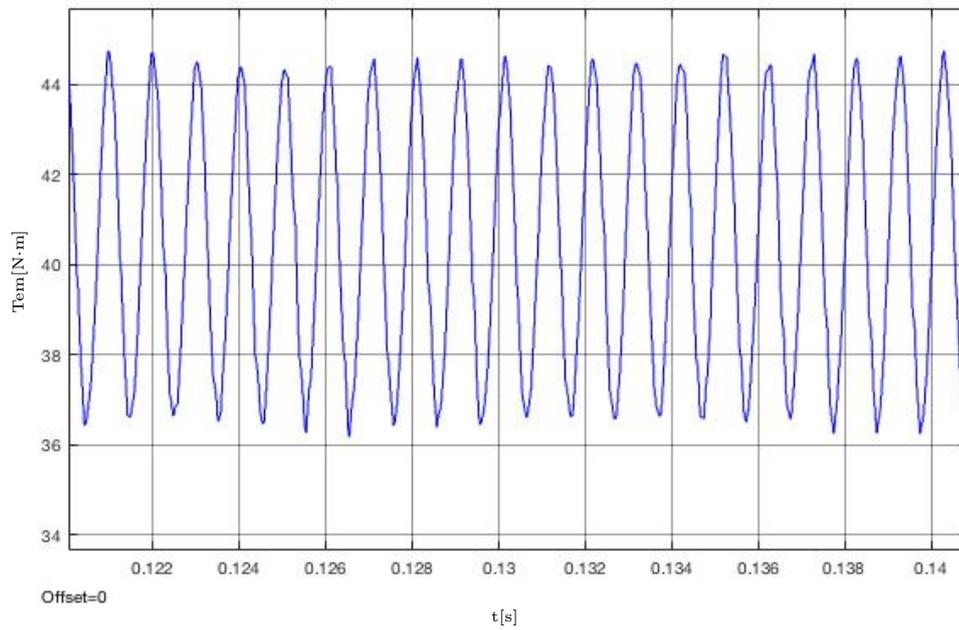


Figura B.152: Ambos devanados perturbados (355°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

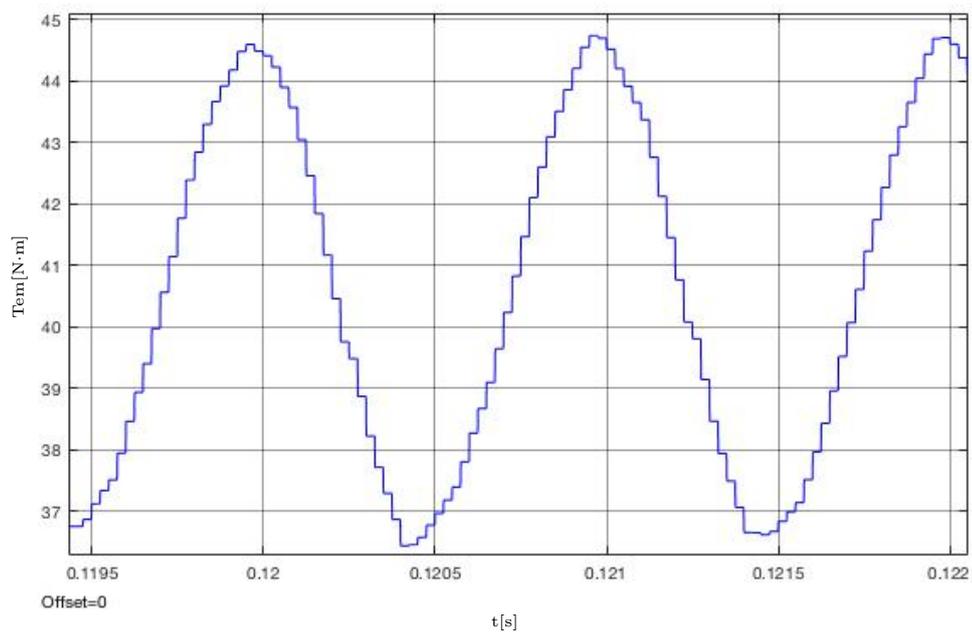


Figura B.153: Ambos devanados perturbados (355°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

