



**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
BARCELONATECH**

---

**Escola Superior d'Enginyeries Industrial,  
Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa**

# Estudio diseño y validación de un filtro activo de 100 kVA

---

Proyecto Final de Grado

**Autor: Andrés Celdrán Martínez**

**Tutor: José Ignacio Candela García**

**10/06/2019**



## **Resumen**

Este proyecto desarrolla el estudio, diseño y validación de un filtro activo en paralelo de 100kVA para la eliminación de armónicos, potencia reactiva y desequilibrios en redes de 400V.

Por un lado, se estudiarán las distintas estrategias de control de los filtros activos basadas en la teoría de la potencia instantánea. Para ello, se hará una introducción a la forma tradicional de estudiar los circuitos eléctricos, para después introducir la teoría de la potencia instantánea y su aplicación en los filtros activos.

Por el otro lado, se diseñará el convertidor con su respectivo filtro de salida adecuado a los requerimientos de los filtros activos. Además, se hará un modelo de simulación por el cual podrá ser validado.

Finalmente, se construirán distintos modelos de filtros activos con las etapas de control y potencia, los cuales serán validados mediante la simulación.

## **Abstract**

This project develops the study, design and validation of a shunt active filter of 100kVA for the elimination of harmonics, reactive power and imbalances in 400V networks.

On one hand, different control strategies of active filters based on the instantaneous power theory will be studied. To do this, an introduction to the traditional way of studying electrical circuits will be made, to then introduce the instantaneous power theory and its application in active filters.

On the other hand, the converter with its respective output filter suitable for the requirements of active filters will be designed. Furthermore, a simulation model will be made by which it can be validated.

Finally, different models of active filters will be built with the control and power stages, which will be validated through simulation.

## **Agradecimientos**

En primer lugar, agradezco a mi familia el apoyo prestado, no solo durante el transcurso de este proyecto, sino durante los 4 años en los que se ha desarrollado la carrera.

De igual manera, agradezco a José Ignacio Candela por haber dirigido este proyecto con dedicación y haberme prestado la ayuda y las herramientas necesarias para poder realizar el trabajo.

## Motivación y objetivos

Debido al crecimiento exponencial de los equipos electrónicos de carácter no lineal en la industria, la necesidad de la eliminación de las corrientes armónicas se ha convertido en un aspecto fundamental a tener en cuenta desde un punto de vista de la eficiencia energética. La solución a este problema se encuentra en la electrónica basada en los convertidores de potencia de los filtros activos, la cual permite el acondicionamiento de las redes mediante métodos alternativos de análisis de los circuitos.

La principal motivación de este estudio es comprender la tecnología de los filtros activos en paralelo mediante el diseño de los modelos de control y potencia. De igual manera, en el transcurso de mis estudios de grado, he tenido la oportunidad de iniciarme en el mundo laboral con las baterías de condensadores y los filtros activos a nivel comercial. Esto ha motivado mi interés en comprender estos productos en profundidad desde un punto de vista más técnico.

Este proyecto pretende abarcar los siguientes objetivos:

- Exposición de las estrategias de control basadas en la teoría de la potencia instantánea
- Diseño del convertidor de potencia junto a su filtro de salida
- Modelización de las estructuras de control del filtro activo
- Validación de los modelos mediante la simulación

# Índice

Resumen .....	3
Abstract .....	3
Agradecimientos .....	4
Motivación y objetivos.....	5
Índice de figuras y tablas.....	8
Capítulo 1: Introducción	
1.1. Principio de funcionamiento de un filtro activo paralelo .....	20
1.2. Estado del arte .....	21
1.2.1. Tecnología y prestaciones de los filtros activos comerciales .....	21
1.2.2. Inversores trifásicos, tipologías y modulación .....	21
Capítulo 2: Definiciones eléctricas y teoría de la potencia instantánea	
2.1. Definiciones de potencia bajo condiciones sinusoidales.....	27
2.2. Fasores de tensión y corriente y la impedancia compleja .....	29
2.2.1. La potencia aparente compleja y el factor de potencia .....	30
2.3. Conceptos de potencia bajo condiciones no sinusoidales .....	30
2.4. Potencia eléctrica en sistemas trifásicos.....	32
2.4.1. Clasificación de los sistemas trifásicos .....	33
2.4.2. Potencia en sistemas trifásicos equilibrados .....	35
2.4.3. Potencia en sistemas trifásicos desequilibrados .....	36
2.5. Teoría de la potencia instantánea en sistemas trifásicos .....	38
2.6. La transformada de Clarke y la teoría $p-q$ .....	39
2.7. Teoría $p - q$ en sistemas trifásicos de tres hilos.....	42
2.8. Aplicación de la teoría $p - q$ para la compensación de corriente en paralelo.....	43
2.9. Teoría $p - q$ en sistemas trifásicos de cuatro hilos .....	46
2.9.1. La potencia de secuencia homopolar en fuentes trifásicas sinusoidales de tensión .....	46
2.9.2. La presencia de componentes de secuencia negativa .....	47
2.9.3. Caso general incluyendo distorsiones y desequilibrios en las tensiones y corrientes ..	49
Capítulo 3: Convertidores y filtros LCL para los filtros activos en paralelo	
3.1. Diseño del filtro LCL .....	53
3.2. Tipologías y control del convertidor .....	56
3.2.1. Convertidor con control en $dq0$ y SVPWM.....	56
3.2.1.1. Validación del convertidor .....	61
3.2.2. Modelo de convertidor ideal .....	65

3.2.2.1. Validación del convertidor ideal .....	69
Capítulo 4: Filtros activos trifásicos de tres hilos	
4.1 Filtros activos para la compensación de potencia constante .....	71
4.1.1 Modelo de simulación .....	73
4.1.2 Simulación y resultados .....	81
4.1.2.1. Ensayo con carga lineal inductiva pura .....	81
4.1.2.2. Ensayo con carga resistiva-inductiva desequilibrada .....	84
4.1.2.3. Ensayo con carga desequilibrada resistiva .....	89
4.1.2.4. Ensayo con carga no lineal .....	90
4.1.2.5. Dinámica del filtro con cambios de carga .....	95
4.1.2.6. Ensayo con la tensión desequilibrada .....	98
4.2. Filtros activos para el control de corriente sinusoidal .....	101
4.2.1. Detector de secuencia positiva .....	103
4.2.2. PLL .....	104
4.2.3. Modelo de simulación .....	105
4.2.4. Simulaciones .....	110
4.2.4.1. Ensayo con tensión desequilibrada y carga desequilibrada .....	110
4.2.4.2. Ensayo con tensión distorsionada y carga RL desequilibrada .....	114
4.2.4.3. Ensayo con tensión distorsionada y carga no lineal .....	118
4.3. Filtros activos selectivos de 3 hilos .....	121
4.3.1. Célula básica del filtro selectivo .....	121
4.3.2. Estrategia de compensación .....	123
4.3.3. Modelo de simulación .....	124
4.3.4. Simulaciones .....	135
4.3.4.1. Ensayo de compensación selectiva manual .....	135
4.3.4.2. Ensayo con carga superior a la potencia nominal .....	138
Capítulo 5: Filtros activos trifásicos de cuatro hilos	
5.1. Condiciones óptimas de flujo de potencia .....	143
5.2. Estrategia de control de potencia constante .....	144
5.2.1. Modelo de simulación .....	145
5.2.2. Simulaciones .....	151
5.2.2.1. Ensayo con carga pasiva monofásica .....	151
5.2.2.2. Ensayo de carga trifásica con neutro .....	155
5.2.2.3. Ensayo de cargas no lineales monofásicas .....	157
5.2.2.4. Dinámica del filtro con cambios de cargas .....	159

5.2.2.5. Ensayo con carga RL y tensión con componente homopolar.....	161
5.3. Estrategia de control de corriente sinusoidal.....	165
5.3.1. Modelo de simulación .....	166
5.3.2. Simulaciones .....	168
5.3.2.1. Ensayo con la tensión desequilibrada.....	168
5.3.2.2. Ensayo con la tensión distorsionada.....	171
5.4. Filtros activos selectivos de 4 hilos.....	175
5.4.1. Modelo de simulación .....	175
5.4.2. Simulaciones .....	178
5.4.2.1. Ensayo de compensación selectiva manual.....	178
5.4.2.2. Ensayo con carga superior a la potencia nominal .....	181
Capítulo 6: Conclusiones	
Bibliografía.....	186

## Índice de figuras y tablas

Fig. 1. Corrientes desequilibradas y con componente reactiva provocadas por distintas cargas monofásicas en una instalación trifásica con tensión sinusoidal.....	18
Fig. 2. Corrientes con componentes armónicas, reactivas de frecuencia fundamental y desequilibrios .....	19
Fig. 3. Funcionamiento genérico de un filtro activo de potencia paralelo .....	20
Fig. 4. Inversor trifásico [1] .....	22
Fig. 5. Modulación de un inversor trifásico .....	23
Fig. 6. Inversor trifásico con punto neutro .....	24
Fig. 7. Inversor trabajando como fuente de tensión [1].....	25
Fig. 8. Circuito monofásico compuesto por una fuente de tensión sinusoidal y cargas lineales	27
Fig. 9. Triángulo de potencias [2] .....	29
Fig. 10. Tetraedro de potencias [2] .....	32
Fig. 11. (a) Tensiones equilibradas, (b) tensiones desequilibradas, (c) tensiones distorsionadas y desequilibradas [2] .....	33
Fig. 12. Composición de un sistema trifásico por la secuencia positiva, la negativa y la homopolar [2].....	34
Fig. 13. Sistema eléctrico trifásico .....	38
Fig. 14 Representación gráfica de la transformada de abc a $\alpha\beta 0$ (Clarke) y del vector de tensión [4].....	41
Fig. 15. Representaciones gráficas de (a) Transformación de abc a $\alpha\beta$ (Clarke), (b) Transformada de Clarke inversa [2] .....	42
Fig. 16. Principio de funcionamiento de un filtro activo paralelo.....	44
Fig. 17. Diagrama de control genérico de un filtro activo de corriente de tres hilos en paralelo	45
Fig. 18. Filtro LCL monofásico .....	53



Fig. 19. Filtro LCL monofásico con resistencia en serie al condensador.....	54
Fig. 20. Filtro LCL trifásico e inversor trifásico de 4 hilos.....	54
Fig. 21. Modelo de convertidor con control en $dq$ y SVPWM.....	57
Fig. 22. Modelo de convertidor con control en $dq$ , SVPWM y con muestreo discreto.....	59
Fig. 23. Respuesta dinámica de la potencia del convertidor .....	61
Fig. 24. Corriente del convertidor (IC1) después del filtro LCL y corriente de referencia (Ia_ref).....	62
Fig. 25. Corriente del convertidor antes del filtro LCL (Iconv_a) y corriente después del muestreo (Ia_muestreada) .....	62
Fig. 26. Vista en detalle de la corriente del convertidor antes del filtro LCL (Iconv_a) y de la corriente después del muestreo (Ia_muestreada).....	63
Fig. 27. Tasa de distorsión armónica (THD) en p.u. de la corriente después del filtro LCL .....	63
Fig. 28. Duty con el control SVPWM.....	64
Fig. 29. Modelo de convertidor ideal .....	66
Fig. 30. Generación de referencias del convertidor ideal y modelo de red .....	68
Fig. 31. Corrientes de referencia (Ia_ref) y del convertidor (IC1) y potencias activa (P) y reactiva (Q) inyectadas del convertidor .....	69
Fig. 32. Modelo del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	72
Fig. 33. Modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	74
Fig. 34. Subcircuito de cargas del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	75
Fig. 35. Subcircuito de lecturas del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	76
Fig. 36. Subcircuito de transformada de Clarke del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	76
Fig. 37. Subcircuito de cálculo de potencias del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	77
Fig. 38. Subcircuito de obtención de potencias de referencia del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante.....	78
Fig. 39. Subcircuito de obtención de corrientes de referencia en $\alpha\beta$ del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante.....	79
Fig. 40. Subcircuito de obtención de corrientes de referencia en abc del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante.....	79
Fig. 41. Subcircuito de cálculo de potencias de red del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante .....	80
Fig. 42. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: $p$ y $q$ de carga .....	81
Fig. 43. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: $p$ y $q$ oscilante y media.....	82
Fig. 44. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: $p$ y $q$ de red y carga .....	82
Fig. 45. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: corrientes de carga (IL), de red (IR) y del convertidor (IC).....	83
Fig. 46. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: $P$ y $Q$ .....	83
Fig. 47. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: $p$ y $q$ .....	84
Fig. 48. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: $p, p, q$ y $q$ .....	85
Fig. 49. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: $p$ y $q$ de red y carga.....	85
Fig. 50. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: Tensión del bus DC .....	86
Fig. 51. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: Tensión del bus DC constante y potencias instantáneas .....	86

Fig. 52. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: corrientes de carga ( $I_L$ ), de red ( $I_R$ ) y del convertidor ( $I_C$ ) .....	87
Fig. 53. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: $P$ y $Q$ .....	87
Fig. 54. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva: Potencias y corrientes de red.....	89
Fig. 55. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: Corrientes de carga .....	90
Fig. 56. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: Corriente de $L_1$ .....	90
Fig. 57. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: FTT de la corriente de $L_1$ .....	91
Fig. 58. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: $p$ y $q$ .....	91
Fig. 59. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: $p, p, q$ y $q$ .....	92
Fig. 60. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: $p$ y $q$ de red y carga .....	92
Fig. 61. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: respuesta del filtro en $q$ de red.....	93
Fig. 62. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: corrientes de carga ( $I_L$ ), de red ( $I_R$ ) y del convertidor ( $I_C$ ).....	93
Fig. 63. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: FTT corriente de red ( $I_R$ ) filtrada.	94
Fig. 64. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo: $p$ y $q$ de carga.....	95
Fig. 65. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo: $p$ y $q$ de red .....	96
Fig. 66. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo: corrientes de carga ( $I_L$ ), de red ( $I_R$ ) y del convertidor ( $I_C$ ) .....	97
Fig. 67. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada .....	98
Fig. 68. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Corriente de carga ( $I_L$ ) ....	99
Fig. 69. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Corriente de red ( $I_R$ ).....	99
Fig. 70. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Potencias de red .....	100
Fig. 71. Modelo del filtro de 3 hilos con estrategia de control de corriente sinusoidal.....	102
Fig. 72. Modelo de detector de secuencia positiva.....	103
Fig. 73. Modelo de PLL .....	104
Fig. 74. Modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de control de corriente sinusoidal .....	106
Fig. 75. Subcircuito de detector de secuencia positiva en PSIM.....	107
Fig. 76. Subcircuito de la PLL en PSIM .....	107
Fig. 77. Subcircuito de la transformada de Clarke de tensiones del detector de secuencia positiva en PSIM .....	108
Fig. 78. Subcircuito de generación de potencias auxiliares del detector de secuencia positiva en PSIM .....	108
Fig. 79. Subcircuito de generación de tensiones de secuencia positiva en $\alpha\beta$ del detector de secuencia positiva en PSIM.....	109
Fig. 80. Subcircuito de la transformada inversa de Clarke de tensiones del detector de secuencia positiva en PSIM .....	109
Fig. 81. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Tensiones ( $V_L$ ) y corrientes ( $I_L$ ) de carga .....	110
Fig. 82. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de red ( $I_R$ ) ..	111
Fig. 83. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Frecuencia de la PLL ...	111
Fig. 84. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Tensiones de carga ( $V_L$ ) y tensiones del detector de secuencia positiva ( $V_{pos}$ ) .....	112
Fig. 85. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias de red .....	112
Fig. 86. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias $P$ y $Q$ .....	113
Fig. 87. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Tensiones de fase .....	114
Fig. 88. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corrientes de carga .....	115

Fig. 89. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Tensiones $V_{1+}$ .....	115
Fig. 90. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Corrientes de red (IR) .....	116
Fig. 91. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Corrientes del filtro (IC) .....	116
Fig. 92. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Potencias $p$ y $q$ de red .....	117
Fig. 93. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Tensiones de fase (VL) y corrientes de carga (IL) .....	118
Fig. 94. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Corriente de carga (IL1) .....	119
Fig. 95. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Tensiones del detector de secuencia positiva $V_{1+}$ .....	119
Fig. 96. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Corrientes de red (IR) .....	120
Fig. 97. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Potencias $p$ y $q$ de red .....	120
Fig. 98. Célula básica del filtro selectivo .....	122
Fig. 99. Estrategia de compensación selectiva .....	123
Fig. 100. Parte 1 del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos selectivo .....	125
Fig. 101. Parte 2 del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos selectivo .....	126
Fig. 102. Modelo en PSIM de la PLL del filtro de 3 hilos selectivo .....	127
Fig. 103. Modelo en PSIM de la CBFS de armónicos pares .....	127
Fig. 104. Filtrado de potencias armónicas en el modelo en PSIM de la CBFS .....	128
Fig. 105. Subcircuito de referencias armónicas del modelo en PSIM del filtro selectivo de 3 hilos .....	128
Fig. 106. Filtrado de potencias instantáneas en el modelo en PSIM del filtro selectivo de 3 hilos .....	129
Fig. 107. Cálculo de la corriente RMS en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo .....	130
Fig. 108. Código de comparación de corrientes RMS en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo .....	130
Fig. 109. Elección de corrientes de referencia en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo .....	131
Fig. 110. Código de regulación en C del filtro selectivo de 3 hilos .....	132
Fig. 111. Ejemplo de regulación de referencias en el filtro selectivo de 3 hilos .....	132
Fig. 112. Limitación de corriente del filtro selectivo de 3 hilos .....	133
Fig. 113. Código en C de limitación de corrientes del filtro selectivo de 3 hilos .....	134
Fig. 114. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes de carga (IL) .....	135
Fig. 115. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes de red (IR) .....	136
Fig. 116. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Potencias de red .....	136
Fig. 117. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes del convertidor del filtro (IC) .....	137
Fig. 118. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corriente IC1 del convertidor del filtro .....	137
Fig. 119. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de carga (IL) .....	138
Fig. 120. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes en RMS requeridas para compensar .....	138

Fig. 121. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes desglosadas en RMS ..	139
Fig. 122. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes a inyectar limitadas en RMS .....	139
Fig. 123. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de red (IR) .....	140
Fig. 124. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes del convertidor del filtro (IC) .....	140
Fig. 125. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de L3 del convertidor (IC3) .....	141
Fig. 126. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Potencias de red .....	141
Fig. 127. Esquema de control y potencia genérico de un filtro activo trifásico de 4 hilos.....	143
Fig. 128. Modelo del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante .....	145
Fig. 129. Modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante .....	146
Fig. 130. Subcircuito de cargas del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante .....	147
Fig. 131. Subcircuito de transformada de Clarke del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante .....	148
Fig. 132. Subcircuito de cálculo de potencias del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante .....	149
Fig. 133. Subcircuito de obtención de potencias de referencia del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante.....	149
Fig. 134. Subcircuito de obtención de corrientes $\alpha\beta$ de referencia del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante.....	150
Fig. 135. Subcircuito de obtención de corrientes en abc del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante.....	150
Fig. 136. Subcircuito del analizador de red del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante .....	151
Fig. 137. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de las cargas .....	152
Fig. 138. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: potencias instantáneas de carga .....	152
Fig. 139. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes de red (IR) y corriente de neutro de la red.....	153
Fig. 140. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: potencias instantáneas de red .....	153
Fig. 141. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del filtro.....	154
Fig. 142. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: potencias de la carga, corrientes de carga (IL), corriente de neutro de la carga.....	155
Fig. 143. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: potencias de red, corrientes de red (IR), corriente de neutro de red.....	156
Fig. 144. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor .....	156
Fig. 145. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: potencias de carga, corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de las cargas.....	157
Fig. 146. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: potencias de red, corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red.....	158

Fig. 147. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor.....	158
Fig. 148. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: potencias de carga, corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de carga .....	159
Fig. 149. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: potencias de red, corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red .....	160
Fig. 150. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente de neutro del filtro .....	160
Fig. 151. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Tensiones de carga.....	161
Fig. 152. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: FFT de las tensiones de carga .....	162
Fig. 153. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de carga .....	162
Fig. 154. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Potencias $p$ y $q$ de carga y potencia $p_0$ de carga.....	163
Fig. 155. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red.....	163
Fig. 156. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Potencias $p$ y $q$ de red y potencia $p_0$ de red .....	164
Fig. 157. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor.....	164
Fig. 158. Modelo del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante .....	165
Fig. 159. Modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante .....	167
Fig. 160. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga.....	169
Fig. 161. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de red (IR) y corrientes del neutro de red .....	169
Fig. 162. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias de red $p$ y $q$ y potencia de red $p_0$ .....	170
Fig. 163. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corrientes del neutro del convertidor del filtro .....	170
Fig. 164. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Tensión de carga (VL) y tensión del detector de secuencia positiva( $V_{pos}$ ).....	171
Fig. 165. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: FTT de la tensión de carga (VL) y de la tensión del detector de secuencia positiva( $V_{pos}$ ).....	172
Fig. 166. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente de carga (IL) y corriente del neutro de carga .....	172
Fig. 167. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente de red (IR) y corriente del neutro de red.....	173
Fig. 168. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Potencias $p$ , $q$ y $p_0$ de red .....	173
Fig. 169. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor del filtro .....	174
Fig. 170. Estrategia de compensación selectiva en 4 hilos .....	175
Fig. 171. Parte 1 del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos selectivo .....	176
Fig. 172. Parte 2 del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos selectivo.....	177

Fig. 173. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga.....	178
Fig. 174. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de red (IR) y corriente del neutro de red.....	179
Fig. 175. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Potencias de red.....	179
Fig. 176. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor.....	180
Fig. 177. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de L2 del convertidor del filtro (IC2).....	180
Fig. 178. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga .....	181
Fig. 179. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes requeridas a inyectar por fase .....	182
Fig. 180. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Componentes de la corriente requerida a inyectar en L2.....	182
Fig. 181. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Componentes de la corriente requerida a inyectar en L2.....	182
Fig. 182. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de red (IR) y corriente del neutro de red.....	183
Fig. 183. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor.....	183
Fig. 184. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de la fase L2 del convertidor del filtro .....	184
Fig. 185. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Potencias de red .....	184
Tabla. 1. Ejemplo de escenario de compensación.....	133
Tabla. 2. Ejemplo de escenario de compensación al aplicar el algoritmo del filtro selectivo...	134



MEMORIA



# Capítulo 1: Introducción

---

Debido a los avances tecnológicos de los últimos años y a la capacidad de crecimiento de la industria, la aparición de cargas electrónicas es cada vez un hecho más común e inevitable. Estas cargas en general suelen ser no-lineales, y en ocasiones monofásicas, por lo que pueden causar desequilibrios de la red y la aparición de potencia reactiva y armónicos. Estos aspectos hacen que el acondicionamiento de la red sea algo necesario en instalaciones industriales y de servicios.

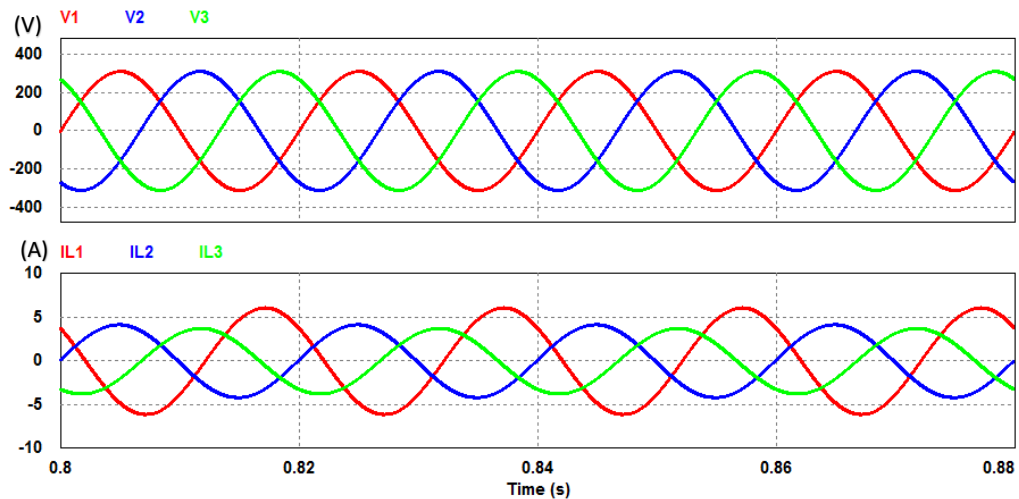
Los filtros activos de potencia son equipos electrónicos basados en convertidores. Principalmente, existen tres tipos de filtros activos:

- Los filtros activos serie, los cuales se comportan como una fuente de tensión que emula una alta impedancia que impide el paso de las corrientes armónicas.
- Los filtros activos paralelo, los cuales se comportan como una fuente de corriente capaz de absorber desequilibrios, potencia reactiva y armónicos.
- Los filtros activos híbridos (filtros activos con filtros pasivos).