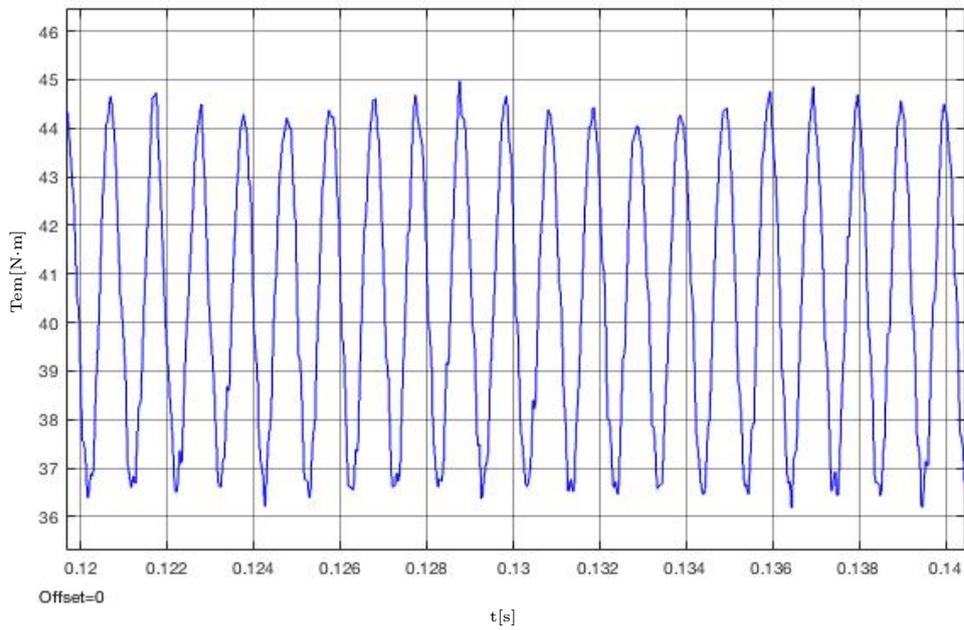


Figura B.154: Ambos devanados perturbados (360°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.14$ s.

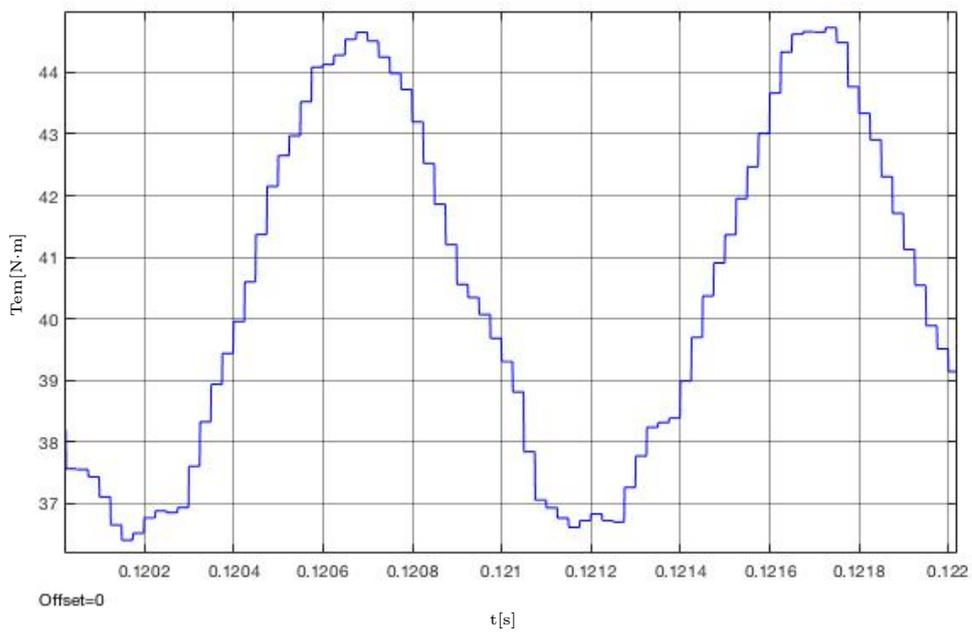


Figura B.155: Ambos devanados perturbados (360°): Detalle de la forma de onda del par entre $t_1=0.12$ s y $t_2=0.122$ s.

Cuadro B.1: Rizado de par (amplitud señal) en función del desfase entre perturbaciones HFI para el rango $[0, 180]$.

Desfase $[\circ]$	Amplitud T_{em} [N·m]	Mínimo [N·m]	Máximo [N·m]
0	7.90	36.50	44.40
5	8.10	36.50	44.60
10	7.80	36.70	44.50
15	8.05	36.15	44.20
20	7.45	36.50	43.95
25	8.45	37.25	45.70
30	-	-	-
35	8.35	37.50	45.85
40	8.00	36.45	44.45
45	8.20	36.40	44.60
50	8.05	36.45	44.50
55	8.10	36.25	44.35
60	8.05	36.50	44.55
65	7.95	36.50	44.45
70	7.90	36.50	44.40
75	7.75	36.70	44.45
80	7.55	36.75	44.30
85	7.55	36.70	44.35
90	7.25	36.95	44.20
95	7.05	36.95	44.00
100	6.95	37.10	44.05
105	6.50	37.30	43.80
110	6.30	37.10	43.40
115	6.30	37.20	43.50
120	5.87	37.54	43.40
125	5.70	37.50	43.20
130	5.65	37.65	43.30
135	5.10	37.85	42.95
140	5.10	37.95	43.05
145	4.45	38.35	42.80
150	4.35	38.40	42.75
155	3.85	38.65	42.50
160	3.55	38.75	42.30
165	3.25	39.00	42.25
170	3.00	38.90	41.90
175	2.50	39.25	41.75
180	2.30	39.30	41.60

Cuadro B.2: Rizado de par (amplitud señal) en función del desfase entre perturbaciones HFI para el rango [185, 360].

Desfase [°]	Amplitud T_{em} [N·m]	Mínimo [N·m]	Máximo [N·m]
185	2.35	39.30	41.65
190	2.00	39.35	41.35
195	1.74	39.55	41.30
200	1.40	39.65	41.05
205	1.15	39.90	41.05
210	1.10	39.95	41.05
215	1.40	39.75	41.15
220	1.50	39.65	41.15
225	1.70	39.55	41.25
230	1.80	39.50	41.30
235	2.15	39.40	41.55
240	2.40	39.25	41.65
245	2.85	38.90	41.75
250	3.45	38.80	42.25
255	3.50	38.85	42.35
260	3.80	38.70	42.50
265	4.05	38.50	42.55
270	4.50	38.35	42.85
275	4.60	38.25	42.85
280	5.00	38.00	43.00
285	5.20	37.85	43.05
290	5.55	37.55	43.10
295	5.75	37.35	43.10
300	5.85	37.40	43.25
305	6.10	37.25	43.35
310	6.50	37.00	43.50
315	6.95	36.95	43.90
320	6.90	37.20	44.10
325	7.30	36.80	44.10
330	7.60	36.85	44.45
335	7.65	36.85	44.50
340	7.40	36.95	44.35
345	7.65	36.80	44.45
350	7.75	36.55	44.30
355	7.95	36.60	44.55
360	8.10	36.55	44.65