Además, estos pueden ser monofásicos o polifásicos. Este trabajo pretende mostrar distintas técnicas de control de un filtro activo trifásico paralelo, mediante la modelización de los esquemas de control y la validación por simulación.

Una aplicación de los filtros activos es solventar la problemática del desequilibrio de red. Esto se puede realizar igualando la corriente que circula por todas las fases de una línea trifásica (o polifásica) manteniendo el flujo de potencia por esta. Por lo tanto, al mantener las líneas equilibradas se evita la sobrecarga de algunos conductores y desaprovechamiento de otros. Este problema suele aparecer en aquellas instalaciones con una gran presencia de cargas monofásicas o bifásicas.

Por otro lado, otra aplicación del filtro activo es la compensación de potencia reactiva. La compensación de potencia reactiva es un tema muy común y presente en la industria debido a que en la mayoría de regiones se aplican penalizaciones por el consumo de esta potencia y además causa determinados problemas en las instalaciones. Esto se debe a que la potencia reactiva se puede entender como “una potencia que no genera trabajo” la cual hace circular corrientes que podrían ser evitadas. Las corrientes asociadas a la potencia reactiva comportan dos grandes inconvenientes: en primer lugar, estas corrientes ocupan las líneas eléctricas evitando el uso de estas para la transmisión única de potencia activa, y, por otro lado, la circulación de corriente reactiva provoca el calentamiento de los conductores, transformadores y demás elementos de las instalaciones por efecto Joule, lo que se traduce en pérdidas y baja eficiencia.



**Fig. 1. Corrientes desequilibradas y con componente reactiva provocadas por distintas cargas monofásicas en una instalación trifásica con tensión sinusoidal**

El uso de los filtros activos para la compensación de potencia reactiva en ocasiones es una mejor alternativa a la compensación tradicional mediante cargas pasivas (inductancias y condensadores), ya que al ser un equipo conmutado por electrónica de potencia permite una capacidad de reacción y rapidez de maniobra mucho mayor que los equipos tradicionales. Además, los filtros activos no son equipos únicamente destinados a la compensación de potencia reactiva, lo que lo convierte en un equipo muy completo y apetecible para el consumidor desde un punto de vista comercial, a diferencia de los equipos tradicionales para esta aplicación.

Finalmente, la aplicación que hace tan populares a los filtros activos es la compensación de armónicos. Con la tipología de cargas actuales, el hecho de la eliminación de los armónicos en ocasiones es imperativo. Esto se debe a los múltiples problemas que pueden causar los armónicos, entre ellos los principales son los siguientes:

- Resonancias serie y paralelo entre baterías de condensadores, filtros pasivos y la impedancia del sistema (inductancia del transformador, inductancia de red, etc.). Estas resonancias pueden causar sobretensiones y sobrecorrientes críticas.
- Circulación de corrientes armónicas en los bancos de condensadores debido a la presencia de componentes armónicas de alto orden. Esto es debido a la baja impedancia de los condensadores a altas frecuencias. Estas corrientes armónicas reducen considerablemente la vida útil de los condensadores y crea comportamientos de los bancos no deseados (potencia reactiva capacitiva armónica).
- Pérdidas por efecto Joule provocadas por la circulación de corrientes armónicas por las líneas eléctricas.

- Caídas de tensión armónicas en las líneas eléctricas provocadas por las corrientes armónicas. Estas se traducen en la distorsión de la forma de onda de la tensión a final de línea.
- Pérdidas en el hierro y cobre de los transformadores. Estas hacen que los transformadores deban ser desclasificados (reducción de la potencia nominal).
- Pérdidas en las máquinas rotativas y aparición de pares parásitos, los cuales pueden acelerar y frenar la máquina provocando vibraciones en ella.
- Interferencias en los sistemas de comunicación.
- Provocación de disparos intempestivos y retardos en los equipos de protección.
- Efectos indeseables en equipos domésticos e industriales debido a la dificultad de sincronización.
- Errores en los equipos de medida y controladores diseñados para trabajar bajo condiciones sinusoidales.

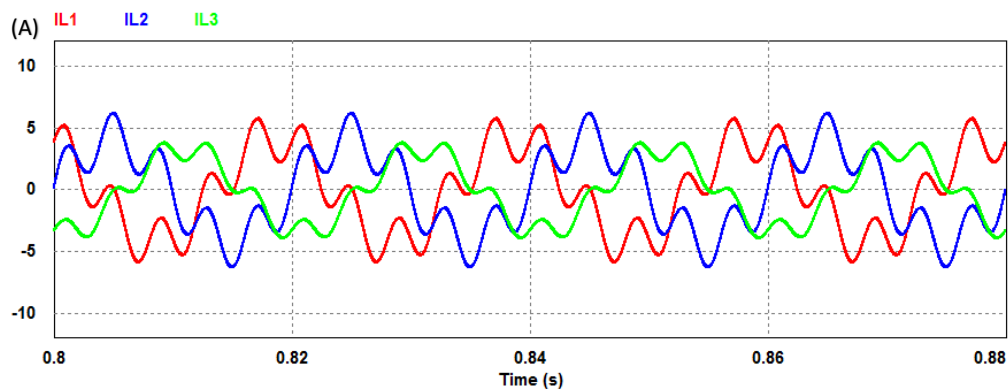


Fig. 2. Corrientes con componentes armónicas, reactivas de frecuencia fundamental y desequilibrios

## 1.1. Principio de funcionamiento de un filtro activo paralelo

El funcionamiento de los filtros activos puede ser descrito de forma general por diferentes etapas. Estas pueden dividirse en:

- Etapa de adquisición de datos: En esta etapa se hace una lectura de los valores de tensión y corriente instantáneos en el punto de conexión para posteriormente ser tratados.
- Etapa de generación de las señales de referencia: En esta etapa se pretende generar las señales de corriente de referencia a inyectar por el convertidor. Esta etapa varía según las distintas estrategias de control, de las cuales, las más comunes serán mostradas en este trabajo para ser implementadas.
- Etapa de control y potencia: Esta etapa engloba el convertidor, el cual recibe las señales de corriente de referencia y se hace el lazo cerrado de corriente mediante un controlador. El filtro de salida del convertidor para evitar los armónicos de conmutación es otro elemento imprescindible de esta etapa.

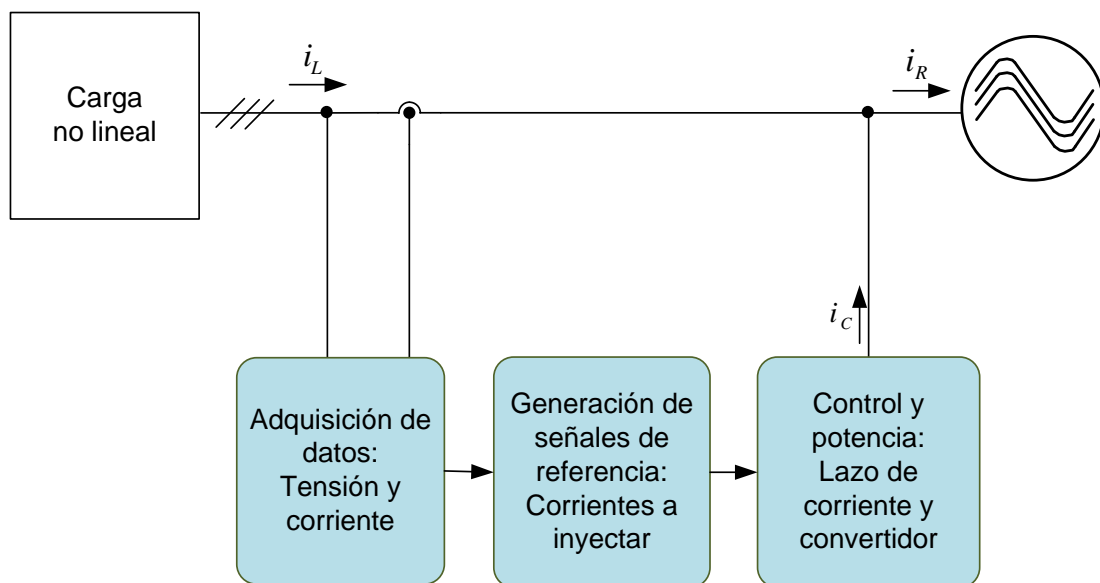


Fig. 3. Funcionamiento genérico de un filtro activo de potencia paralelo

## 1.2. Estado del arte

En este apartado se contextualiza al filtro activo paralelo mostrando algunas características de los equipos comerciales actuales y la tecnología habitual en estos filtros.

### 1.2.1. Tecnología y prestaciones de los filtros activos comerciales

En la actualidad, los filtros activos son comercializados por la mayoría de empresas multinacionales dedicadas a la eficiencia de red e instalaciones eléctricas. Sin embargo, esto no significa que los filtros activos sean un producto maduro, ya que se están implementando mejoras en ellos de forma constante. Algunas de las prestaciones que ofrecen los filtros activos comerciales son:

- Posibilidad de instalación para tres o cuatro hilos
- Multi-rango de tensión de red y frecuencia fundamental (50-60 Hz)
- Reducción/eliminación de corrientes armónicas hasta el orden 50 (2500Hz)
- Capacidad de selección de orden de armónico a compensar
- Compensación de potencia reactiva inductiva y capacitiva
- Equilibrado de fases

### 1.2.2. Inversores trifásicos, tipologías y modulación

Al ser los filtros activos paralelo equipos electrónicos que trabajan como una fuente de corriente, estos están constituidos por un inversor y su respectivo filtro de salida. Este apartado pretende contextualizar y explicar los inversores y los filtros de salida para los armónicos de conmutación más habituales en estos equipos.

En primer lugar, el inversor usado para filtros trifásicos de tres hilos (sin conductor de retorno) es el siguiente:

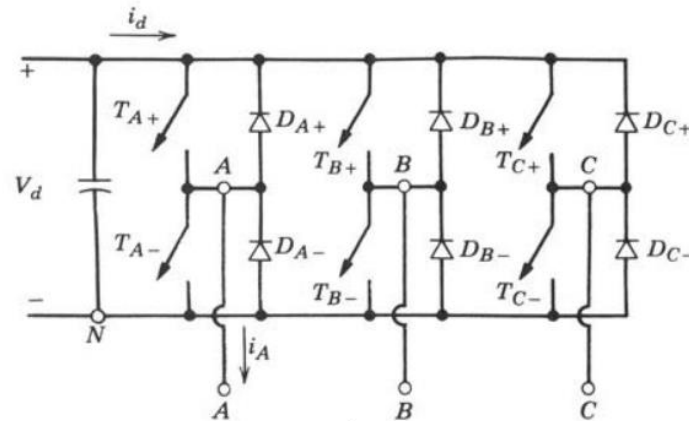


Fig. 4. Inversor trifásico [1]

Tal y como es mostrado en la Fig. 4, el inversor trifásico para sistemas de tres hilos se compone de tres ramas para las tres fases y no tiene ninguna rama para el conductor neutro. En este inversor el condensador soporta toda la tensión ( $V_d$ ) del bus de tensión del lado de corriente continua.

La conmutación de los IGBTs (u otro dispositivo que permita conmutación forzada) ( $T_{A+}$ ,  $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ,  $T_{B-}$ ,  $T_{C+}$  y  $T_{C-}$ ) se realiza mediante el modulado de ancho de pulsos también conocido como PWM (pulse width modulation). Este consta en la comparación de tres señales ( $m_a$ ) conocidas como “dutys” con una triangular con una frecuencia de conmutación ( $f_s$ ) determinada. La obtención de los “dutys” dependerá de la corriente a inyectar deseada y la frecuencia de conmutación dependerá de las limitaciones del hardware. En general, la estrategia de modulado de anchos de pulsos es la modulación senoidal con moduladora triangular, que se implementa como se indica en el siguiente esquema.

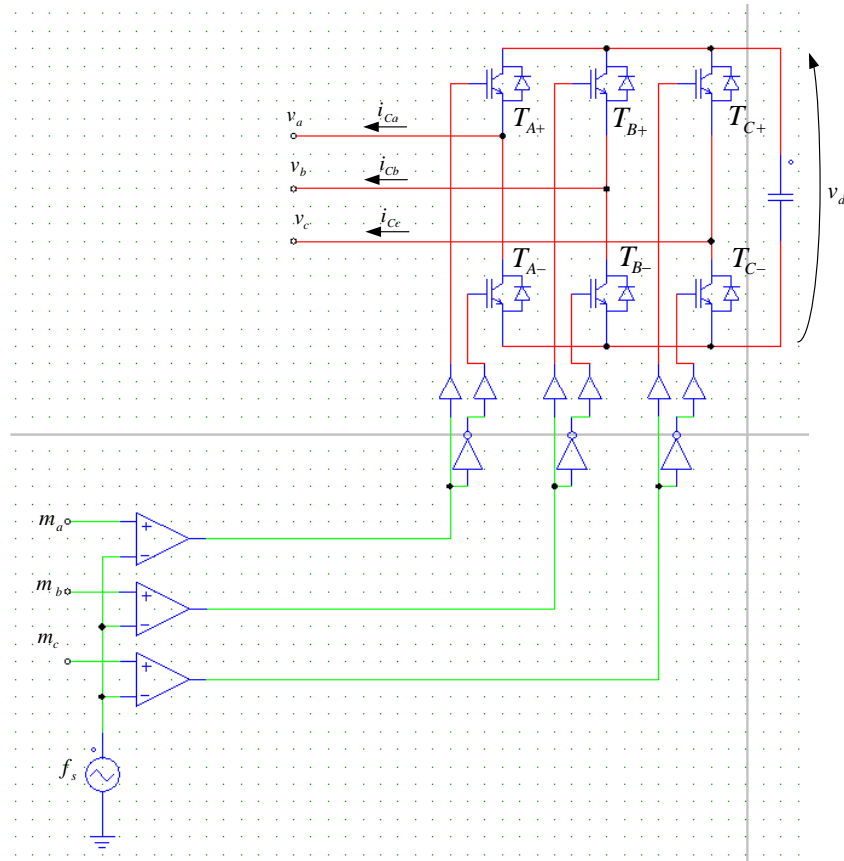
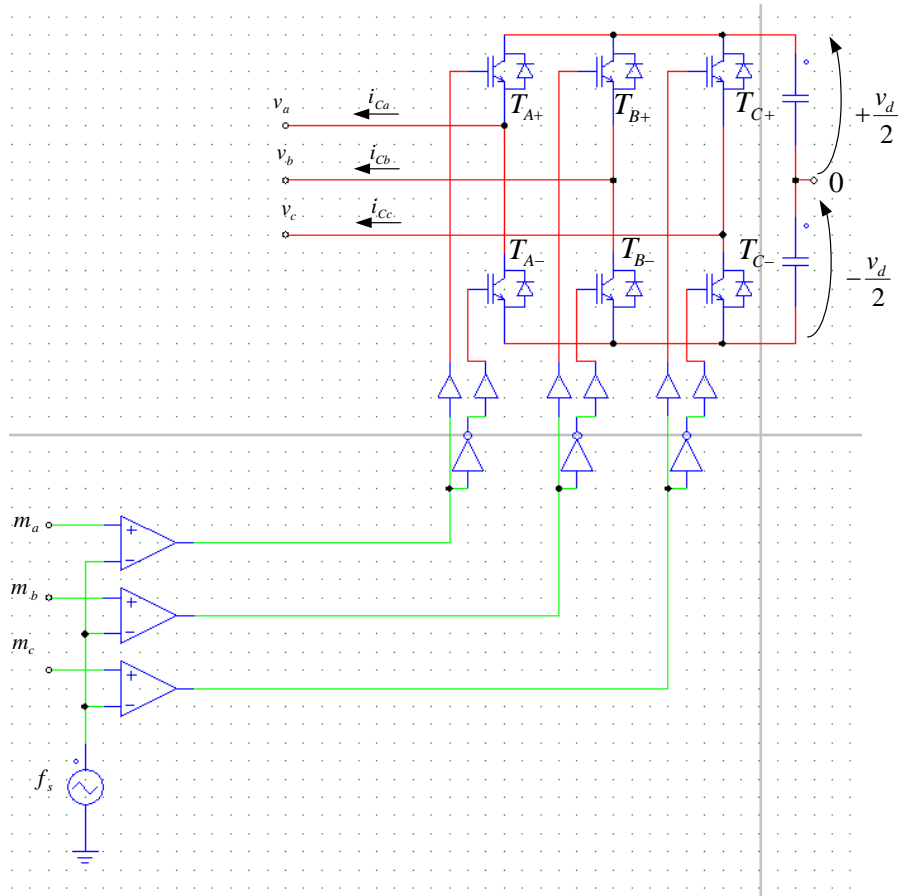


Fig. 5. Modulación de un inversor trifásico

La obtención de las señales de modulado adecuadas será desarrollada con los distintos modelos de filtros activos.

Por otro lado, para los sistemas trifásicos de 4 hilos, en ocasiones es necesario inyectar corriente en el conductor neutro (de retorno). Para ello se podría emplear un inversor de 4 ramas, pero existe una solución más económica y simple:



**Fig. 6. Inversor trifásico con punto neutro**

La particularidad de este inversor es que permite inyectar corrientes por el punto neutro generado gracias a dividir la tensión del bus DC mediante dos condensadores.



Debido a la modulación, la señal de salida de los inversores siempre contiene armónicos de conmutación. Este fenómeno puede observarse en la siguiente figura, donde se hace una modulación para un inversor trifásico de tres ramas sin punto neutro trabajando como fuente de tensión:

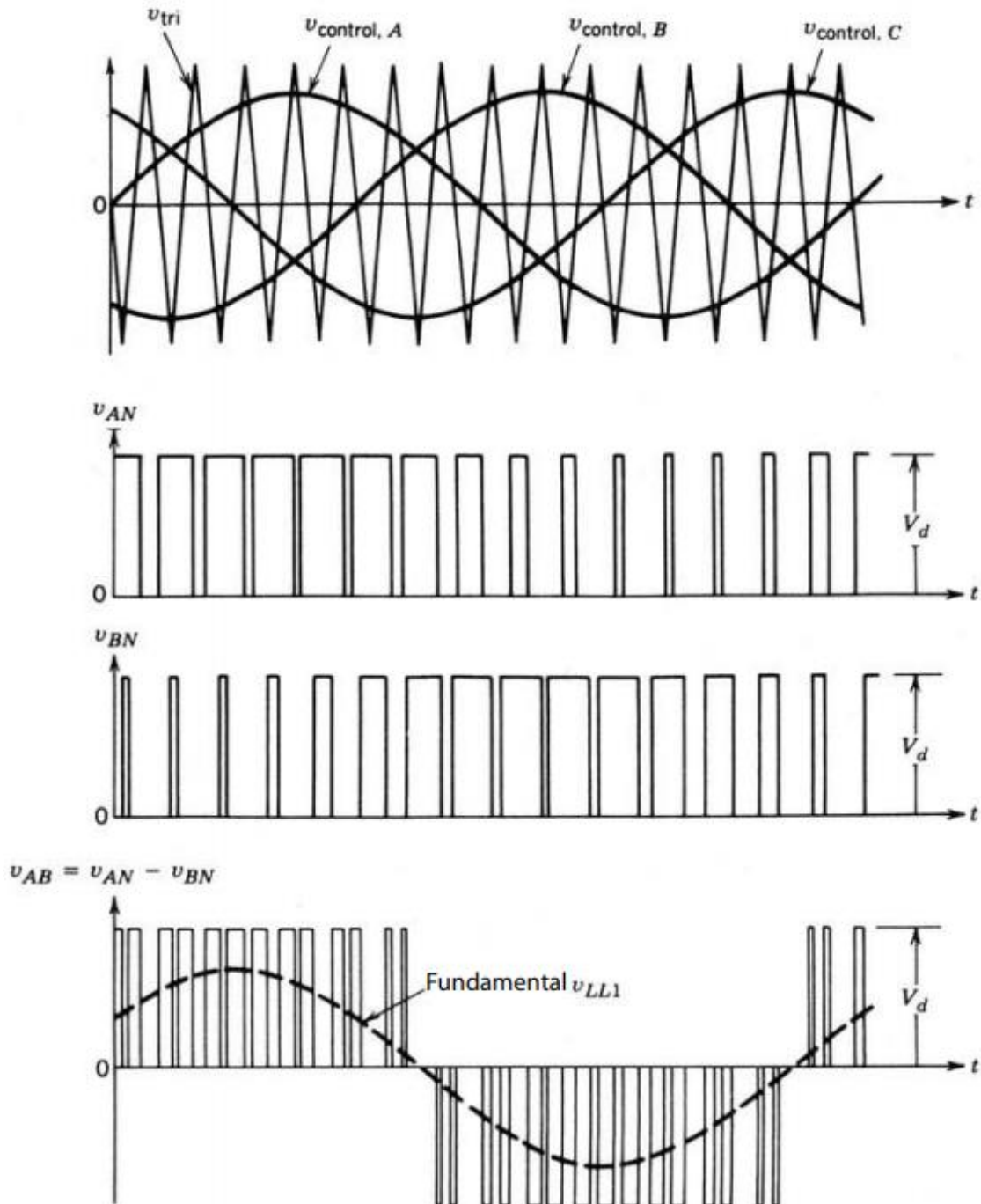


Fig. 7. Inversor trabajando como fuente de tensión [1]

En la Fig. 7 se muestra en primer lugar la comparación de la onda triangular con los “dutys” ( $v_{control}$ ) para realizar la modulación. Después se muestran las tensiones de fase-neutro de las fases A y B. Finalmente, se muestra la tensión compuesta de línea  $v_{AB}$  donde se aprecian los armónicos de conmutación superpuestos a la componente fundamental.

Para eliminar los armónicos de conmutación se debe poner un filtro de salida pasivo al convertidor. El diseño de este filtro debe ir en concordancia con la frecuencia de conmutación, que se obtiene a partir del orden de armónico más alto que se desea compensar. El filtro habitual para estas aplicaciones es el conocido como LCL.

Más adelante en este documento se expondrán los criterios de selección para un inversor y sus componentes en aplicaciones como la del filtro activo.

# Capítulo 2: DEFINICIONES ELÉCTRICAS Y TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA

En la actualidad, las definiciones y conceptos de potencia en los sistemas de corriente alterna sinusoidales son aceptados y entendidos por todo el mundo. Sin embargo, para los sistemas no sinusoidales existen diversas definiciones de potencia que en la actualidad son usadas.

Para poder entender las distintas definiciones de potencia bajo condiciones no sinusoidales, en este capítulo se muestran las definiciones de potencia en dominio frecuencial partiendo de los sistemas monofásicos sinusoidales a las definiciones de potencia instantánea en sistemas trifásicos.

## 2.1. Definiciones de potencia bajo condiciones sinusoidales

Se va a definir la potencia bajo condiciones sinusoidales para sistemas monofásicos de corriente alterna. Estos son compuestos idealmente de una fuente de tensión sinusoidal y una carga lineal tal y como se muestra en la figura Fig. 8.

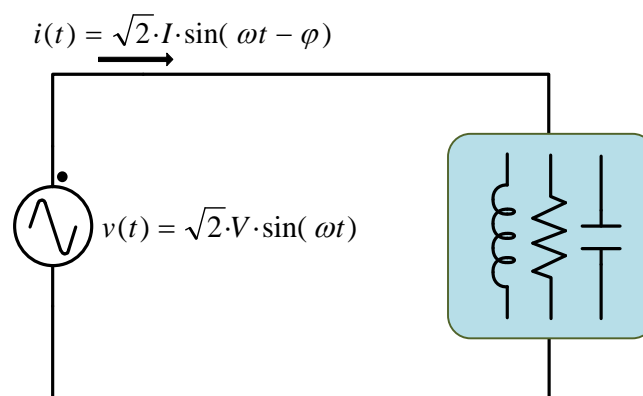


Fig. 8. Circuito monofásico compuesto por una fuente de tensión sinusoidal y cargas lineales

Un sistema monofásico ideal con una fuente de tensión sinusoidal y una carga lineal es representado por:

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.1)$$

Donde  $V$  e  $I$  representan el valor eficaz de tensión y corriente respectivamente y  $\omega$  la frecuencia angular.

La potencia instantánea del sistema se define como el producto de la tensión y corriente instantáneas.

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = 2 \cdot V \cdot I \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

↓

(2. 2)

$$p(t) = V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \cdot [1 - \cos(2\omega t)] - V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(2\omega t)$$

La ecuación de la potencia instantánea definida en (2. 2) puede ser dividida en dos partes:

$$\begin{cases} I \rightarrow V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \cdot [1 - \cos(2\omega t)] \\ II \rightarrow V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (2. 3)$$

Convencionalmente la potencia instantánea se divide en tres potencias en régimen permanente: la potencia activa, la potencia reactiva y la potencia aparente. Estas potencias se expresan de la siguiente manera.

**Potencia activa.** Se define como el valor medio de la primera parte ( $I$ ) de la expresión de la potencia instantánea definida en (2. 3).

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad [W] \quad (2. 4)$$

La potencia activa es la potencia útil que se extrae de la fuente y se consume por la carga, es decir, es aquella potencia capaz de realizar un trabajo.

**Potencia reactiva.** Se define como el valor de pico de la segunda parte ( $II$ ) de la expresión de la potencia instantánea definida en (2. 3).

$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad [VAr] \quad (2. 5)$$

La potencia reactiva se suele asociar a la corriente que circula por la instalación pero que no genera ningún trabajo, es decir, la potencia reactiva se puede llegar a definir como potencia “desaprovechada”.

**Potencia aparente.** Se suele emplear para expresar la potencia nominal de un equipo o una instalación

$$S = V \cdot I \quad [VA] \quad (2. 6)$$

La potencia aparente también puede expresarse como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las potencias activa y reactiva en concordancia al triángulo de potencias. Este concepto va asociado a la potencia aparente compleja la cual se desarrolla más adelante.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \text{ [VA]} \quad (2.7)$$

Al considerarse el total de la corriente en la potencia aparente, esta se emplea para dimensionar los equipos o instalaciones.

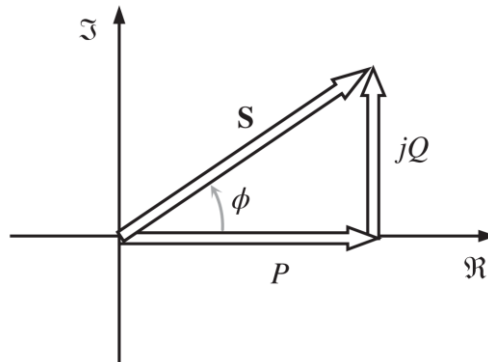


Fig. 9. Triángulo de potencias [2]

## 2.2. Fasores de tensión y corriente y la impedancia compleja

En el análisis de circuitos es común el uso de los fasores para la simplificación de los cálculos y expresiones eléctricas en el dominio temporal. Para entender el significado del fasor, se expresa una función sinusoidal con una frecuencia angular  $\omega$  mediante la parte imaginaria de un número complejo:

$$f(t) = \sqrt{2} \cdot A \cdot \sin(\omega t + \varphi) = \text{Im}(\bar{F} \cdot e^{j\omega t}) \quad (2.8)$$

Donde  $\bar{F}$  es un número complejo con un módulo de  $\sqrt{2} \cdot A$  y fase  $\varphi$ .

$$\bar{F} = \sqrt{2} \cdot A \angle \varphi \quad (2.9)$$

Por lo tanto, las expresiones en dominio temporal de tensión y corriente se pueden expresar con los siguientes fasores:

$$\begin{cases} \bar{V} = V \angle \varphi_V = V_{\Re} + jV_{\Im} = V \cdot \cos \varphi_V + jV \cdot \sin \varphi_V \\ \bar{I} = I \angle \varphi_I = I_{\Re} + jI_{\Im} = I \cdot \cos \varphi_I + jI \cdot \sin \varphi_I \end{cases} \quad (2.10)$$

Si las corrientes y tensiones de un sistema de potencia de corriente alterna son sinusoidales, se puede definir el concepto de impedancia. La impedancia se define por un número complejo el cual se calcula tal que:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}}{\bar{I}} [\Omega] \quad (2.11)$$

### 2.2.1. La potencia aparente compleja y el factor de potencia

La potencia aparente compleja puede definirse como el producto de los fasores de tensión y corriente. Sin embargo, para mantener el criterio de que la potencia reactiva positiva corresponde a las cargas inductivas, se debe emplear el conjugado del fasor de corriente ( $\bar{I}^* = I\angle -\varphi_I$ ). Por lo tanto, la potencia aparente compleja se define de la siguiente manera.

$$\bar{S} = \bar{V} \cdot \bar{I}^* = (V\angle\varphi_V) \cdot (I\angle -\varphi_I) = V \cdot I \cdot \cos(\varphi_V - \varphi_I) + jV \cdot I \cdot \sin(\varphi_V - \varphi_I) \quad (2.12)$$

Donde  $\varphi_V - \varphi_I$  puede expresarse como un único ángulo  $\varphi$ .

Por lo tanto, en concordancia con (2.4) y (2.5), la potencia aparente se define tal que

$$\bar{S} = P + jQ [VA] \quad (2.13)$$

Entonces, el cálculo del módulo de la potencia aparente se puede realizar mediante la expresión (2.7) en concordancia con el triángulo de potencias. Mediante el triángulo de potencias, el término  $\cos \varphi$  define una relación entre la potencia activa y la aparente. A esta relación se la conoce como factor de potencia ( $FP$ ).

$$FP = \cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (2.14)$$

## 2.3. Conceptos de potencia bajo condiciones no sinusoidales

Contrariamente a los sistemas de potencia sinusoidales, los conceptos de los sistemas no sinusoidales no son únicos y se pueden interpretar de diversas maneras. Las distintas definiciones para estos sistemas se pueden establecer por un lado en el dominio frecuencial y por el otro lado en el dominio temporal. A continuación, se expone la definición de potencia de Budeanu ya que es de las más comunes.

Con la exposición de esta definición se verá que el uso de teorías como esta o similares no son adecuadas para el control de convertidores destinados al filtrado con fines de eficiencia energética.

Para un sistema monofásico de corriente alterna con una carga genérica y una fuente en régimen estacionario, se puede hacer la descomposición de las formas de onda de tensión y corriente mediante las series de Fourier. Entonces, para cada armónico se puede determinar el fasor correspondiente y se pueden aplicar las siguientes expresiones.

Se define la potencia aparente tal que:

$$S = V \cdot I \text{ [VA]} \quad (2.15)$$

La definición de la potencia aparente se mantiene igual que en los sistemas sinusoidales. Sin embargo, la tensión y corriente RMS se calculan considerando todos los armónicos de la descomposición de Fourier.

$$\begin{cases} V = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \text{ [V]} \\ I = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \text{ [A]} \end{cases} \quad (2.16)$$

En estas expresiones, se contemplan los armónicos de tensión y corriente ( $V_n$  e  $I_n$ ) representados por el valor eficaz del  $n$ -ésimo armónico obtenido de la descomposición de Fourier. El valor de  $T$  que define la integral se corresponde con el periodo de la componente fundamental.

El desfase entre la tensión y corriente del  $n$ -ésimo armónico se define mediante  $\varphi_n$ . Entonces, Budeanu define la potencia activa ( $P$ ) y reactiva ( $Q$ ) tal que:

$$\begin{aligned} P &= \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n \text{ [W]} \\ Q &= \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \sin \varphi_n \text{ [VA}r\text{]} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Habitualmente, en los sistemas sinusoidales se definen las potencias aparentes y reactivas para cuantificar la porción de potencia que “no realiza trabajo”. Sin embargo, en condiciones no sinusoidales, las potencias aparente y reactiva no caracterizan correctamente a esa potencia no aprovechada, ya que la presencia de las componentes armónicas que no generan potencia activa

o reactiva no se están considerando. Es decir, pueden existir componentes armónicas de corriente de un determinado armónico que no generan potencia por falta de la componente de tensión y viceversa. Es por ello que se introduce el concepto de la **potencia de distorsión o distorsionante (D)**. Esta potencia se define tal que:

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 [VA_d] \quad (2.18)$$

Con la definición de la potencia distorsionante en (2.18) se introduce el concepto de tetraedro de potencias. A pesar que las potencias aparente, reactiva y distorsionante son ampliamente usadas en el análisis de circuitos, la única potencia con un significado físico es la potencia activa.

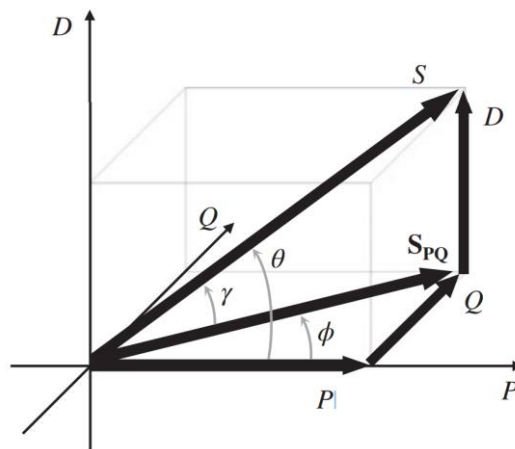


Fig. 10. Tetraedro de potencias [2]

## 2.4. Potencia eléctrica en sistemas trifásicos

Se define el sistema trifásico equilibrado como aquel que tiene tres conductores activos que de forma idónea tienen tensiones de frecuencia fundamental desfasadas 120° entre ellas. Sin embargo, en ocasiones el sistema trifásico puede ser desequilibrado, y es por ello que es común que se analicen estos sistemas como tres sistemas monofásicos superpuestos. El hecho de considerar el sistema trifásico como tres sistemas monofásicos en ocasiones no es adecuado ya que los sistemas trifásicos poseen características que no están presentes en los monofásicos. Una de estas características es que es posible descomponerlo en componentes de secuencia directa, inversa y homopolar de las tensiones y corrientes.

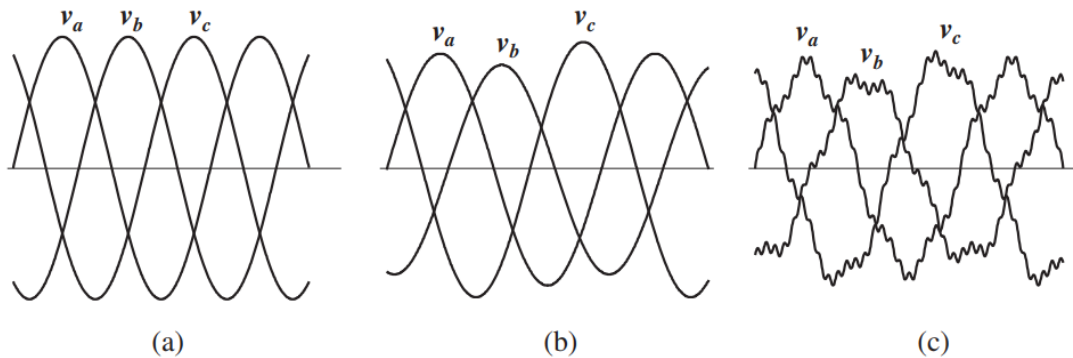
Para poder comprender la secuencia de los sistemas trifásicos, primero deben conocerse los diferentes tipos de sistemas trifásicos.



### 2.4.1. Clasificación de los sistemas trifásicos

Los sistemas trifásicos se pueden entender como sistemas de tres hilos o bien de cuatro hilos si se dispone de un conductor neutro de retorno. Además, todos los sistemas trifásicos pueden estar conectados a tierra (o tener conductor de tierra) lo que comporta otro camino de retorno.

Dependiendo de la naturaleza de las ondas del sistema trifásico, estos pueden ser clasificados como sistemas equilibrados, los cuales disponen de tres tensiones sinusoidales iguales en módulo y desfasadas  $120^\circ$ ; sistemas desequilibrados, los cuales disponen de tres tensiones sinusoidales con desfasadas y módulo distinto; y finalmente los sistemas distorsionados, los cuales no trabajan bajo condiciones sinusoidales. Las respectivas tensiones de estos sistemas pueden ser representadas según es indicado en Fig. 11.



**Fig. 11. (a) Tensiones equilibradas, (b) tensiones desequilibradas, (c) tensiones distorsionadas y desequilibradas [2]**

Los sistemas equilibrados Fig. 11.(a) y desequilibrados Fig. 11.(b) trabajan bajo condiciones sinusoidales. Sin embargo, los sistemas distorsionados Fig. 11.(c) son producto de la superposición de distintas componentes armónicas a distintas frecuencias según el análisis de Fourier. En la superposición cabe considerar que existe una frecuencia fundamental de frecuencia  $\omega$  y las demás componentes armónicas de frecuencia  $n \cdot \omega$ , donde  $n$  indica el orden del armónico.

Para entender con claridad los sistemas desequilibrados, se debe explicar la teoría de las componentes simétricas. Esta teoría se basa en que cualquier sistema trifásico desequilibrado el cual tiene los fasores de tensión  $\bar{V}_a$ ,  $\bar{V}_b$  y  $\bar{V}_c$  puede transformarse en tres sistemas los cuales son creados por tres fasores de igual módulo cada uno. Estos sistemas son el directo, el inverso y el homopolar. Los fasores que componen estos sistemas son los siguientes: para el sistema directo se define el fasor  $\bar{V}_+$ ; para el sistema inverso se define el fasor  $\bar{V}_-$ ; y para el sistema homopolar se define el fasor  $\bar{V}_0$ .

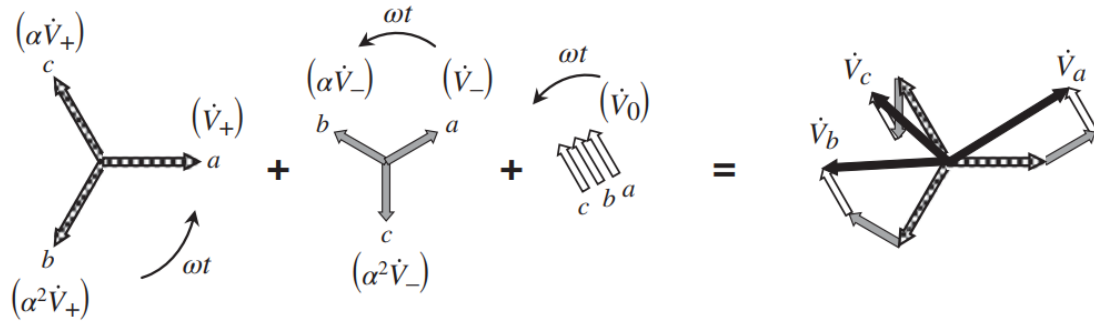


Fig. 12. Composición de un sistema trifásico por la secuencia positiva, la negativa y la homopolar [2]

Tal y como se refleja en Fig. 12, se puede ver la particularidad de cada sistema. En los sistemas directo e inverso los fasores se mantienen desfasados  $120^\circ$  entre si como en un sistema equilibrado, pero se diferencian por el orden de las fases, que en el sistema directo es abc y en el sistema inverso acb. Sin embargo, el sistema homopolar se compone de tres fasores iguales en ángulo y módulo.

La obtención de los fasores  $\bar{V}_+$ ,  $\bar{V}_-$  y  $\bar{V}_0$  se hace mediante la siguiente matriz.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_0 \\ \bar{V}_+ \\ \bar{V}_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_a \\ \bar{V}_b \\ \bar{V}_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

La constante  $\alpha$  es un numero complejo el cual tiene la función de desfase en  $120^\circ$  los fasores.

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.20)$$

Se puede observar en (2.19) que para el cálculo de la componente homopolar  $\alpha$  no es considerada debido a que no hay desfase entre fasores.

Una vez introducidas las componentes simétricas, se puede decir que un sistema equilibrado se compone únicamente una componente directa o una componente inversa. De todas formas, se suele considerar la componente directa como la componente principal. Por lo tanto, se puede decir que los desequilibrios a la frecuencia fundamental son causados por las componentes inversas y homopolares. Es importante considerar que en los sistemas trifásicos de tres hilos (sin conductor de retorno) solo pueden aparecer desequilibrios por la componente inversa. Los desequilibrios causados por la componente homopolar solo pueden aparecer en aquellos sistemas con un conductor de retorno, ya sea neutro o tierra. Esto se debe a que en los sistemas trifásicos de tres hilos, la suma de tensiones o de corrientes siempre dará cero, por lo que según la matriz (2.19) no podrá aparecer la componente homopolar.

Esta teoría no solo es aplicable a la frecuencia fundamental ( $\omega$ ), se puede aplicar para el  $n$ -ésimo armónico ( $n \cdot \omega$ ), y puede ser aplicada en todos los casos para la tensión y corriente.

### 2.4.2. Potencia en sistemas trifásicos equilibrados

En los sistemas trifásicos equilibrados la potencia activa, reactiva y aparente total suele calcularse como la suma de las tres potencias monofásicas. Sin embargo, al considerarse el sistema trifásico equilibrado como la suma de tres sistemas monofásicos iguales no se consideran ciertas propiedades de estos sistemas.

Tal y como ha sido explicado, un sistema trifásico equilibrado es aquel que únicamente contiene tensiones y corrientes de secuencia positiva. Estas tensiones y corrientes están desfasadas entre ellas  $120^\circ$  ( $2\pi/3$  rad). Entonces, se definen las tensiones y corrientes de la siguiente manera.

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V_+}) \\ v_b(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V_+} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V_+} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I_+}) \\ i_b(t) = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I_+} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I_+} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.22)$$

En un sistema trifásico la potencia activa instantánea trifásica  $p_{3\phi}(t)$  cuantifica el flujo de energía en función de tiempo transferido entre dos sistemas. La definición para la potencia instantánea trifásica es la siguiente.

$$p_{3\phi}(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t) \quad (2.23)$$

Al substituir las ecuaciones de (2.21) y (2.22) en (2.23) y hacer el desarrollo de esta, se obtiene la siguiente expresión.

$$p_{3\phi}(t) = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \cos(\varphi_{V_+} - \varphi_{I_+}) = 3 \cdot P \quad (2.24)$$

Entonces, tal y como se muestra en (2.24), una de las propiedades de la potencia activa instantánea en sistemas trifásicos equilibrados es que esta es constante, es decir, no fluctúa en el tiempo a diferencia de la potencia instantánea en los sistemas monofásicos tal y como se ha visto en (2.2).

De igual manera, la potencia activa media trifásica se define tal que:

$$P_{3\phi} = 3 \cdot P [W] \quad (2.25)$$

En cuanto a la potencia aparente, según el planteamiento por el cual el sistema trifásico equilibrado es equivalente a tres sistemas monofásicos idénticos, se puede expresar la potencia aparente trifásica de la siguiente manera.

$$S_{3\phi} = 3 \cdot S = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ [VA] \quad (2.26)$$

En concordancia a la expresión (2.12) para el cálculo de la potencia aparente compleja, se define la potencia aparente trifásica compleja como

$$\begin{aligned} \overline{S_{3\phi}} &= 3 \cdot \overline{V_+} \cdot \overline{I_+}^* = 3 \cdot (V_+ \angle \varphi_{V_+}) \cdot (I_+ \angle -\varphi_{I_+}) \\ &= 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \cos(\varphi_{V_+} - \varphi_{I_+}) + j3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \sin(\varphi_{V_+} - \varphi_{I_+}) \end{aligned} \quad (2.27)$$

de donde se deduce la siguiente expresión para la potencia aparente trifásica.

$$\overline{S_{3\phi}} = P_{3\phi} + jQ_{3\phi} [VA] \quad (2.28)$$

De (2.27) y (2.28) se observa que la parte real de la potencia aparente trifásica compleja corresponde a la potencia activa trifásica y la parte imaginaria a la potencia reactiva trifásica. Por lo tanto, la potencia reactiva trifásica se define de la siguiente manera.

$$Q_{3\phi} = 3 \cdot Q = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \sin(\varphi_{V_+} - \varphi_{I_+}) [VAr] \quad (2.29)$$

Esta definición para la potencia reactiva trifásica tiene un sentido matemático, pero no físico.

### 2.4.3. Potencia en sistemas trifásicos desequilibrados

Para los sistemas trifásicos desequilibrados, el cálculo de la potencia se suele realizar de dos formas distintas, mediante el cálculo individual de las potencias por fase o por el valor rms agregado.

En primer lugar, para el cálculo de la potencia mediante el cálculo individual de la potencia de cada fase, se define la potencia aparente de la siguiente manera.

$$\overline{S_{3\phi}} = \sum_k \overline{S_k} = \sum_k \overline{V_k} \cdot \overline{I_k}^*, \quad k = (a, b, c) \quad (2.30)$$

De esta expresión se deducen las siguientes:

$$\begin{cases} S_{3\phi} = \|\overline{S_{3\phi}}\| [VA] \\ P_{3\phi} = Re(\overline{S_{3\phi}}) [W] \\ Q_{3\phi} = Im(\overline{S_{3\phi}}) [VAr] \end{cases} \quad (2.31)$$

En cuanto al método de cálculo del valor rms agregado, en primer lugar se deben definir la tensión agregada  $V_{\Sigma}$  y la corriente agregada  $I_{\Sigma}$ . Entonces, para un sistema trifásico con las tensiones rms  $V_a, V_b$  y  $V_c$  y las corrientes rms  $I_a, I_b$  e  $I_c$ , la tensión y corriente agregadas se definen de la siguiente manera.

$$V_{\Sigma} = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} [V] \quad I_{\Sigma} = \sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} [A] \quad (2.32)$$

El cálculo de la tensión agregada da una tensión equivalente al valor rms de la tensión de línea si el sistema fuese equilibrado. De igual manera ocurre con el valor de la corriente agregada.

Por lo tanto, el cálculo de la potencia aparente mediante el método del valor rms agregado se define mediante la siguiente expresión.

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma} \cdot I_{\Sigma} [VA] \quad (2.33)$$

Cabe destacar que el cálculo de la potencia aparente mediante el valor agregado en sistemas desequilibrados y/o distorsionados resultará siempre en que  $S_{\Sigma} \leq S_{3\phi}$ . Ambos cálculos de la potencia aparente no tienen un significado físico claro.

Finalmente, en cuanto al cálculo de la tensión agregada, esta puede tener aplicaciones útiles cuando se usan los valores instantáneos de la tensión de fase.

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V_+}) \\ v_b(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V_+} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V_+} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \rightarrow v_{\Sigma} = \sqrt{v_a(t)^2 + v_b(t)^2 + v_c(t)^2} \quad (2.34)$$

$$v_{\Sigma} = \sqrt{3} \cdot V_+ [V]$$

La obtención de la tensión de fase eficaz puede resultar útil en determinadas estrategias de control de los filtros activos.

## 2.5. Teoría de la potencia instantánea en sistemas trifásicos

Tradicionalmente, en el análisis de circuitos eléctricos se emplean las tensiones, corrientes, potencias activa, reactiva y aparente, factor de potencia, etc. que se basan en el concepto de valor medio y rms. Este tipo de análisis hace que los circuitos sean interpretados con mayor facilidad, pero la aparición de la electrónica de potencia y el comportamiento no lineal de sus cargas hace que el análisis tradicional basado en el valor medio y rms no sea el análisis adecuado. Sin embargo, el análisis temporal de los circuitos ha conseguido analizar y entender la naturaleza física de los circuitos trifásicos no lineales mediante la teoría de la potencia instantánea, la cual incluye la teoría de la potencia  $p-q$ .

En un sistema eléctrico trifásico como el mostrado en la figura Fig. 13 se pueden definir tres tensiones instantáneas,  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ , y tres corrientes instantáneas,  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . Estas tensiones y corrientes se pueden definir con los vectores expresados en (2.35).

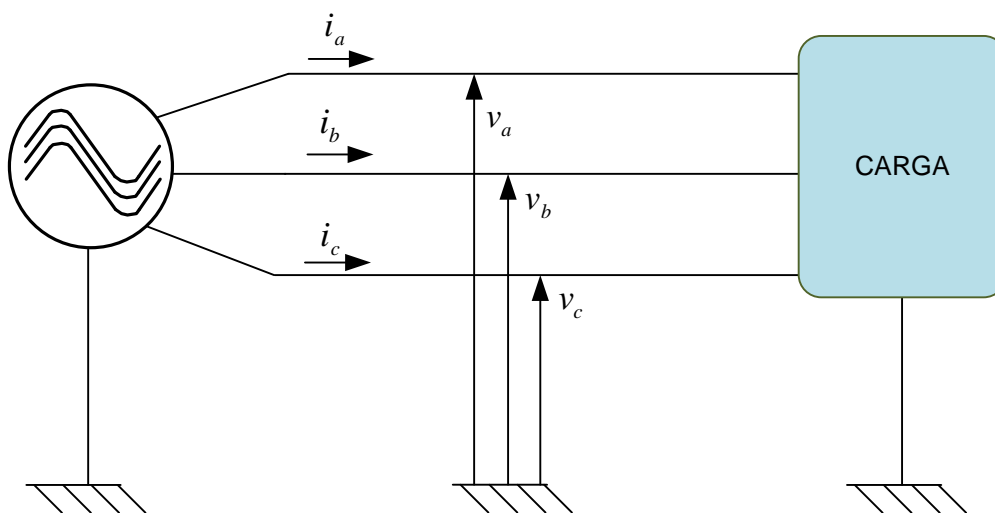


Fig. 13. Sistema eléctrico trifásico

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Para el sistema descrito, se define la potencia trifásica instantánea como el producto de los vectores de (2.35).

$$p_{3\phi} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (2.36)$$

Asimismo, se define el concepto de potencia reactiva instantánea en concordancia a [3] de la siguiente manera.