Bibliografía

- [1] Departamento de Medio Ambiente y Política Territorial del Gobierno Vasco, “Estrategia de Cambio Climático 2050 del País Vasco,” 2020.
- [2] United Nations, “COP26 goals,” 2021, last accessed 4 November 2021. [Online]. Available: <https://ukcop26.org/cop26-goals/>
- [3] S. Searle, G. Bieker, and C. Baldino, “Decarbonizing road transport by 2050: Zero-emission pathways for passenger vehicles,” ZEV Transition Council, Tech. Rep., 2021.
- [4] International Energy Agency (IEA), “Global EV Outlook 2021: Accelerating ambitions despite the pandemic,” International Energy Agency (IEA), Tech. Rep., 2021.
- [5] T. Finken, M. Felden, and K. Hameyer, “Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles,” in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, pp. 1–5.
- [6] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi, and S. Vaschetto, “Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification,” in *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2016, pp. 632–639.
- [7] E. Ibarra, “Permanent Magnet Synchronous Machine Drive Control: Fundamentals and Applications,” Applied Electronics Research Team (APERT), Tech. Rep., 2018.
- [8] A. Sierra, P. Pescetto, E. Trancho, E. Ibarra, G. Pellegrino, and F. Álvarez González, “Control of dual three-phase IPMSM drive with cascaded DC-link capacitors for third generation EV,” 2021, pp. 4822–4829.
- [9] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhönen, “Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet

- synchronous machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2185–2196, 2014.
- [10] —, “Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters,” in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 741–747.
- [11] Tamagawa-Seiki, “Brushless resolvers (Smartsyn),” 2021, last accessed 13 November 2021. [Online]. Available: <https://www.tamagawa-seiki.com/products/resolver-synchro/brushless-resolver-smartsyn.html>
- [12] Contaval, “Morfología interna de un encoder incremental,” 2021, last accessed 13 November 2021. [Online]. Available: <https://www.contaval.es/morfologia-interna-encoder-incremental/>
- [13] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, I. Kortabarria, and P. Prieto, “A practical approach to HFI based sensorless control of PM-assisted synchronous reluctance machines applied to EVs and HEVs,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 1735–1740.
- [14] E. Ibarra and A. Sierra-González, “Modelling of the CEIT Dual three-phase IPMSM,” 2021.
- [15] European Commission, “Special Eurobarometer 513: Climate Report,” European Commission, Tech. Rep., 2021.
- [16] M. Allen, O. Dube, F. A.-D. W. Solecki, W. Cramer, S. Humphreys, M. Kainuma, J. Kala, N. Mahowald, Y. Mulugetta, R. Perez, M. Wairiu, and K. Zickfeld, *Global Warming of 1.5°C. An IPCC Special Report on the impacts of global warming of 1.5°C above pre-industrial levels and related global greenhouse gas emission pathways, in the context of strengthening the global response to the threat of climate change, sustainable development, and efforts to eradicate poverty*. Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC), 2018, ch. Framing and Context.
- [17] J. Yin, J. Overpeck, C. Peyser, and R. Stouffer, “Big jump of record warm global mean surface temperature in 2014– 2016 related to unusually large oceanic heat releases,” *Geophysical Research Letters in Agü Publishers*, 2018.
- [18] European Parliament, “EU responses to climate change,” 2021, last accessed 30 October 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/en/headlines/society/20180703STO07129/eu-responses-to-climate-change>