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |v_b & v_c| \\ |i_b & i_c| \\ |v_c & v_a| \\ |i_c & i_a| \\ |v_a & v_b| \\ |i_a & i_b| \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La magnitud de la potencia reactiva instantánea se define tal que:

$$q = \|\mathbf{q}\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\| = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2} \quad (2.38)$$

También se define en (2.39) el vector de corriente real instantánea  $i_p$  y la corriente imaginaria instantánea  $i_q$ .

$$i_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \mathbf{v} \quad (2.39)$$

$$i_q = \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}}$$

Siendo este sistema de análisis realmente útil para el control de las variables eléctricas, se puede tratar la teoría de la potencia instantánea con otro sistema de coordenadas distinto al tradicional abc, este es el  $\alpha\beta 0$ , el cual permite emplear dos variables en vez de tres en sistemas trifásicos equilibrados. Para realizar el cambio de coordenadas se usa la transformada de Clarke.

## 2.6. La transformada de Clarke y la teoría $p-q$

La teoría  $p-q$  es una parte de la teoría de la potencia instantánea. En ella se aplica la transformada de Clarke. La transformada de Clarke realiza un cambio de coordenadas de las tensiones instantáneas  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$  de las fases abc a las tensiones instantáneas  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  y  $v_0$  de los ejes  $\alpha\beta 0$  mediante (2.40).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

El cambio de coordenadas también puede hacerse a la inversa.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Asimismo, la transformada de Clarke también puede ser aplicada para la corriente instantánea.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Así como la transformada inversa.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

El cambio de ejes se muestra en la Fig. 14.



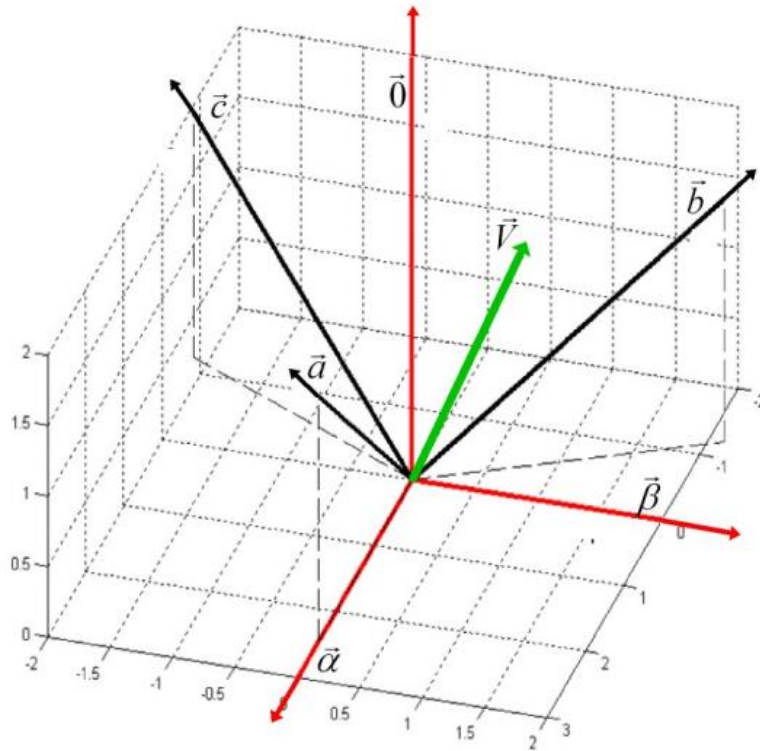


Fig. 14 Representación gráfica de la transformada de abc a  $\alpha\beta 0$  (Clarke) y del vector de tensión [4]

La gran ventaja del uso de la transformada a  $\alpha\beta 0$  es que separa las componentes homopolares de las componentes en abc. Esto se debe a que los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  no contribuyen a la secuencia homopolar. Entonces, para los sistemas trifásicos de 3 hilos (sin neutro) o de 4 hilos (con neutro) equilibrados, el término homopolar puede ser eliminado de la transformada. Entonces, se pueden reescribir la transformada

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

y la antitransformada.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

En la Fig. 15 se muestra el cambio de coordenadas para sistemas sin componentes de secuencia homopolar.

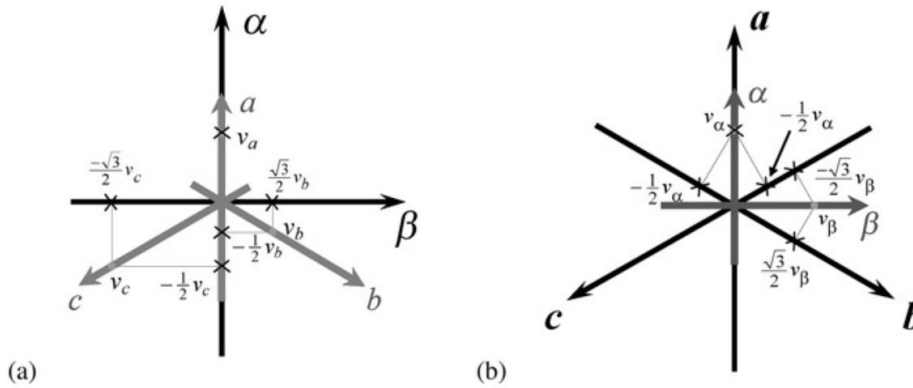


Fig. 15. Representaciones gráficas de (a) Transformación de abc a  $\alpha\beta$  (Clarke), (b) Transformada de Clarke inversa [2]

Para el sistema de coordenadas en  $\alpha\beta 0$ , se definen entonces tres potencias instantáneas, la potencia instantánea homopolar  $p_0$ , la potencia real instantánea  $p$  y la potencia imaginaria instantánea  $q$ , las cuales serán desarrolladas más adelante.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Para los sistemas trifásicos de tres hilos o de cuatro con cargas equilibradas, no habrá potencia instantánea homopolar.

## 2.7. Teoría $p - q$ en sistemas trifásicos de tres hilos

Tal y como se ha comentado con anterioridad, en los sistemas trifásicos de tres hilos (o de cuatro con cargas equilibradas), no existe la componente homopolar. Este hecho hace que el cálculo en el sistema  $\alpha\beta 0$  se simplifique a los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ .

Entonces, se puede escribir la potencia real instantánea tal que:

$$p_{\alpha\beta 0} = v_{\alpha\beta 0} \cdot i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (2.47)$$

Y el vector de potencia imaginaria se define de la siguiente manera:

$$q_{\alpha\beta 0} = v_{\alpha\beta 0} \times i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

La magnitud de la potencia imaginaria instantánea es:

$$q_{\alpha\beta 0} = \|q_{\alpha\beta 0}\| = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad (2.49)$$

El valor de las potencias instantáneas, tanto activa como reactiva, se corresponde para abc y  $\alpha\beta 0$ .

Por lo tanto, las ecuaciones de (2.47) y (2.49) se pueden escribir de forma matricial.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Desde un punto de vista del control de los filtros activos en paralelo con una estrategia de control de corriente, es interesante obtener  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  en función de las tensiones y potencias.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

## 2.8. Aplicación de la teoría $p - q$ para la compensación de corriente en paralelo

Entre otras aplicaciones, la teoría  $p - q$  es aplicable a la compensación de corriente en paralelo. Tal y como se muestra en Fig. 16, donde se representa una carga trifásica no lineal alimentada por una fuente de tensión, la compensación de corriente se realiza de forma paralela a la carga mediante electrónica de potencia. El funcionamiento de la compensación de corriente consiste en dar tres corrientes de referencia en abc al convertidor para que este las inyecte. La obtención de las corrientes de referencia  $i_{Ca}^*$ ,  $i_{Cb}^*$  e  $i_{Cc}^*$  se obtienen mediante el procesado de las lecturas de las tensiones y corrientes de la instalación.

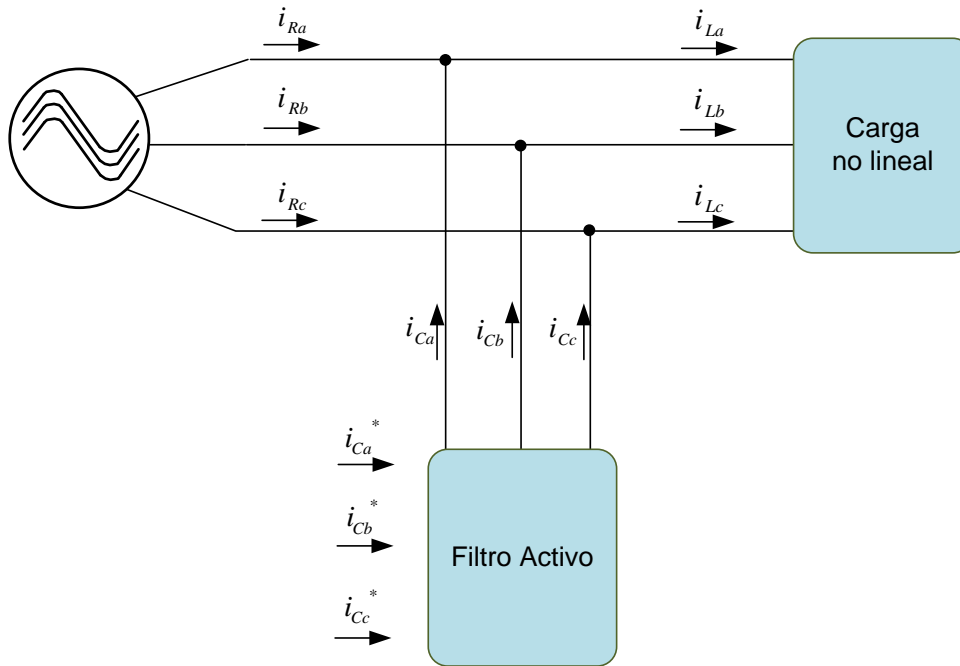
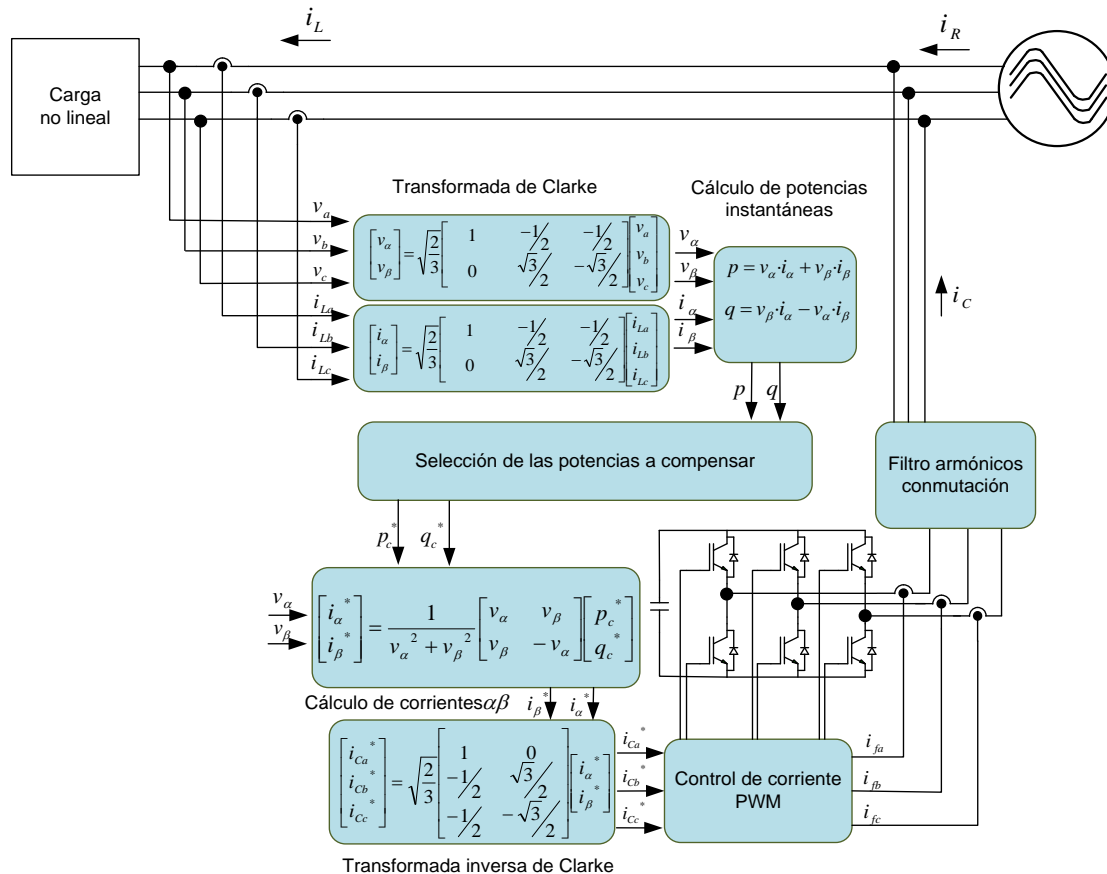


Fig. 16. Principio de funcionamiento de un filtro activo paralelo

En el diagrama mostrado en Fig. 16, se muestra el comportamiento básico del filtro activo. El motivo por el cual se instala un filtro activo paralelo es para que las corrientes no deseadas de la carga  $i_L$  no se transmitan al lado red. Por lo tanto, mediante las corrientes inyectadas por el filtro  $i_C$  se obtienen corrientes deseadas en el lado red  $i_R$ .

En lo que comporta al procesamiento de las lecturas de tensión y corriente y la aplicación de la teoría  $p - q$ , en Fig. 17 se representa el funcionamiento genérico de un filtro activo de corriente trifásico de tres hilos bajo esta teoría.



**Fig. 17. Diagrama de control genérico de un filtro activo de corriente de tres hilos en paralelo**

Como es representado en Fig. 17, a partir de las lecturas de las tensiones y corrientes en abc se obtienen las tensiones y corrientes en  $\alpha\beta 0$  (sin la componente homopolar) mediante la transformada de Clarke. Conociendo las corrientes y tensiones en  $\alpha\beta 0$ , se obtiene  $p$  y  $q$ , las cuales pueden ser procesadas por distintos métodos para obtener las potencias que se desean inyectar a la instalación, es decir, las potencias de referencia. A continuación, se obtienen las corrientes de referencia en  $\alpha\beta$  asociadas a las potencias de referencia en  $\alpha\beta$  y a las tensiones  $\alpha\beta$  (previamente calculadas). Seguidamente, se aplica la transformada inversa de Clarke para obtener las corrientes de referencia en abc. Finalmente, estas corrientes de referencia son inyectadas mediante un convertidor trifásico controlado mediante un control de corriente en lazo cerrado con un PWM. Para eliminar los armónicos de conmutación, se pone un filtro pasivo de salida.

## 2.9. Teoría $p - q$ en sistemas trifásicos de cuatro hilos

Un sistema trifásico de cuatro hilos se entiende como aquel que tiene conductor neutro o un camino de retorno por tierra. El hecho de haber un conductor neutro comporta la posibilidad de circulación de corrientes con componentes homopolares por este. Por lo tanto, la componente homopolar no puede ser despreciada en la transformada de Clarke.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Por lo tanto, la potencia activa trifásica instantánea es descrita de la siguiente manera.

$$p_{3\phi} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 = p + p_0 \quad (2.53)$$

### 2.9.1. La potencia de secuencia homopolar en fuentes trifásicas sinusoidales de tensión

Para entender la naturaleza de la secuencia homopolar se considera una fuente de tensión trifásica con componente de secuencia positiva y otra homopolar, ambas a una frecuencia angular  $\omega$ . Entonces, las tensiones  $v_a$ ,  $v_b$ , y  $v_c$  instantáneas se definen de la siguiente manera.

$$\begin{cases} v_a = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V+}) + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \\ v_b = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V+} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \\ v_c = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V+} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \end{cases} \quad (2.54)$$

Se asume que la corriente también tiene la secuencia positiva y la homopolar.

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I+}) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \\ i_b = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I+} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \\ i_c = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I+} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \end{cases} \quad (2.55)$$

Al aplicarse la transformada de Clarke sobre las tensiones y corrientes en abc se obtiene:

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V+}) \\ v_\beta = -\sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V+}) \\ v_0 = \sqrt{6} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \end{cases} \quad (2.56)$$

y

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I+}) \\ i_\beta = -\sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \cos(\omega t + \varphi_{I+}) \\ i_0 = \sqrt{6} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{i0}) \end{cases} \quad (2.57)$$

Con las tensiones y corrientes definidas en  $\alpha\beta 0$ , se aplica la definición de la potencia homopolar:

$$\begin{aligned} p_0 &= v_0 \cdot i_0 = 3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \cos(\varphi_{v0} - \varphi_{i0}) - 3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{v0} + \varphi_{i0}) = \\ &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{aligned} \quad (2.58)$$

De este cálculo se demuestra que siempre que existe potencia homopolar en un sistema, esta tiene una componente media  $\bar{p}_0$  y otra oscilante  $\tilde{p}_0$ . Esto significa que  $p_0$  se compone de  $\tilde{p}_0$  más  $\bar{p}_0$  siempre que  $\cos(\varphi_{v0} - \varphi_{i0}) \neq 0$ . Entonces, no es posible eliminar potencia oscilante sin eliminar la componente media.

La componente media  $\bar{p}_0$  representa un flujo de energía unidireccional, al igual que  $\bar{p}$ . Por otro lado, la potencia oscilante  $\tilde{p}_0$  tiene una transferencia de energía instantánea. Cabe destacar que si no existe una componente de tensión homopolar, la corriente homopolar no generará potencia homopolar.

## 2.9.2. La presencia de componentes de secuencia negativa

Para entender los efectos de la presencia de la componente de secuencia negativa, en este apartado se analizará el comportamiento de un sistema trifásico con tensiones y corrientes sinusoidales de frecuencia  $\omega$  y con componentes de secuencia positiva, negativa (o inversa) y homopolares.

Para ello, se definen las tensiones y corrientes en abc:

$$\begin{cases} v_a = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V+}) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V-}) + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \\ v_b = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V+} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V-} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \\ v_c = \sqrt{2} \cdot V_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V+} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_- \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{V-} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad + \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \end{cases} \quad (2.59)$$

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I+}) + \sqrt{2} \cdot I_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I-}) + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \\ i_b = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I+} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_- \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I-} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \\ i_c = \sqrt{2} \cdot I_+ \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I+} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_- \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_{I-} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad + \sqrt{2} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \end{cases} \quad (2.60)$$

Seguidamente, se aplica la transformada de Clarke para obtener estas tensiones y corrientes en  $\alpha\beta 0$ :

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V+}) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V-}) \\ v_\beta = -\sqrt{3} \cdot V_+ \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V+}) + \sqrt{3} \cdot V_- \cdot \cos(\omega t + \varphi_{V-}) \\ v_0 = \sqrt{6} \cdot V_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{V0}) \end{cases} \quad (2.61)$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I+}) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I-}) \\ i_\beta = -\sqrt{3} \cdot I_+ \cdot \cos(\omega t + \varphi_{I+}) + \sqrt{3} \cdot I_- \cdot \cos(\omega t + \varphi_{I-}) \\ i_0 = \sqrt{6} \cdot I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I0}) \end{cases} \quad (2.62)$$

Con las tensiones y corrientes definidas en  $\alpha\beta 0$ , se aplican las ecuaciones de cálculo para  $p$  y  $q$ , dejando de lado  $p_0$  ya que las componentes de secuencia negativa no interfieren en esta potencia.

Las potencias  $p$  y  $q$  se dividen según su parte media y oscilante:

$$p \rightarrow \begin{cases} \bar{p} = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \cos(\varphi_{V+} - \varphi_{I+}) + 3 \cdot V_- \cdot I_- \cdot \cos(\varphi_{V-} - \varphi_{I-}) \\ \tilde{p} = -3 \cdot V_+ \cdot I_- \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{V+} + \varphi_{I-}) - 3 \cdot V_- \cdot I_+ \cdot \cos(2\omega t + \varphi_{V-} + \varphi_{I+}) \end{cases} \quad (2.63)$$

$$q \rightarrow \begin{cases} \bar{q} = 3 \cdot V_+ \cdot I_+ \cdot \sin(\varphi_{V+} - \varphi_{I+}) - 3 \cdot V_- \cdot I_- \cdot \sin(\varphi_{V-} - \varphi_{I-}) \\ \tilde{q} = -3 \cdot V_+ \cdot I_- \cdot \sin(2\omega t + \varphi_{V+} + \varphi_{I-}) + 3 \cdot V_- \cdot I_+ \cdot \sin(2\omega t + \varphi_{V-} + \varphi_{I+}) \end{cases} \quad (2.64)$$

De las expresiones de la potencia real e imaginaria tanto media como oscilante se puede concluir lo siguiente. En primer lugar, las componentes de secuencia positiva y negativa contribuyen en las potencias medias, tanto real como imaginaria. En segundo lugar, las potencias oscilantes son resultado de la presencia de componentes positivas y negativas, entonces, pueden aparecer estas potencias, aunque no haya armónicos.

De las potencias  $p$  y  $q$ , únicamente  $\bar{p}$  representa un flujo de energía unidireccional. Entonces, tal y como se demostrará en las estrategias de control, se pretende que la red alimente a la carga únicamente con  $\bar{p}$  haciendo que las demás potencias sean entregadas por el filtro, ya que estas no representan un consumo energético unidireccional.



### 2.9.3. Caso general incluyendo distorsiones y desequilibrios en las tensiones y corrientes

En un sistema trifásico de 4 hilos como el descrito en el apartado anterior, a parte de las componentes simétricas de frecuencia fundamental, también pueden aparecer componentes armónicas.

En primer lugar, se pueden describir las ecuaciones de las formas de onda de tensión y corriente:

$$\begin{cases} v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_{kn} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{Vkn}) \\ i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{kn} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{Ikn}) \end{cases} \quad k = (a, b, c) \quad (2.65)$$

Estas tensiones y corrientes también pueden expresarse de forma fasorial:

$$\begin{cases} \bar{V}_k = \sum_{n=1}^{\infty} V_{kn} \angle \varphi_{Vkn} = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{V}_{kn} \\ \bar{I}_k = \sum_{n=1}^{\infty} I_{kn} \angle \varphi_{Ikn} = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{I}_{kn} \end{cases} \quad k = (a, b, c) \quad (2.66)$$

Aplicando las definiciones de las componentes simétricas, para cada armónico del orden  $n$  se obtienen las siguientes tensiones

$$\begin{cases} v_{an} = \sqrt{2} \cdot V_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V+n}) + \sqrt{2} \cdot V_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V-n}) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V0n}) \\ v_{bn} = \sqrt{2} \cdot V_{+n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{V+n} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_{-n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{V-n} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V0n}) \\ v_{cn} = \sqrt{2} \cdot V_{+n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{V+n} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot V_{-n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{V-n} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V0n}) \end{cases} \quad (2.67)$$

y corrientes:

$$\begin{cases} i_{an} = \sqrt{2} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I+n}) + \sqrt{2} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I-n}) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I0n}) \\ i_{bn} = \sqrt{2} \cdot I_{+n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{I+n} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_{-n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{I-n} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I0n}) \\ i_{cn} = \sqrt{2} \cdot I_{+n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{I+n} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} \cdot I_{-n} \cdot \sin\left(\omega_n t + \varphi_{I-n} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \quad \quad \quad + \sqrt{2} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I0n}) \end{cases} \quad (2.68)$$

Entonces, se aplica la transformada de Clarke para estas tensiones

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V-n}) \\ v_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot V_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{V+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{V-n}) \\ v_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot V_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{V0n}) \end{array} \right. \quad (2.69)$$

y corrientes:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I-n}) \\ i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_{I-n}) \\ i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_{I0n}) \end{array} \right. \quad (2.70)$$

De estas ecuaciones es posible ver que las componentes de secuencia positiva y negativa contribuyen en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ , mientras que las componentes de secuencia homopolar contribuyen al eje 0.

A las tensiones y corrientes en  $\alpha\beta 0$  se les pueden aplicar las definiciones de potencias. En este caso, se exponen las partes medias y oscilantes por separado de la siguiente manera:

$$\left\{ \begin{array}{l} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{array} \right. \quad (2.71)$$

Entonces, las potencias en los sistemas trifásicos de 4 hilos con componentes positivas, negativas y homopolares de frecuencias fundamental y armónicas son las siguientes:

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{0n} \cdot I_{0n} \cdot \cos(\varphi_{V0n} - \varphi_{I0n}) \quad (2.72)$$

$$\bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\varphi_{V+n} - \varphi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\varphi_{V-n} - \varphi_{I-n}) \quad (2.73)$$

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\varphi_{V+n} - \varphi_{I+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\varphi_{V-n} - \varphi_{I-n}) \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_0 = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{0m} \cdot I_{0n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{V0m} - \varphi_{I0n}) \right] \right. \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{0m} \cdot I_{0n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{V0m} + \varphi_{I0n}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p} = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{V+m} - \varphi_{I+n}) \right] \right. \\ & + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{V-m} - \varphi_{I-n}) \right] \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{V+m} + \varphi_{I-n}) \right] \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{V-m} + \varphi_{I+n}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{q} = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{V_{+m}} - \varphi_{I_{+n}}) \right] \right. \\
 & + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m - \omega_n)t + \varphi_{V_{-m}} - \varphi_{I_{-n}}) \right] \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{V_{+m}} + \varphi_{I_{-n}}) \right] \\
 & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \sin((\omega_m + \omega_n)t + \varphi_{V_{-m}} + \varphi_{I_{+n}}) \right] \right\} \quad (2.77)
 \end{aligned}$$

Estas expresiones describen todas las potencias de un sistema trifásico de 4 hilos bajo condiciones no sinusoidales y desequilibradas. En ellas se describe la interacción de las tensiones y corrientes de igual y diferente frecuencia. Se puede observar que las potencias medias ( $\bar{p}_0$ ,  $\bar{p}$  y  $\bar{q}$ ) son producto de la interacción de una tensión y una corriente de la misma frecuencia, mientras que en las potencias oscilantes ( $\tilde{p}_0$ ,  $\tilde{p}$  y  $\tilde{q}$ ) se contempla la interacción entre tensiones y corrientes de distinta frecuencia o secuencia.

# Capítulo 3: Convertidores y filtros LCL para los filtros activos en paralelo

Siendo los filtros activos equipos conmutados, estos inyectan las corrientes mediante un convertidor. Por lo tanto, los filtros activos no deberían introducir armónicos de conmutación a la red. Previamente, en el apartado 1.2.2, se han introducido los convertidores habituales para los filtros activos de 3 y 4 hilos y se ha presentado el problema de la conmutación. En este capítulo se diseñará el convertidor para un filtro activo de las siguientes características:

$$\begin{cases} V_{DC} = 750V \\ U_n = 400V \\ S_n = 100kVA \\ f_{sw} = 10kHz \end{cases}$$

## 3.1. Diseño del filtro LCL

Partiendo por el diseño del filtro de mitigación de los armónicos de conmutación del filtro, cabe decir que este es un elemento primordial del convertidor. Esto se debe a que sus componentes deben ser elegidos en relación a la corriente nominal del filtro y el rizado permitido en esta, el bus de tensión de DC y la frecuencia de conmutación. Entonces, cada tipología de convertidor debería tener un filtro LCL acorde a este. Además, se debe evitar que el filtro LCL se comporte como una carga pasiva cuando no se emplea el filtro activo.

El filtro LCL hace referencia a su nombre ya que este está compuesto de dos inductancias y un condensador dispuestos tal y como se indica en Fig. 18.

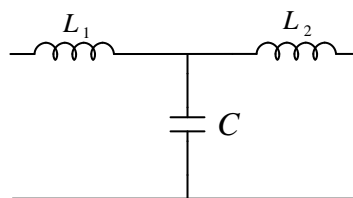


Fig. 18. Filtro LCL monofásico

Para evitar resonancias en el condensador, se suele incluir una resistencia en serie al condensador tal y como se indica en Fig. 19.

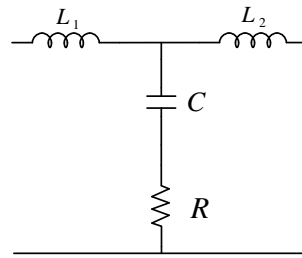


Fig. 19. Filtro LCL monofásico con resistencia en serie al condensador

La nomenclatura empleada suele ser aquella que se refiere a la inductancia  $L_1$  como la que está en el lado del convertidor y a  $L_2$  en el lado de red. La implementación de este filtro en un inversor es la siguiente.

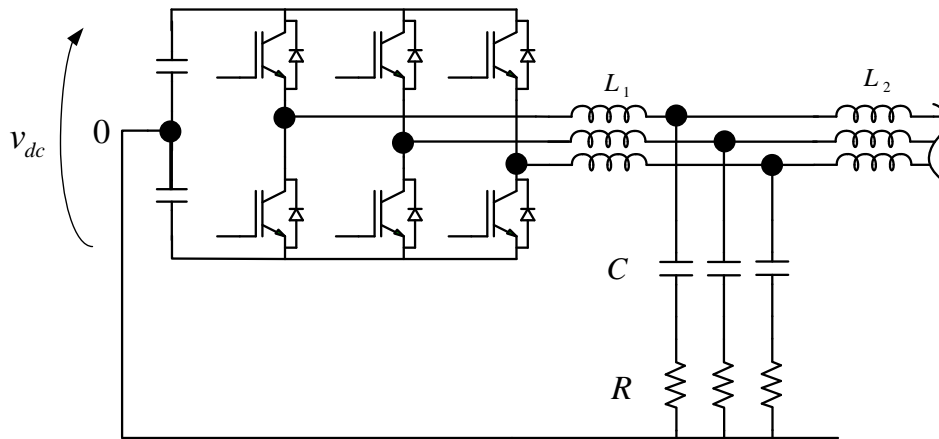


Fig. 20. Filtro LCL trifásico e inversor trifásico de 4 hilos

Una vez introducidos los filtros LCL y su instalación en convertidores, se procede a hacer el diseño de uno aplicable a las características del filtro activo. Para ello, en primer lugar se calcula la inductancia del lado del convertidor  $L_1$ . Los cálculos se hacen siguiendo las indicaciones de [5], [6] y [7].

$$i_{hl} \approx 0.022 \frac{V_{DC}}{f_{sw} \cdot L_1} \quad (3.1)$$

Esta expresión calcula el rizado de corriente armónica a la salida del convertidor dependiendo de la tensión del bus de corriente continua  $V_{DC}$ , de la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  y de la inductancia  $L_1$ . Entonces, para hacer el cálculo de la inductancia, primero se debe decidir un valor para el rizado de corriente. Habitualmente, se emplean rizados de entre un 10 y un 20% de la corriente nominal. Para este caso, el rizado se impone del 10% sobre la corriente nominal, lo que supone 14,4 A (siendo la corriente nominal 144 A para 100kVA y 400V).

Entonces, la inductancia  $L_1$  es:

$$i_{hl} \approx 0.022 \frac{V_{DC}}{f_{sw} \cdot L_1} \rightarrow L_1 \approx 0.022 \frac{V_{DC}}{f_{sw} \cdot i_{hl}} = 0.022 \frac{750}{10 \cdot 10^3 \cdot 14,4} \approx 115 \cdot 10^{-3} H \quad (3.2)$$

$$L_1 = 115 \text{ mH}$$

Una vez calculada la inductancia del lado del convertidor, se procede a calcular la inductancia del lado red y el condensador. Para ello, se calcula la impedancia nominal  $Z_b$  correspondientes a los valores de tensión y potencia nominal.

$$Z_b = \frac{U_n^2}{S_n} = \frac{400^2}{100 \cdot 10^3} = 1,6 \Omega \quad (3.3)$$

El cálculo de esta impedancia se hace para obtener por un lado la inductancia nominal  $L_b$  y la capacidad nominal  $C_b$ .

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi \cdot f} = 5,093 \text{ mH} \quad (3.4)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot 2\pi \cdot f} = 2 \text{ mF} \quad (3.5)$$

Estas se emplean para obtener los límites de la capacidad e inductancias del filtro. Partiendo por la inductancia, se sigue la siguiente regla:

$$L_1 + L_2 \leq 0,1 \cdot L_b \rightarrow L_2 \approx 52,5 \mu H \quad (3.6)$$

Conociendo  $L_2$ , el criterio a aplicar para calcular  $C$  se basa en que la frecuencia de resonancia  $\omega_{res}$  entre  $C$  y la inductancia equivalente  $L_{eq}$  calculada en (3.7) sea al menos el doble de grande que la frecuencia del último armónico a compensar. En este caso, se emplea un ancho de banda de compensación hasta los 1000Hz, por lo que la frecuencia de resonancia se puede establecer en 2000Hz (12566 rad/s). Entonces, en primer lugar, se calcula la inductancia equivalente de la siguiente manera:

$$L_{eq} = L_1 // L_2 = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = 38,33 \mu H \quad (3.7)$$

Con la inductancia equivalente se calcula el condensador de la siguiente manera:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_{eq} \cdot C}} \rightarrow 12566 = \sqrt{\frac{1}{38,33 \cdot 10^{-6} \cdot C}} \quad (3.8)$$

$$C \approx 165 \mu F$$

Para verificar que el condensador calculado es apto para el filtro, se aplica la regla por la cual el condensador no puede ser más grande del 5% de  $C_b$ .

$$C \leq 0,05 \cdot C_b \rightarrow C_{max} = 100 \mu F \rightarrow C = 100 \mu F \quad (3.9)$$

Siendo la capacidad máxima menor a la calculada mediante la frecuencia de resonancia, se elige la nueva  $C$  como la máxima y se recalcula  $L_{eq}$  y  $L_2$  con las expresiones de (3.7) y (3.8), obteniéndose  $L_2 \approx 140 \mu H$ .

Finalmente, conociéndose los valores de  $L_1$ ,  $L_2$  y  $C$ , se calcula la resistencia  $R$  en serie al condensador. Para los valores calculados anteriormente, la resistencia adecuada es de  $R = 0,1 \Omega$ .

## 3.2. Tipologías y control del convertidor

En este apartado se exponen las tipologías de convertidores a emplear en el filtro activo según las características que han sido especificadas.

En primer lugar, se mostrarán las distintas tipologías de convertidor que pueden ser empleadas en este filtro, para después ajustar el controlador.

### 3.2.1. Convertidor con control en $dq0$ y SVPWM

En este apartado se muestra un primer modelo de convertidor. Este se basa en primer lugar en el inversor con su respectivo filtro LCL, el cual ya ha sido calculado, y por otro lado el control. El control se encarga de que las referencias de corriente que da el filtro activo sean inyectadas correctamente. Para aquellas aplicaciones en las que se use el convertidor para trabajar con tensiones y corrientes de baja frecuencia y donde no se requiera una respuesta excesivamente rápida, se puede hacer un control PI de lazo cerrado con las corrientes sinusoidales. Sin embargo, los filtros activos requieren respuestas muy rápidas y trabajar a altas frecuencias, y por ello no se puede emplear este tipo de control. La solución para poder controlar el inversor bajo estas condiciones es hacer un control en  $dq0$ , ya que permite trabajar al control con referencias de corriente continua en vez de referencias de corriente alterna.

El control en  $dq0$  consiste en hacer un cambio de coordenadas de abc a  $dq0$  sobre las referencias de corriente y sobre la realimentación del controlador para después hacer el cambio a la inversa a la hora de comparar la señal con la triangular. Además, para poder tener un rango de modulación mayor, se emplea la tecnología del SVPWM, es decir, el control vectorial. De esta manera, se obtiene un primer modelo de convertidor en PSIM 9.0.3. como el siguiente.



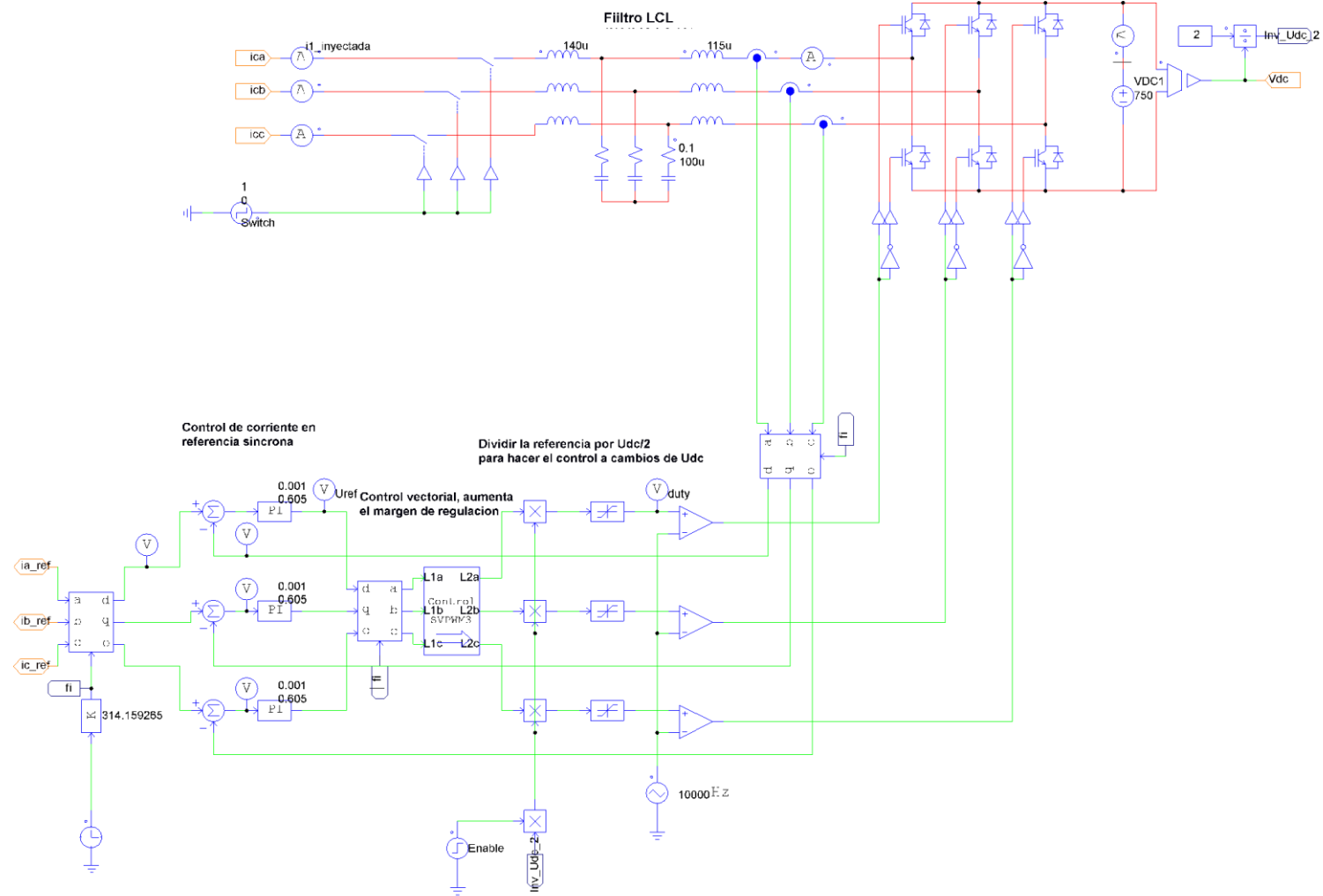


Fig. 21. Modelo de convertidor con control en  $dq$  y SVPWM

En primer lugar, para este modelo las corrientes de referencia a inyectar se dan en  $i_{a\_ref}$ ,  $i_{b\_ref}$  e  $i_{c\_ref}$ . Estas se convierten a corrientes en  $dq0$  mediante el bloque de transformada de Park. Para ello, es necesario dar información de la fase ( $\phi$ ) de las tensiones de red. Una vez obtenidas las referencias de corriente en  $dq0$ , se les resta las corrientes inyectadas, previamente transformadas a  $dq0$ , obteniendo el error de corriente y haciendo el control PI en lazo cerrado. A continuación, se hace la antitransformada de Park, se aplica el algoritmo del SVPWM y se divide la señal entre la mitad de la tensión medida del bus de corriente continua del convertidor. De esta manera, se obtiene un “duty” a comparar con la señal triangular con el cual también se hace un control a cambios de la tensión del bus de continua. La tensión del bus de corriente continua se elige a 750 V. Finalmente, a la salida del convertidor se sitúa el filtro LCL calculado previamente y un interruptor.

A pesar de que este control da buenos resultados, este puede ser mejorado con un control digital. Este consiste en muestrear de forma digital la señal de la corriente inyectada eliminando el rizado. Este efecto se muestra más adelante al validar el convertidor mediante simulaciones. El muestreo puede hacerse una vez por periodo de la frecuencia de conmutación a 10000 Hz, o bien, dos veces por periodo a 20000Hz. El hecho de muestrear dos veces por periodo permite reducir el retraso del control, y por lo tanto tener un mayor ancho de banda. El retraso del control se corresponde a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} 1 \text{ muestra/periodo} \rightarrow T_d = 1.5 \cdot T_{sw} = 1,5 \cdot \frac{1}{f_{sw}} \\ 2 \text{ muestra/periodo} \rightarrow T_d = 0,75 \cdot T_{sw} = 0,75 \cdot \frac{1}{f_{sw}} \end{cases} \quad (3. 10)$$

Donde  $T_d$  es el retraso del control y  $T_{sw}$  es el periodo de conmutación.

La implementación del muestreo se expone en el siguiente modelo.

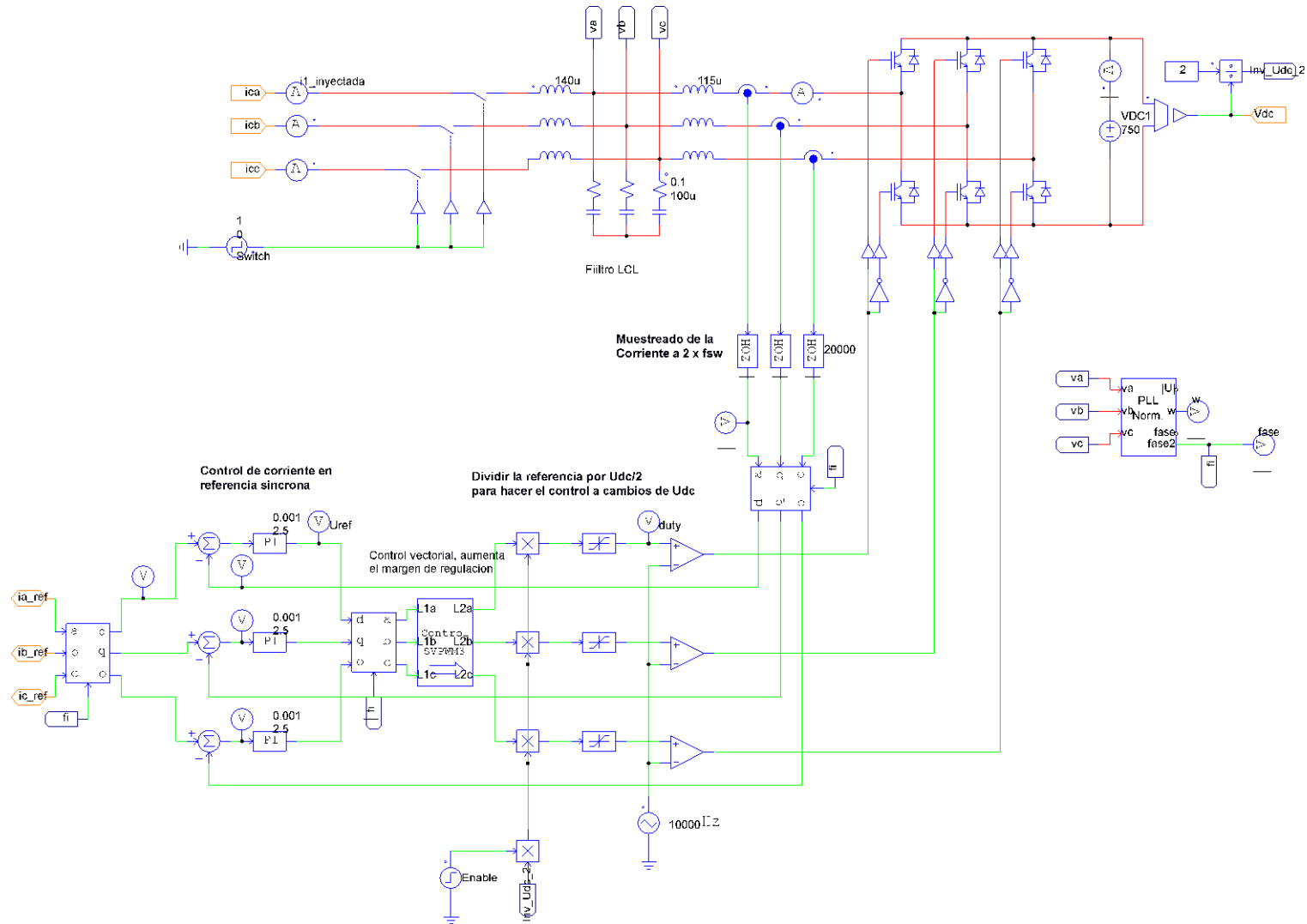


Fig. 22. Modelo de convertidor con control en  $dq$ , SVPWM y con muestreo discreto

Tal y como se muestra en el modelo, en la lectura de las corrientes inyectadas se hace el muestreo digital. En este caso, se elige el muestreo a 20000Hz mejorando el ancho de banda del filtro. Además, en este modelo se incluye una PLL para obtener la fase ( $\phi$ ). El principio de funcionamiento de una PLL se explica más adelante junto a un modelo de PLL.

Con el modelo del convertidor realizado, este puede ser sintonizado para validar sus características.

En primer lugar, se calcula la parte proporcional del controlador, es decir,  $K_p$ . Para ello, se calcula el ancho de banda del controlador de corriente. Para que el sistema sea estable, se debe seguir la siguiente condición.

$$\omega_c \ll \omega_d ; \omega_d = 2\pi/T_d \quad (3.11)$$

Entonces, empleando el control digital con dos muestreos por periodo,  $T_d = 0,75 \cdot T_{sw}$  y se calcula  $\omega_c$  para que sea 10 veces menor a  $\omega_d$  manteniendo así la estabilidad. Por lo tanto:

$$\omega_c = \frac{\omega_d}{10} = \frac{2\pi/T_d}{10} = \frac{2\pi}{0,75 \cdot T_{sw} \cdot 10} = \frac{2\pi \cdot f_{sw}}{0,75 \cdot 10} = \frac{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3}{0,75 \cdot 10} \quad (3.12)$$

$$\omega_c = 8377.58 \frac{rad}{s}$$

Para obtener  $K_p$ , se hace una aproximación de la siguiente manera.

$$K_p \approx \omega_c \cdot L_1 = 8377.58 \cdot 115 \cdot 10^{-6} = 0.96 \quad (3.13)$$

$$K_p = 0.96$$

Con la validación del convertidor, se ha comprobado de forma experimental que la estabilidad se mantiene hasta un valor proporcional de  $K_p = 2.5$ .

En cuanto a la parte integral de controlador, se puede hacer la siguiente aproximación:

$$\frac{1}{T_i} \ll \omega_c \rightarrow T_i \gg \frac{1}{\omega_c} \rightarrow T_i = 0.001 s \quad (3.14)$$

En resumen, este controlador es estable con los siguientes valores calculados:

$$\begin{cases} K_p = 2.5 \\ T_i = 0.001 s \end{cases}$$

Cabe decir que el convertidor puede ser adaptado para filtros de 4 hilos simplemente dividiendo la tensión del bus de continua entre los dos condensadores, y empleando el punto medio para usarlo de neutro del convertidor, como se muestra en la Fig. 6.

### 3.2.1.1. Validación del convertidor

Para comprobar el correcto funcionamiento del convertidor, este es validado mediante simulaciones. Para ello, se hace que el convertidor inyecte su potencia nominal, 100 kVA. Esto se puede hacer dando tres referencias de corriente al convertidor, las cuales son sinusoidales, desfasadas  $120^\circ$  entre ellas y con un valor eficaz de 144 A (al ser la red de 400V). El ángulo de desfase entre las tensiones y las corrientes define la potencia activa y reactiva inyectada. Para poder ver la dinámica del convertidor con claridad, se elige inyectar 100 kW de potencia activa haciendo que no haya desfase entre tensión y corriente.

Con el controlador ajustado y con el muestreo a 20kHz, se simula el convertidor, haciendo que este inyecte 100 kW en 0.5s.