- [19] —, “EU Climate Law: MEPs confirm deal on climate neutrality by 2050,” 2021, last accessed 1 November 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/en/press-room/20210621IPR06627/eu-climate-law-meps-confirm-deal-on-climate-neutrality-by-2050>
- [20] European Commission, “European Green Deal: Commission proposes transformation of EU economy and society to meet climate ambitions,” 2021, last accessed 1 November 2021. [Online]. Available: https://ec.europa.eu/commission/presscorner/detail/en/ip_21_3541
- [21] A. Pilzecker, R. Fernandez, N. Mandl, and E. Rigler, “Annual European Union greenhouse gas inventory 1990–2019 and inventory report 2021,” European Environment Agency, Tech. Rep., 2021.
- [22] European Parliament, “The European Parliament declares climate emergency,” 2019, last accessed 2 November 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/en/press-room/20191121IPR67110/the-european-parliament-declares-climate-emergency>
- [23] Ministerio para la Transición Ecológica y el Reto Demográfico del Gobierno de España, “Plan Nacional Integrado de Energía y Clima 2021-2030,” 2020.
- [24] Eusko Jaurlaritza - Gobierno Vasco, “Euskadi pasa a la acción frente al cambio climático,” 2017, last accessed 2 November 2021. [Online]. Available: https://www.euskadi.eus/web01-a2ingkli/es/contenidos/informacion/cclimatico_euskadi/es_def/index.shtml
- [25] European Parliament, “Greenhouse gas emissions by country and sector (infographic),” 2021, last accessed 3 November 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/en/headlines/society/20180301STO98928/greenhouse-gas-emissions-by-country-and-sector-infographic>
- [26] —, “CO₂ emissions from cars: facts and figures (infographics),” 2019, last accessed 3 November 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/en/headlines/society/20190313STO31218/co2-emissions-from-cars-facts-and-figures-infographics>
- [27] V. Inglada, “Efectos de la nueva economía sobre el transporte. Un panorama general,” *Economía industrial*, 2003.
- [28] I. López, E. Ibarra, A. Matallana, J. Andreu, and I. Kortabarria, “Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2019.

- [29] J. N. Barkenbus, “Prospects for Electric Vehicles,” *Sustainability*, 2020.
- [30] International ZEV Alliance (IZEVA), “International ZEV Alliance Announcement,” 2015, last accessed 4 November 2021. [Online]. Available: <http://www.zevalliance.org/international-zev-alliance-announcement>
- [31] Gobierno de España, “Ley 7/2021, de 20 de mayo, de Cambio Climático y Transición Energética,” 2021, last accessed 4 November 2021. [Online]. Available: https://www.boe.es/diario_boe/txt.php?id=BOE-A-2021-8447
- [32] Climate Change Committee (CCC), “Briefing Document: The role of Zero Emissions Vehicles in global pathways meeting the Paris Agreement,” Climate Change Committee (CCC), Tech. Rep., 2021.
- [33] J. Roca, “La eólica suministró el 15 % de la electricidad europea en 2020, su mayor contribución al mix,” 2021, last accessed 4 November 2021. [Online]. Available: <https://elperiodicodelaenergia.com/>
- [34] M. Banja, “Renewable technologies in the EU electricity sector: trends and projections,” European Commission, Tech. Rep., 2017.
- [35] International Energy Agency (IEA), “Global EV Outlook 2020: Entering the decade of electric drive?” International Energy Agency (IEA), Tech. Rep., 2020.
- [36] A. Matallanaa, E. Ibarra, I. López, J. Andreu, J. Garate, X. Jordà, and J. Rebollo, “Power module electronics in HEV/EV applications: New trends in wide-bandgap semiconductor technologies and design aspects,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2019.
- [37] X. Garcia, B. Zigmund, A. Terlizzi, R. Pavlanin, and L. Salvatore, “Comparison between FOC and DTC strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors,” in *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2004, pp. 76–81.
- [38] D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans, and D. A. Staton, “Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3352–3359.
- [39] I. Sengor, A. Polat, and L. T. Ergene, “Design and analysis of switched reluctance motors,” in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2013, pp. 586–590.

- [40] Matlab, “Transformadas de Clarke y Park,” 2021, last accessed 8 November 2021. [Online]. Available: <https://es.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/clarke-and-park-transforms.html>
- [41] E. Trancho, “Field Weakening and Sensorless Control Solutions for Synchronous Machines Applied to Electric Vehicles,” Ph.D. dissertation, Euskal Herriko Unibertsitatea, 2018.
- [42] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, I. Kortabarria, P. Prieto, I. Martínez de Alegría, J. Andreu, and I. López, “Sensorless control strategy for light-duty EVs and efficiency loss evaluation of high frequency injection under standardized urban driving cycles,” *Applied Energy*, vol. 224, pp. 647–658, 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261918307116>