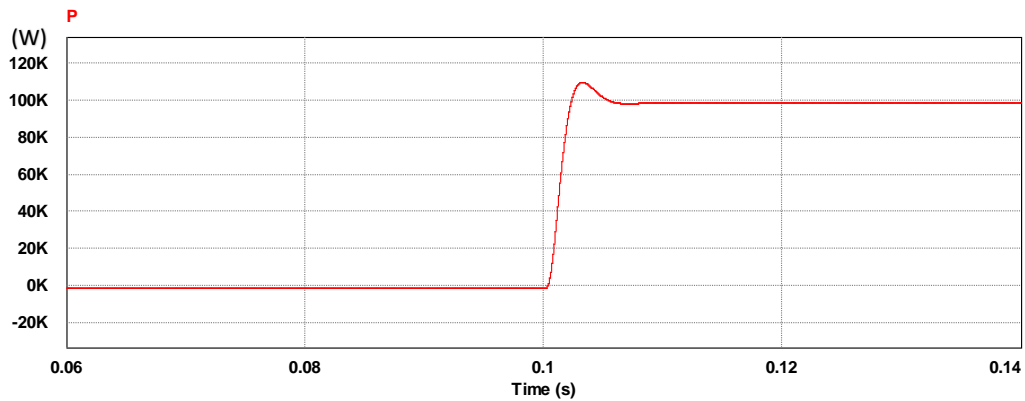


Fig. 23. Respuesta dinámica de la potencia del convertidor

El convertidor muestra una buena dinámica. Muestra un sobrepico de 10 kW, es decir, del 10%. La señal de la potencia se estabiliza rápidamente en aproximadamente 8ms. La corriente inyectada para conseguir esta respuesta puede ser comparada con la corriente de referencia. Al ser un sistema equilibrado trifásico, se muestran las corrientes de la fase L1.

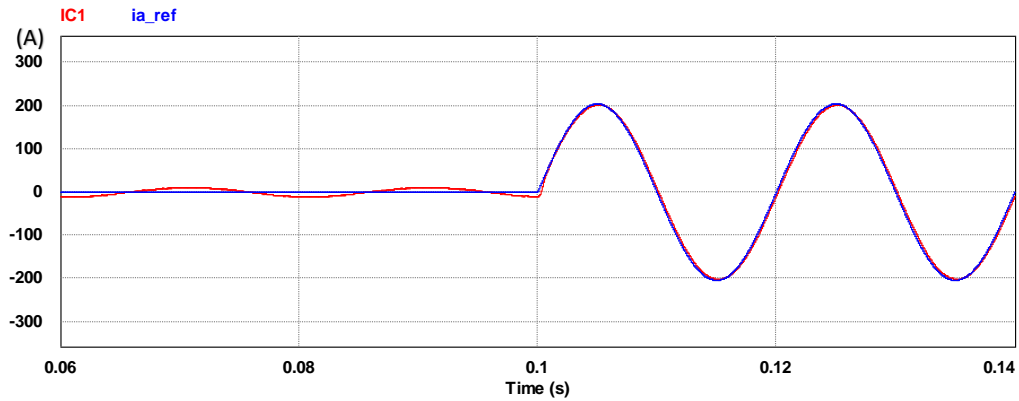


Fig. 24. Corriente del convertidor (IC1) después del filtro LCL y corriente de referencia (Ia\_ref)

Este gráfico demuestra cómo bajo el control en  $dq0$ , el convertidor es capaz de seguir la referencia sinusoidal exitosamente. Por un lado, de color rojo se muestra la corriente después del filtro LCL y por el otro lado, de color azul la corriente de referencia. Mediante un control PI en lazo cerrado habitual, el convertidor siempre iría retrasado respecto a la referencia.

Antes de la conexión en 0.1s, se aprecia una ligera senoide en la corriente del convertidor. Esta corriente es debida a la potencia que consume el filtro LCL de red. Este consumo puede ser evitado si es considerado en el procesamiento de potencias del control del filtro, haciendo que este lo alimente.

Para ver el efecto del muestreo, se comparan las corrientes de antes del filtro LCL con la corriente que recibe el control del filtro.

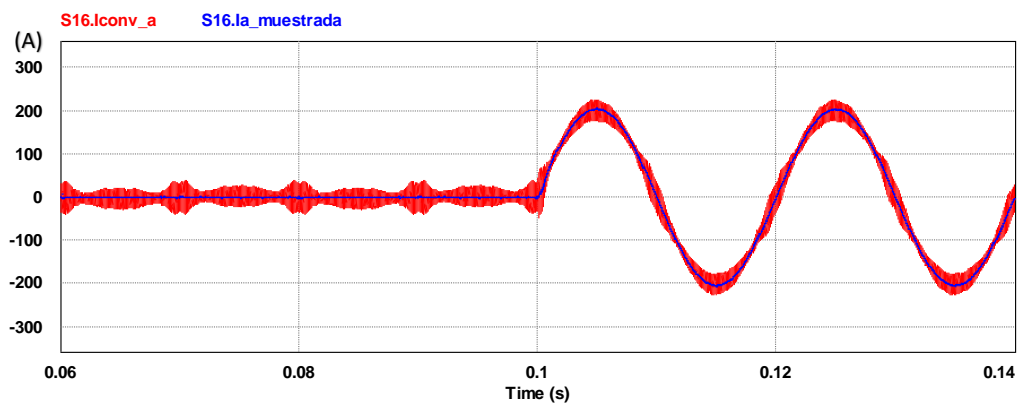
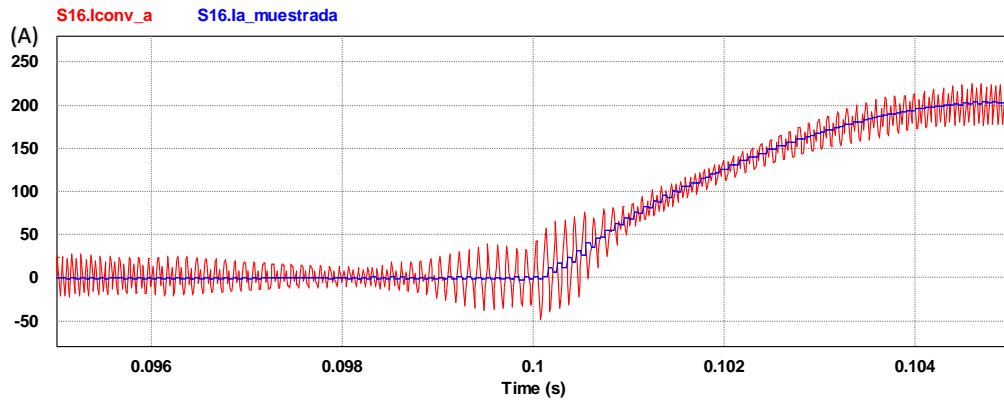


Fig. 25. Corriente del convertidor antes del filtro LCL (Iconv\_a) y corriente después del muestreo (Ia\_muestrada)

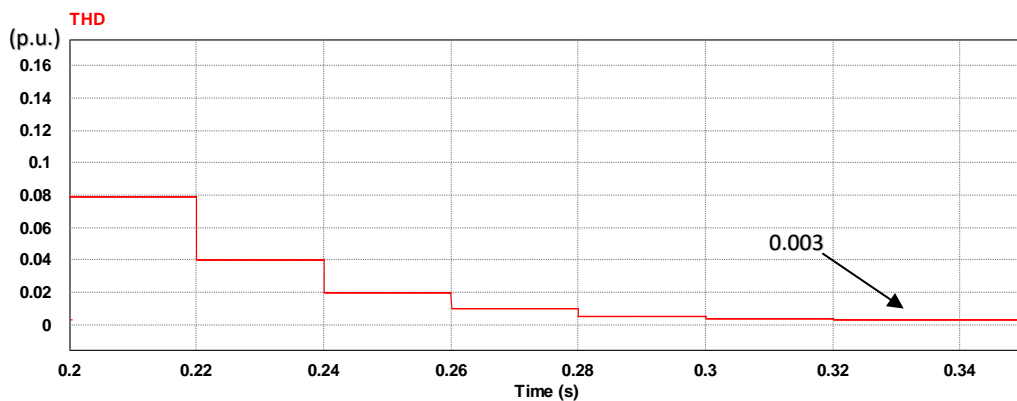
Por un lado, se observa la corriente entre el inversor y el filtro LCL de color rojo. Esta corriente tiene un gran rizado. Aplicando el muestreo para evitar que el rizado llegue al controlador, se obtiene la señal de color azul. El efecto del muestreo se puede observar en el siguiente gráfico.



**Fig. 26.** Vista en detalle de la corriente del convertidor antes del filtro LCL (Iconv\_a) y de la corriente después del muestreo (Ia\_muestrada)

Este gráfico muestra como se genera la señal que recibe el control. Por cada periodo del rizado de la corriente, se toman dos puntos construyendo una señal sin prácticamente rizado.

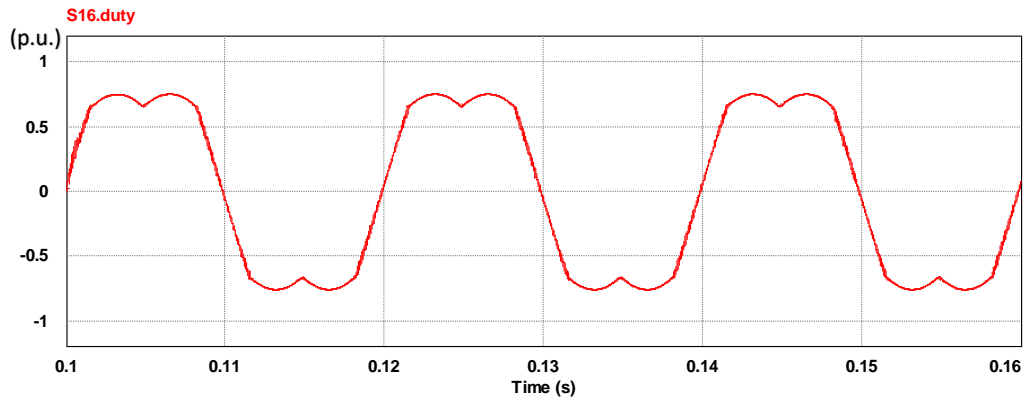
Para acabar de validar el convertidor, se comprueba el THD de la corriente inyectada, es decir, después del filtro LCL.



**Fig. 27.** Tasa de distorsión armónica (THD) en p.u. de la corriente después del filtro LCL

Después del transitorio de la inyección de 100kW, el THD se estabiliza en 0.003p.u. (0.3%).

Finalmente, para demostrar la implementación del SVPWM, se muestra el “duty” característico de esta técnica de control.



**Fig. 28. Duty con el control SVPWM**

A diferencia de un “duty” habitual para un control de PWM, este no tiene una forma de onda puramente sinusoidal.

Estas gráficas han demostrado el correcto funcionamiento del convertidor. Sin embargo, para la simulación del filtro activo y la muestra de resultados se puede emplear un convertidor ideal. Este supuesto convertidor ideal evitaría cualquier tipo de rizado, incluso en las corrientes armónicas, haciendo que las gráficas de simulación puedan ser interpretadas con mayor claridad. Por esta razón, a continuación se muestra un modelo construido en PSIM 9.0.3. de un convertidor ideal.



### 3.2.2. Modelo de convertidor ideal

Tal y como ha sido explicado, con tal de facilitar la comprensión de las simulaciones de los distintos modelos de filtro activo, se implementa un convertidor ideal. Este convertidor inyecta exactamente la referencia de corriente del control sin ningún tipo de rizado. El principio de funcionamiento del convertidor se basa en uso de fuentes de corriente ideales reguladas por una señal externa. Para poder describir en profundidad el modelo, primero se muestra la implementación en PSIM 9.0.3.

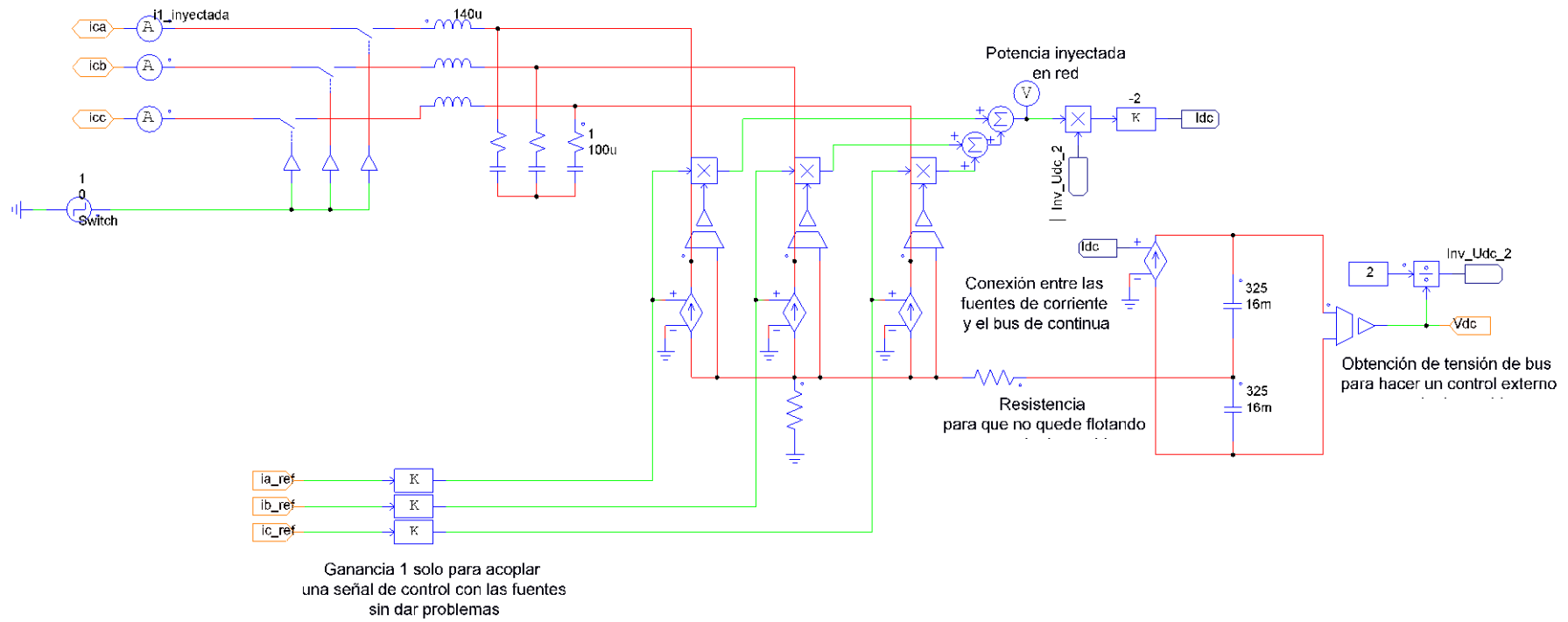


Fig. 29. Modelo de convertidor ideal

Describiendo el modelo desde la entrada de las referencias, estas son llevadas directamente a las fuentes de corriente. Para evitar problemas durante la simulación, estas referencias se han multiplicado por una ganancia de 1. Seguidamente, para poder obtener una tensión de bus DC, se hace una implementación donde, a partir de la potencia instantánea inyectada según la definición en abc, se calcula la corriente del bus DC. Esto hace que el bus DC externo reciba la fluctuación de potencia realizada por las fuentes de corriente.

Siguiendo con el análisis, el siguiente elemento es el filtro pasa-bajos. Este es el mismo empleado en el modelo de convertidor real, pero con la diferencia de que se ha excluido la inductancia para los armónicos de conmutación. De esta manera, se obtiene la misma respuesta transitoria que con el convertidor real.

Para hacer el control de la tensión del bus de corriente continua y de la reactiva consumida por el filtro pasa-bajos, se puede hacer una implementación dentro del procesado de las potencias del filtro activo, o bien, se puede hacer un control en  $dq$  independiente del filtro. Esto es posible ya que la corriente  $i_d$  se puede relacionar con la potencia activa y la corriente  $i_q$  con la potencia reactiva. De esta manera, para controlar la tensión del bus DC, se hace un control PI sobre el error de tensión obteniendo la corriente asociada a la potencia que fluctúa en el bus. Y por el otro lado, se da una corriente  $i_q$  constante con la cual se compensa toda la potencia reactiva del filtro. Esta implementación se muestra en el siguiente esquema.

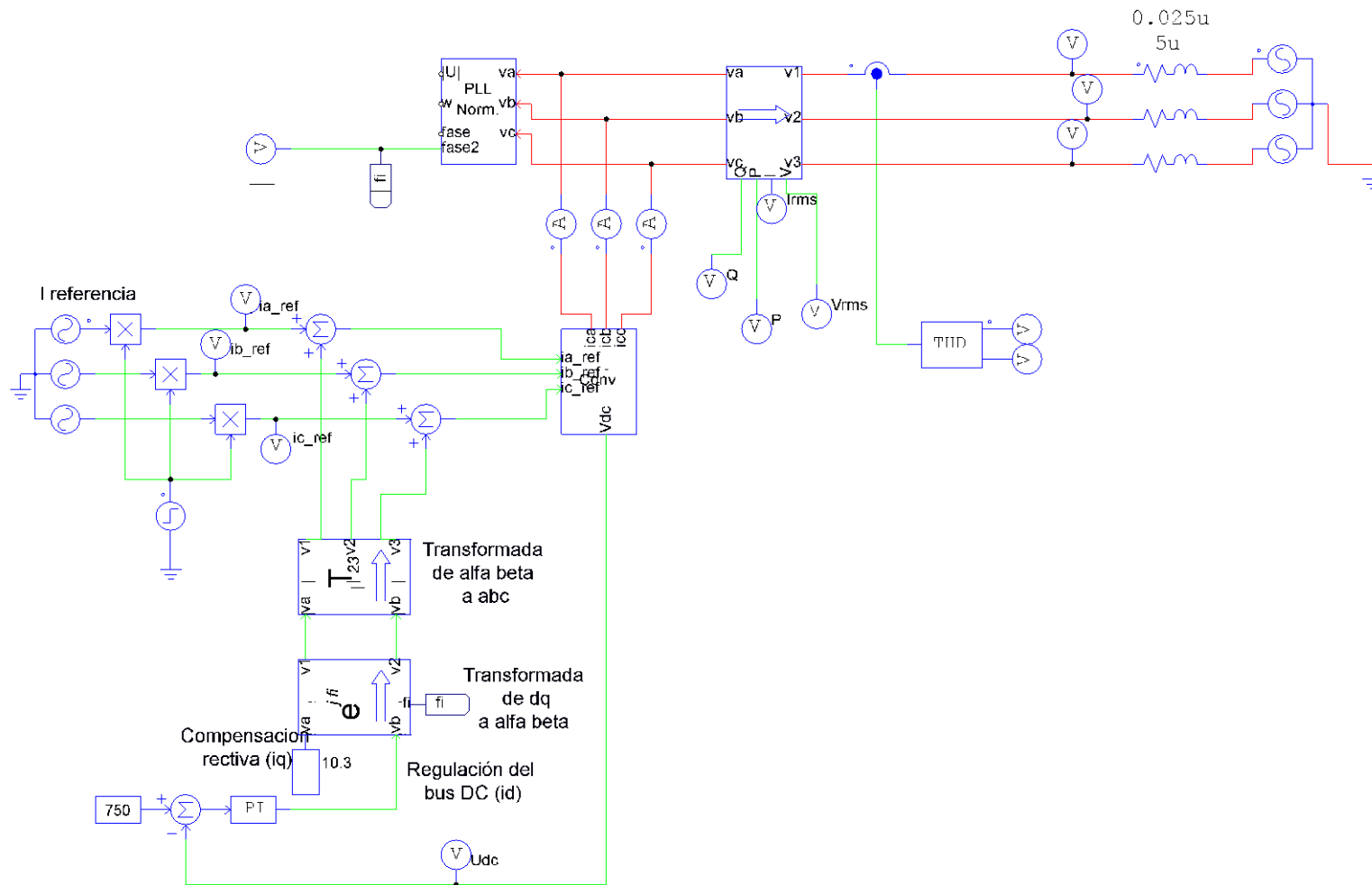


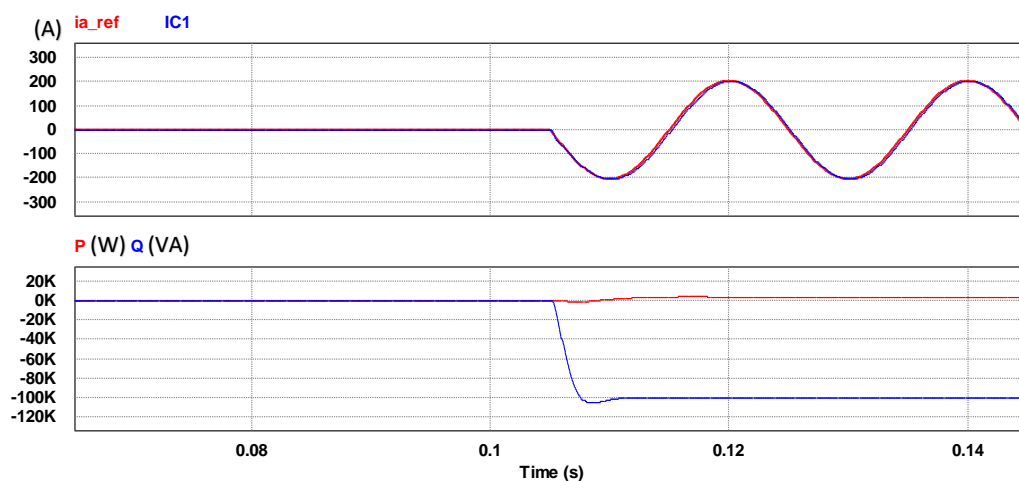
Fig. 30. Generación de referencias del convertidor ideal y modelo de red

Tal y como puede observarse del esquema, del subcircuito del modelo del convertidor se obtiene la tensión del bus de corriente continua para ser regulada y mantenida a 750V. El controlador implementado tiene  $K_p=1$  y  $T_i=0.005s$ . Por el otro lado, la potencia reactiva que consume el filtro pasa-bajos puede ser compensado con una corriente  $i_q = 10.3A$ . Estas corrientes en  $dq$  se transforman a  $\alpha\beta$  gracias a la fase obtenida en la PLL, para posteriormente ser transformadas a abc y sumadas a las referencias del filtro.

Para dar las referencias de corriente, se emplean fuentes de tensión.

### 3.2.2.1. Validación del convertidor ideal

Con el objetivo de demostrar el correcto funcionamiento del convertidor ideal, se hará que este inyecte 100 kVA observando que mantiene la misma dinámica que el convertidor real, pero sin rizado en la corriente. En este caso, la potencia inyectada será puramente reactiva, es decir, la referencia será de 100 kvar, lo que suponen corrientes de 144 A desfasadas  $90^\circ$  de las tensiones de sus respectivas fases. En primer lugar, se muestra la potencia reactiva inyectada.



**Fig. 31. Corrientes de referencia ( $I_{a\_ref}$ ) y del convertidor ( $IC1$ ) y potencias activa ( $P$ ) y reactiva ( $Q$ ) inyectadas del convertidor**

En la activación de la referencia en 0.105s, la potencia reactiva (mostrada en el gráfico inferior) pasa a 100 kvar con una respuesta rápida y con poco sobrepico. Respecto a la corriente, el convertidor ideal sigue a la perfección la referencia de corriente.

A diferencia de las simulaciones con el convertidor real, aquí se han eliminado las corrientes iniciales provocadas por el consumo de reactiva del filtro pasa-bajos, sin tener que hacer una implementación en el procesado de potencias del control del filtro.



Una vez validado el convertidor ideal, este se empleará en la simulación de los distintos modelos de filtros activos. Esto se hace para dar más importancia a la técnica de control del filtro que a la del convertidor.

# Capítulo 4: FILTROS ACTIVOS TRIFÁSICOS DE TRES HILOS

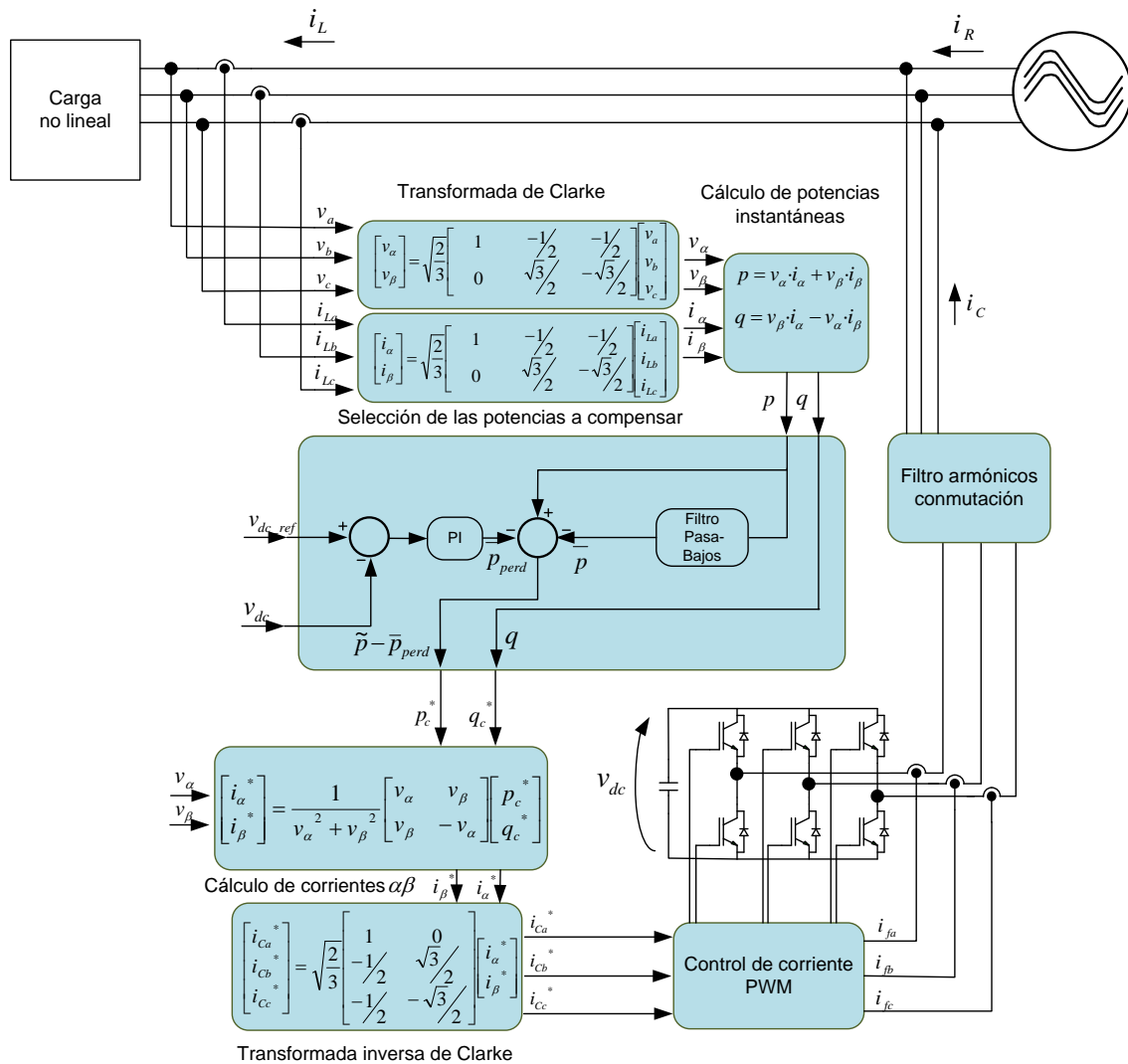
---

En este apartado se exponen las técnicas de control más habituales en los filtros trifásicos de tres hilos mediante modelos. Los modelos se presentan en tiempo continuo y se harán validaciones de su correcto funcionamiento. Para poder validar y simular estos modelos, se empleará el programa PSIM 9.0.3. el cual permite la implementación de circuitos de potencia con circuitos de control.

## 4.1 Filtros activos para la compensación de potencia constante

Esta estrategia de control para los filtros activos fue la primera en ser desarrollada basándose en la teoría  $p-q$ . El objetivo de este control es que la fuente de alimentación (red) entregue una potencia constante en términos de potencia real instantánea. Para ello, es importante que el filtro se instale cerca de la carga y debe compensar la totalidad de la potencia imaginaria instantánea  $q$  y la parte oscilante de la potencia real  $\tilde{p}$ .

Para facilitar la comprensión de esta estrategia, se muestra el esquema de control y potencia del filtro bajo esta estrategia de control.



**Fig. 32. Modelo del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante**

Tal y como se observa en el esquema, en primer lugar, se hace una lectura de las tensiones de fase y las corrientes de carga. Estas se transforman en  $\alpha\beta 0$  con la particularidad que la componente homopolar no se tiene que considerar, tal y como ha sido comentado anteriormente para los filtros de tres hilos. A partir de las tensiones y corrientes en  $\alpha\beta 0$ , se hace el cálculo de las potencias real e imaginaria instantáneas. Las diferencias entre las ecuaciones del modelo y las teóricas se deben a como se referencia el sentido de las potencias y corrientes.

Para efectuar la estrategia de compensación constante de potencia, en el bloque de selección de potencias se muestra como en primer lugar, se separa la parte oscilante de la potencia ( $\tilde{p}$ ) de la componente media ( $\bar{p}$ ) mediante un filtro pasa-bajos. Además, con la lectura de la tensión del bus DC del convertidor, se obtienen las pérdidas del filtro ( $\bar{p}_{perd}$ ) gracias a un controlador PI en lazo cerrado con el objetivo de mantener la tensión de bus constante. Esta potencia es considerada en los cálculos de las corrientes de referencia para que la red alimente estas pérdidas. En lo que



concierno a la potencia imaginaria instantánea, este filtro está diseñado para eliminarla por completo. Por lo tanto, la potencia que pasará al lado de red será únicamente activa y constante.

Siguiendo con el diagrama de control, una vez se obtienen las potencias a eliminar, es decir, las referencias, se transforman a corrientes en  $\alpha\beta 0$  usando las tensiones previamente calculadas. Finalmente, se aplica la matriz inversa de Clarke y se obtienen las corrientes de referencia en abc.

#### **4.1.1 Modelo de simulación**

El esquema de control de este filtro puede ser implementado en una simulación obteniendo un modelo de filtro. Para este caso, se simula con el software PSIM 9.0.3., y el modelo es el siguiente.

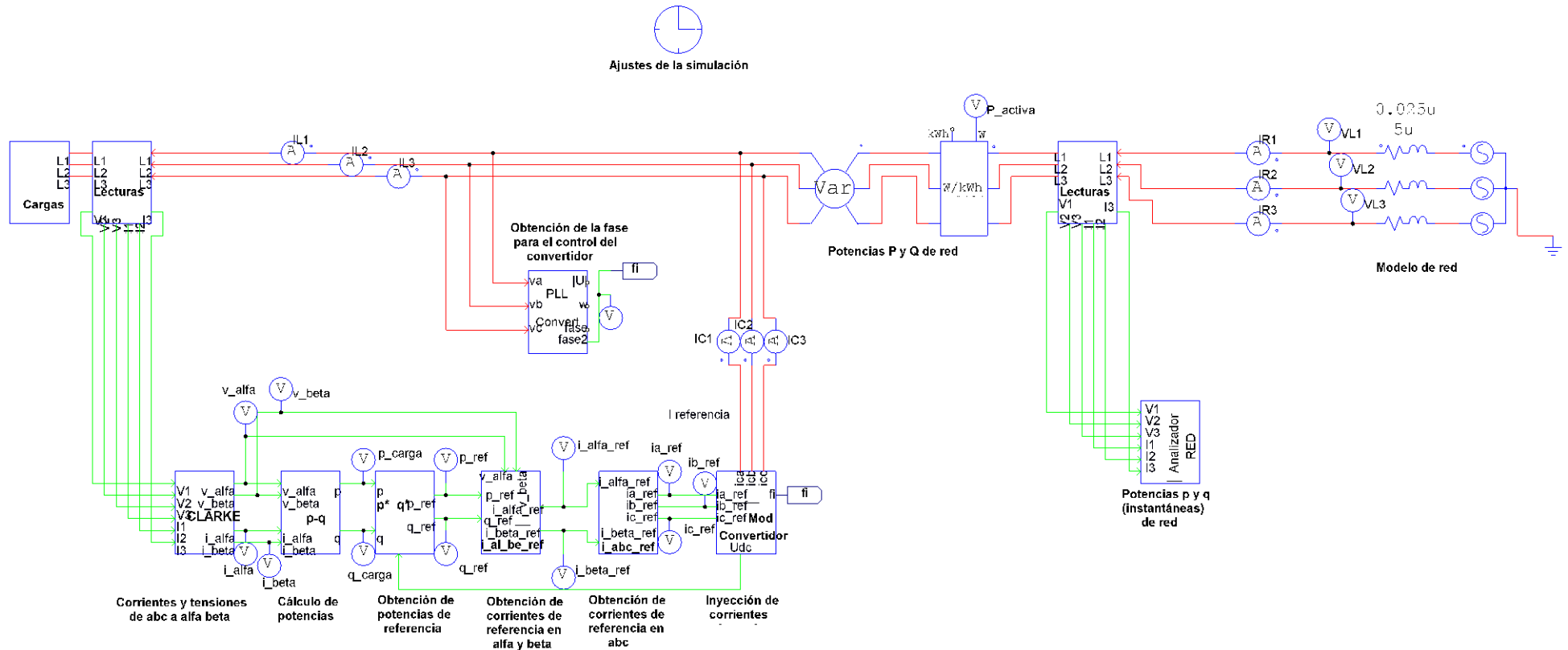
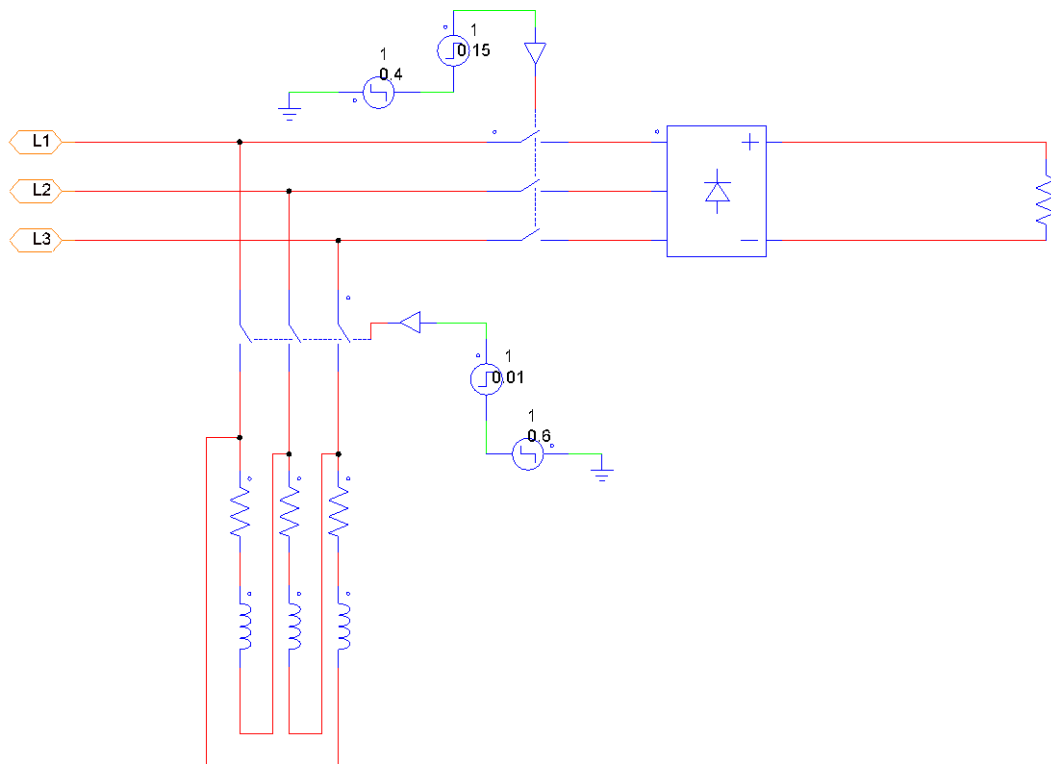


Fig. 33. Modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante

El modelo ha sido estructurado por subcircuitos, los cuales serán descritos con detalle a continuación. Estos se encargan de ordenar las partes del modelo siguiendo el mismo criterio que el esquema de bloques anterior.

Analizando los subcircuitos de izquierda a derecha, el primero a describir es el de las cargas. Este es el único que puede ser modificado durante las simulaciones para probar el modelo en distintos escenarios. Un ejemplo de subcircuito de carga es el siguiente.



**Fig. 34. Subcircuito de cargas del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante**

En este caso, hay dos cargas. En primer lugar, una carga de carácter resistivo-inductivo trifásica conectada en triángulo, y por el otro lado un puente de diodos trifásico con una resistencia en el lado de corriente continua. Ambas cargas son activadas y desactivadas por interruptores controlados por escalones ascendentes y descendentes con un tiempo de actuación determinado.

Siguiendo por el subcircuito de lectura, este se repite en dos ocasiones, ya que es interesante conocer los valores de corriente y tensión antes y después del filtro para posteriormente hacer el cálculo de la potencia y comprobar la efectividad del modelo. En el interior del subcircuito se encuentra lo siguiente.

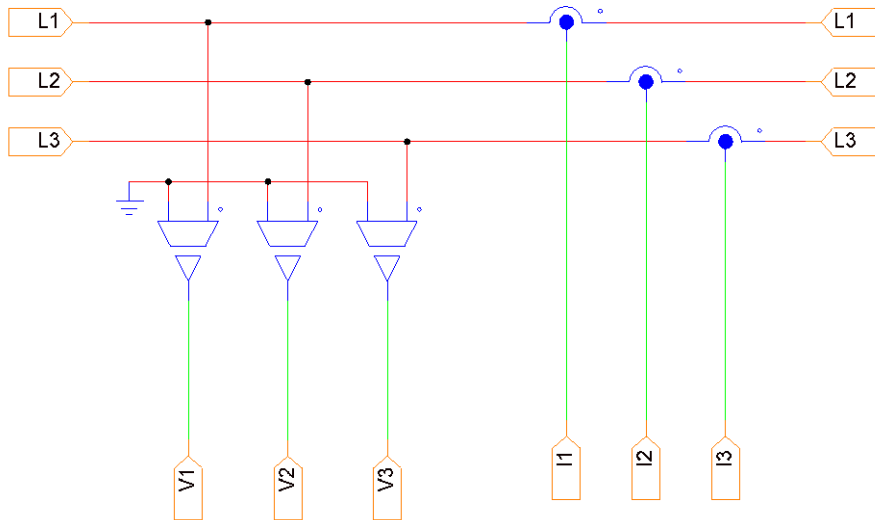


Fig. 35. Subcircuito de lecturas del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante

Tal y como se muestra en la Fig. 35, en el interior del subcircuito de lectura entran y salen las tres líneas pasando por tres sensores de corriente y tres de tensión, los cuales convierten los valores de tensión y corriente instantáneos del circuito de potencia (cable rojo) para ser empleados en circuitos de control (cable verde).

Es siguiente subcircuito es el de la transformada de Clarke, donde se aplican las expresiones mencionadas anteriormente para transformar las tensiones y corrientes de abc obtenidas en la lectura a  $\alpha\beta 0$ .

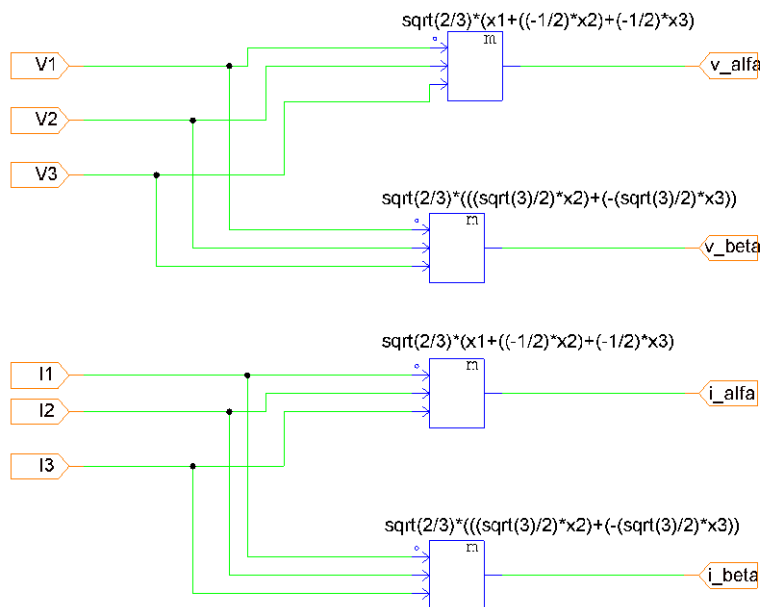
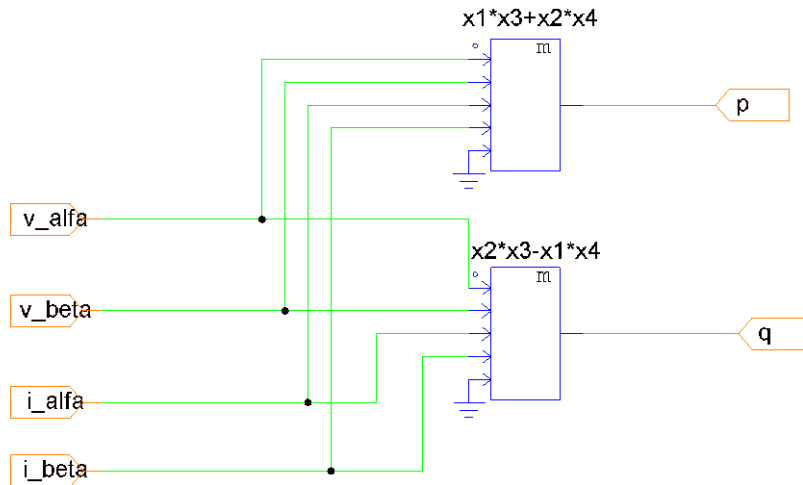


Fig. 36. Subcircuito de transformada de Clarke del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante

La implementación de la matriz de Clarke para tensión o corriente se hace mediante los bloques de función matemática de tres entradas donde  $x_1$ ,  $x_2$  y  $x_3$  están ordenados verticalmente siendo  $x_1$  el pin superior y  $x_3$  el inferior.

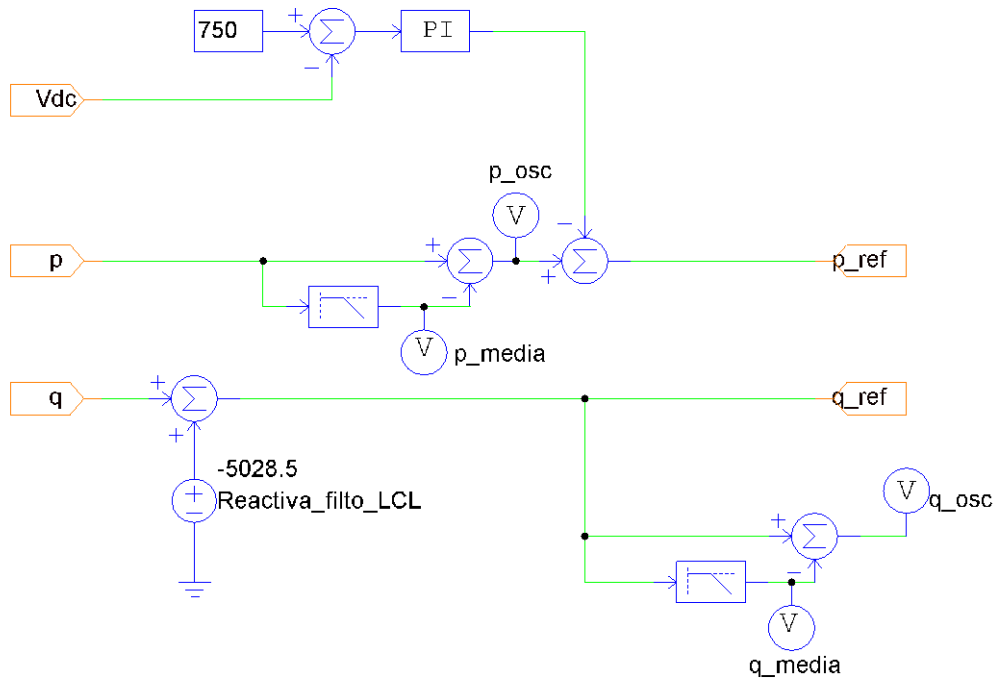
Con las tensiones y corrientes en  $\alpha\beta 0$ , se procede al cálculo de  $p$  y  $q$  en el bloque de cálculo de potencias. En este bloque se aplican las expresiones descritas en la teoría de la potencia instantánea en redes de tres hilos.



**Fig. 37. Subcircuito de cálculo de potencias del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante**

Tal y como muestra la Fig. 37, se emplean bloques de función matemáticas de 5 entradas dejando una sin utilizar. En ellos se aplica la expresión correspondiente de  $p$  y  $q$ .

Una vez calculadas las potencias activa y reactiva instantáneas, se procede a seleccionar aquellas que quieren ser eliminadas por el filtro, es decir, se obtienen las potencias de referencia.

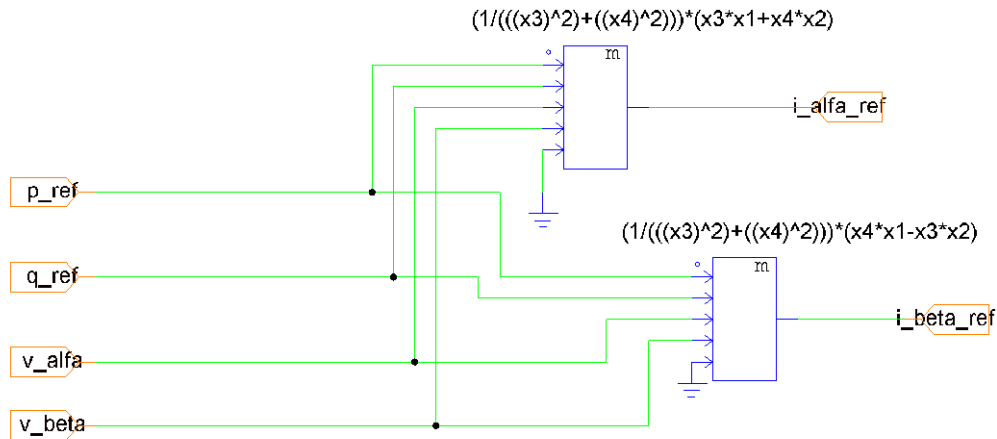


**Fig. 38. Subcircuito de obtención de potencias de referencia del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante**

En concordancia con el diagrama de bloques expuesto anteriormente, se filtra la potencia real  $p$  para separar la parte oscilante  $\tilde{p}$  ( $p\_osc$ ) de la media  $\bar{p}$  ( $p\_media$ ). Esto se hace mediante un filtro pasa-bajos, que en este caso tiene una frecuencia de corte de 20Hz. Además, también se realiza el control de la tensión del bus DC del convertidor mediante un control PI en lazo cerrado, que se encargará de que fluya potencia de red al bus DC para compensar las pérdidas en este, manteniendo la tensión constante. El ajuste del controlador se ha fijado en  $K_p=45$  y  $T_i=0,05s$ . Esto también se puede realizar controlando el convertidor en  $dq$  tal y como se explica en el Capítulo 3 obteniéndose una mejor respuesta.

En cuanto a la potencia imaginaria  $q$ , se pretende eliminar toda haciendo que el convertidor inyete la potencia de la carga con símbolo contrario. Además, debido a que el filtro LCL es una carga de carácter reactivo, este consume  $\bar{q}$ . Para este filtro, el consumo es de 5028,5 VA. Esta potencia puede ser compensada añadiéndola a la referencia de  $q$  de forma externa, o bien desde el convertidor con un control en  $dq$ . En cuanto a la obtención de  $\tilde{q}$  ( $q\_osc$ ) y  $\bar{q}$  ( $q\_media$ ), estas lecturas se emplean únicamente para ser muestreadas como un desglose de  $q$ .

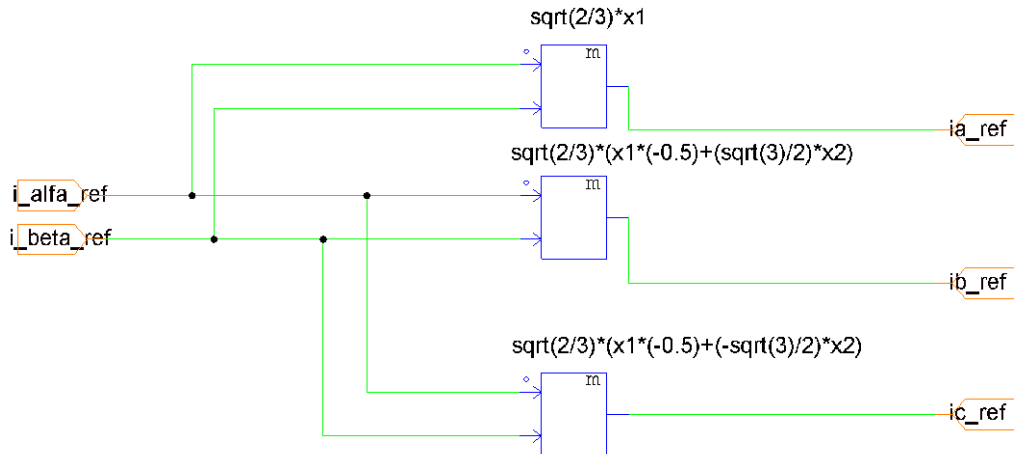
Las potencias de referencia se emplean en el siguiente subcircuito junto a las tensiones en  $\alpha\beta 0$  previamente calculadas para obtener las corrientes de referencia en  $\alpha\beta 0$  mediante las expresiones expuestas anteriormente.



**Fig. 39.** Subcircuito de obtención de corrientes de referencia en  $\alpha\beta$  del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante

La implementación de las ecuaciones para obtener las corrientes de referencia en  $\alpha\beta 0$  se hace con bloques matemáticos de 5 entradas, de las cuales se emplean 4 y la sobrante no se utiliza, por lo que se anula.

Una vez calculadas las corrientes de referencia en  $\alpha\beta 0$ , estas son llevadas al siguiente subcircuito para aplicar la transformada de Clarke inversa, obteniendo las corrientes de referencia en abc.



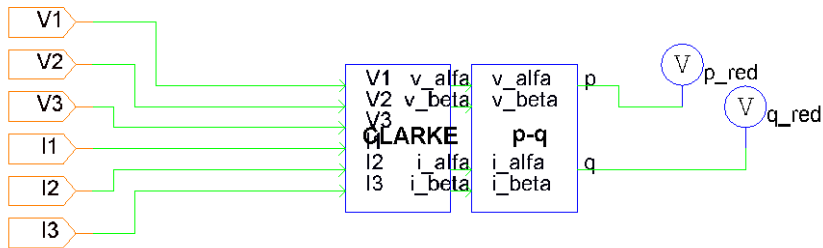
**Fig. 40.** Subcircuito de obtención de corrientes de referencia en abc del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante

Para el cálculo de las corrientes de referencia en abc, se emplean los bloques de función matemática con las expresiones obtenidas de la matriz.

Estas referencias de corriente en abc son llevadas al subcircuito del modelo de convertidor, el cual ha sido explicado en el Capítulo 3.

En cuanto a la red, después del punto de conexión del filtro, se han colocado un vatímetro y un medidor de potencia reactiva. Estos son útiles para ver en determinadas cargas los valores de  $P$  y  $Q$  según las definiciones del valor medio.

Seguidamente, se vuelven a tomar las lecturas de tensión y corriente para emplearlas en el subcircuito del analizador. En este se comprueba que el convertidor elimina la potencia real oscilante  $\tilde{p}$  y la totalidad de la imaginaria  $q$ . En su interior se encuentran los subcircuitos de la transformada de Clarke y del cálculo de potencias.



**Fig. 41. Subcircuito de cálculo de potencias de red del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de potencia constante**

En este subcircuito se hace el cálculo de las potencias  $p$  y  $q$  en el lado de red, para observar las diferencias entre estas potencias y las que consume la carga comprobando así la eficacia del filtro.

Finalmente, el modelo de red se simula con una fuente de tensión trifásica de 400V de línea con una resistencia de red de  $5\mu\Omega$  y una inductancia de red de  $0,025\mu H$ .



## 4.1.2 Simulación y resultados

En este apartado se muestran las simulaciones del modelo de filtro activo presentado para demostrar su correcto funcionamiento. Como ha sido comentado, el filtro tiene las siguientes especificaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_n = 400 \text{ V} \\ S_n = 100 \text{ kVA} \\ I_n = 144 \text{ A} \\ f_{sw} = 10 \text{ kHz} \end{array} \right.$$

### 4.1.2.1. Ensayo con carga lineal inductiva pura

La primera carga con la cual el modelo será probado es inductiva pura y consume corriente (y potencia) nominal. Con esta simulación se pretende demostrar que el filtro elimina la potencia reactiva  $Q$  según las definiciones tradicionales de potencia media. Esta aplicación para los filtros activos es de las más destacadas después de la eliminación de armónicos. La tensión para esta simulación es sinusoidal equilibrada de 50Hz, por lo que no aparecerán armónicos ni desequilibrios.

Primero, se muestran las potencias  $p$  y  $q$  de la carga.

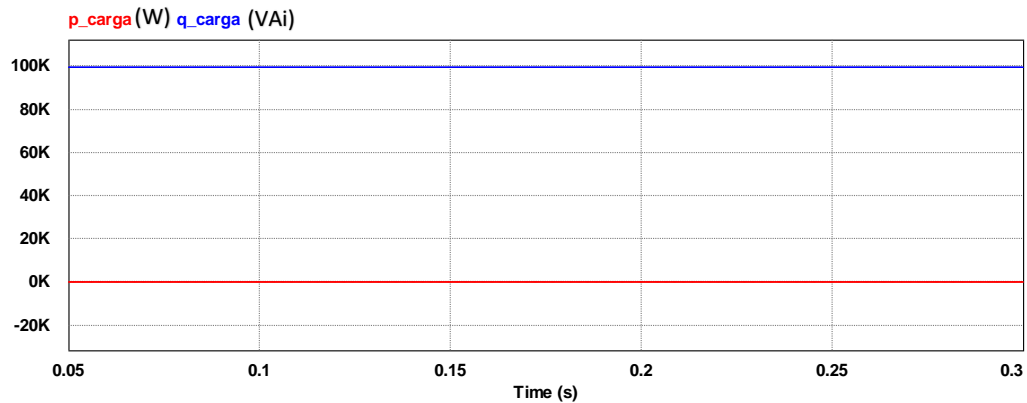
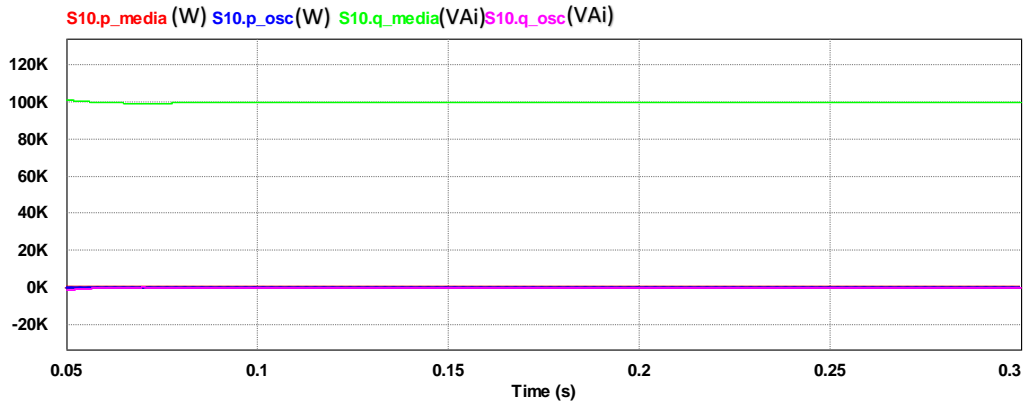


Fig. 42. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva:  $p$  y  $q$  de carga

En primer lugar, en la Fig. 42 se muestra en el eje vertical la potencia en VA y en el horizontal el tiempo en segundos. La simulación se muestra a partir de los 0,05 segundos evitando el transitorio inicial. Después, en cuanto al contenido de la gráfica, bajo las condiciones descritas, la carga consume 100kVA de potencia  $q$ . Al ser la carga inductiva pura bajo condiciones sinusoidales, la potencia real  $p$  es nula. En cuanto a las potencias oscilantes y medias,

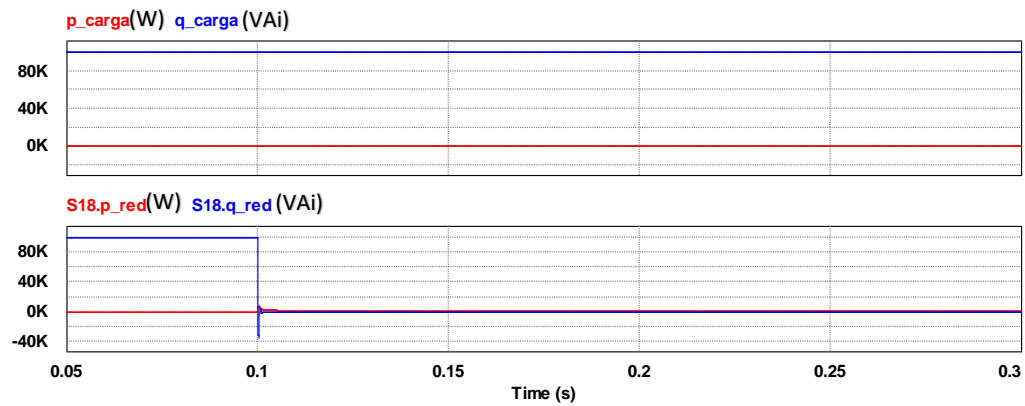
aparentemente se observa que solo hay potencia  $\bar{q}$ . De todas formas, en la Fig. 43 se muestran las potencias reales e imaginarias medias y oscilantes.



**Fig. 43. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva:  $p$  y  $q$  oscilante y media**

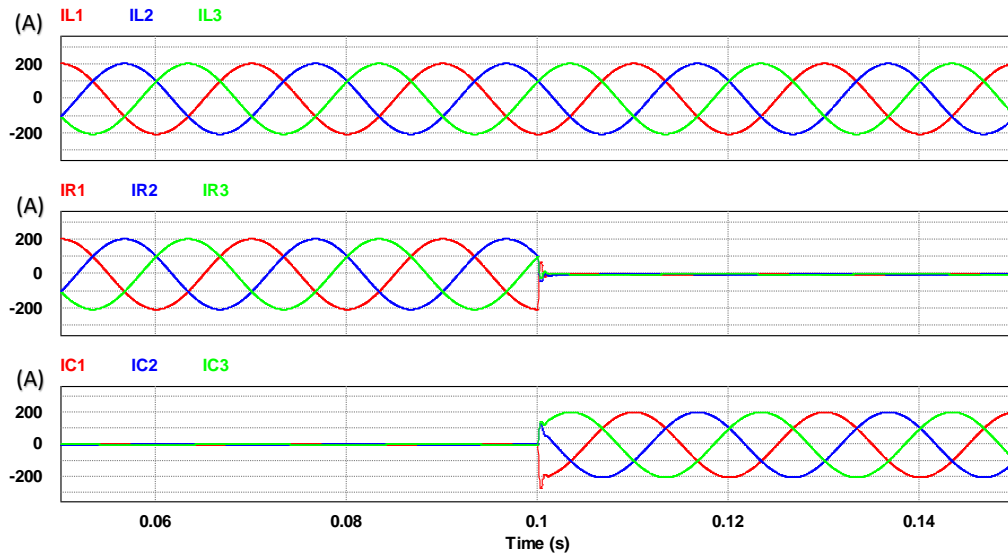
Esta gráfica demuestra que esta carga solo produce potencia imaginaria media.

Para comprobar el funcionamiento del filtro, en la próxima gráfica se muestran las potencias instantáneas de la carga en comparación a las que pasan al lado de red cuando el filtro activo está en funcionamiento.



**Fig. 44. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva:  $p$  y  $q$  de red y carga**

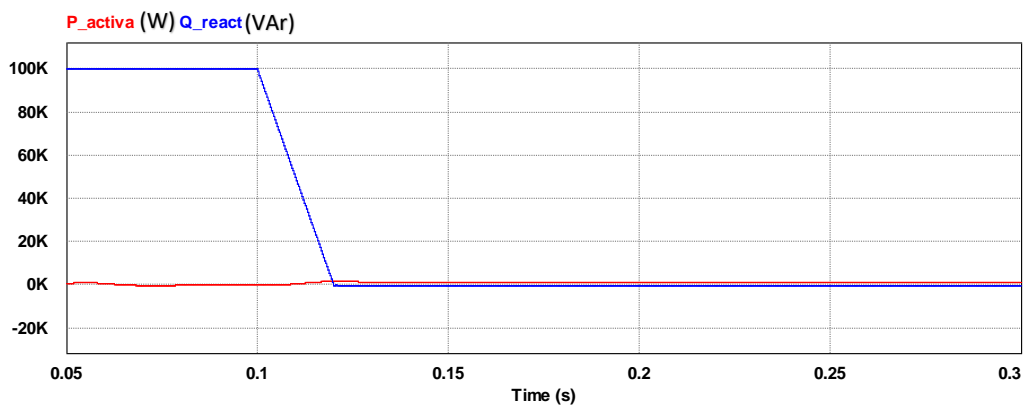
En la Fig. 44 se muestra el funcionamiento del filtro. En la parte superior se muestran las potencias de la carga mientras que en la parte inferior se muestran las potencias de la parte de red. El filtro es activado a los 0,1 segundos entregando potencia imaginaria a la carga, evitando que la tenga que entregar la red. Esto hace que no circule corriente inductiva hacia el lado de red, lo que en una instalación real evitaría penalizaciones por potencia reactiva. En la siguiente gráfica se muestra como la red deja de entregar corriente haciendo que la entregue el filtro.



**Fig. 45. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva: corrientes de carga (IL), de red (IR) y del convertidor (IC)**

En la Fig. 45 se muestran las corrientes y su valor instantáneo (en el eje vertical) de la carga en la parte superior, de la red en el medio y del convertidor en la parte inferior. En estas gráficas se puede observar que en el segundo 0,1 se activa el filtro alimentando a la carga inductiva y haciendo que la red no tenga que alimentarla.

Finalmente, se muestran las potencias  $P$  y  $Q$  de red según las definiciones del valor medio tradicionales.



**Fig. 46. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga inductiva:  $P$  y  $Q$**

En la Fig. 46 se muestra como cuando se activa el filtro en 0,1 segundos la potencia reactiva de red baja a cero. La pendiente se debe a la respuesta del bloque de cálculo de potencia reactiva trifásica implementado en PSIM. Esta gráfica tiene valor desde un punto de vista más comercial, ya que las potencias  $P$  y  $Q$  se emplean para el dimensionamiento de instalaciones y son más manejables que las potencias  $p$  y  $q$ .

#### 4.1.2.2. Ensayo con carga resistiva-inductiva desequilibrada

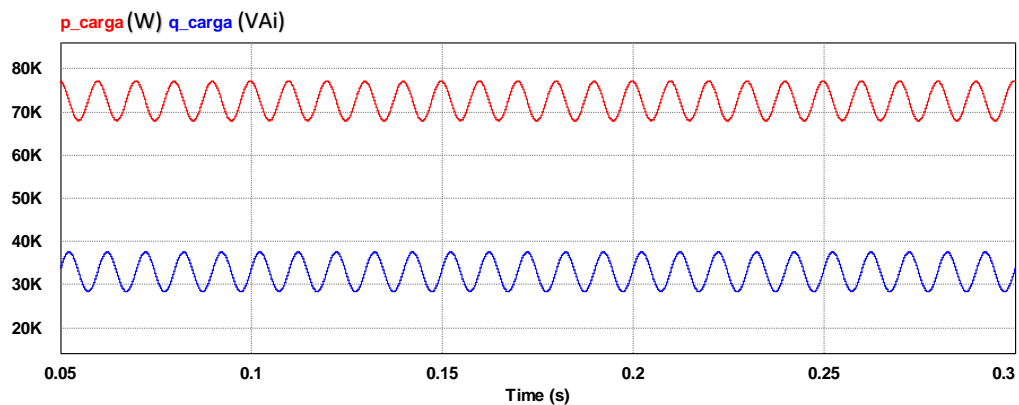
A continuación, se simulará el filtro para una carga resistiva e inductiva desequilibrada. La tensión de alimentación seguirá trifásica de 400 V de línea. Las cargas se han puesto en triángulo evitando corrientes en el conductor neutro o el neutro flotante en caso de ser aislado. Las cargas a simular son las siguientes

$$\begin{cases} R_{L1-L2} = 6\Omega & L_{L1-L2} = 9 \text{ mH} \\ R_{L2-L3} = 5\Omega & L_{L2-L3} = 7 \text{ mH} \\ R_{L3-L1} = 5,5\Omega & L_{L3-L1} = 8 \text{ mH} \end{cases}$$

La conexión de las resistencias es en serie con las inductancias.

Cabe destacar que la tensión de la línea L1 está referenciado a 0°, el de la línea L2 a 240° y el de la línea L3 a 120°, siendo un sistema de tensiones equilibrado de 50 Hz.

En primer lugar, se muestran las potencias  $p$  y  $q$  en la carga.



**Fig. 47. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva:  $p$  y  $q$**

En esta gráfica se muestran las potencias  $p$  y  $q$  que consume la carga. Aparentemente, esta carga consume tanto potencias medias como oscilantes. El hecho que aparezcan potencias oscilantes se debe a la presencia de corrientes de secuencia negativa tal y como se ha demostrado en (2.63) y (2.64). Se puede asegurar que en este sistema no hay corrientes de secuencia homopolar porque la carga está conectada en triángulo.

A continuación, se muestran las potencias  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{q}$  y  $\tilde{q}$  por separado.

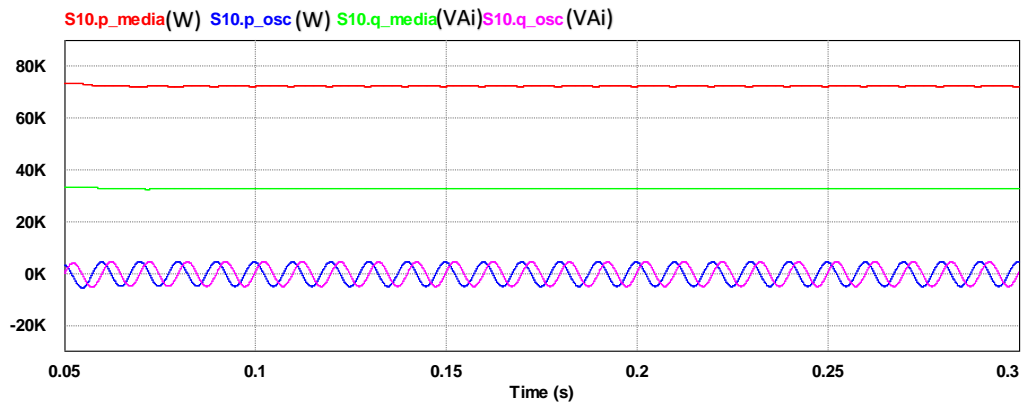


Fig. 48. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva:  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{q}$  y  $\tilde{q}$

En la gráfica de la Fig. 48 se demuestra la existencia de las potencias medias y oscilantes en la carga.

Para demostrar la efectividad del filtro, se comparan las potencias de carga con las de red.

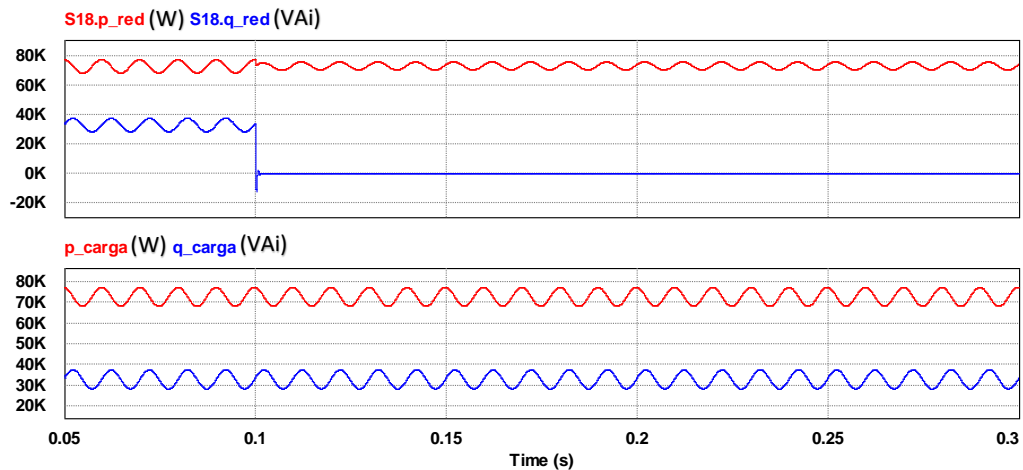


Fig. 49. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: p y q de red y carga

La Fig. 49 muestra en la parte superior las potencias de red filtradas por el filtro activo. Este es activado en el segundo 0,1 tal y como se aprecia. En la parte inferior se observan estas mismas potencias, pero sin filtrar ya que se mide en bornes de carga.

En la gráfica de las potencias de red, se puede ver como la potencia  $q$  se elimina por completo tal y como es de esperar. Sin embargo, en cuanto a  $p$ , la potencia oscilante  $\tilde{p}$  se reduce en gran parte, pero aún permanece una parte oscilante. Esta potencia oscilante se debe a la fluctuación de potencia entre los condensadores del convertidor y la red. Esto se puede ver a través de la tensión del bus DC del convertidor:

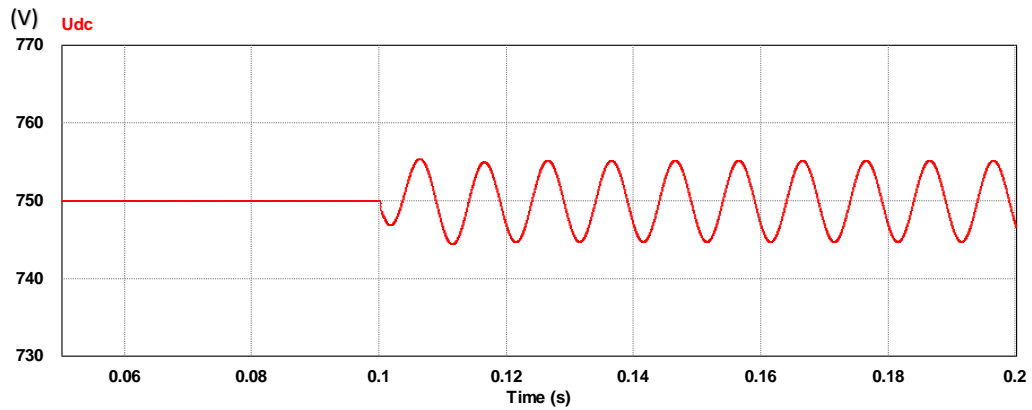


Fig. 50. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: Tensión del bus DC

Tal y como muestra la Fig. 50, la tensión del condensador del convertidor oscila ligeramente con  $\pm 5V$  en comparación a la referencia de 750V. Para evitar esta oscilación, se pueden emplear fuentes de tensión o bien el regulador debe ser mucho más fino. Con tal de demostrarlo, en la siguiente grafica se mostrará el comportamiento del filtro activo manteniendo la tensión constante con fuentes de tensión.

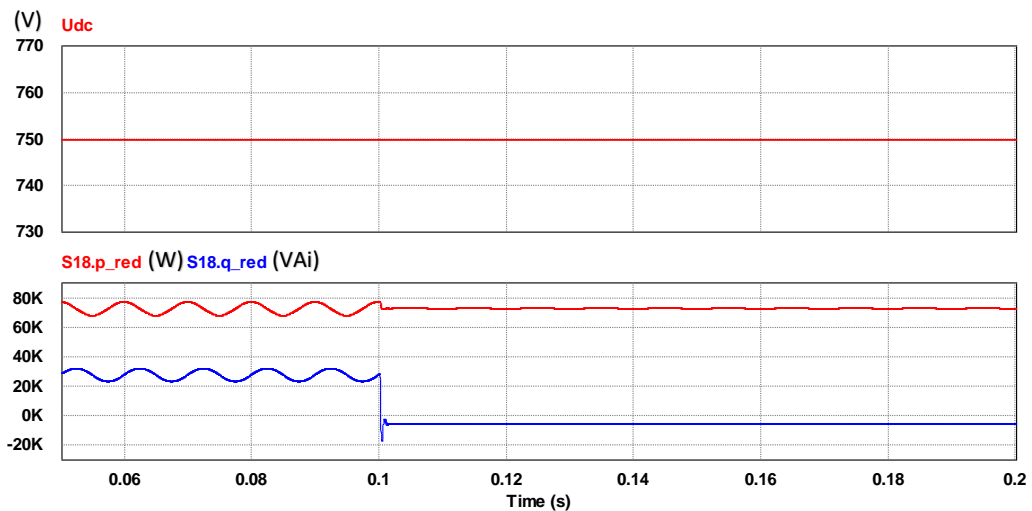
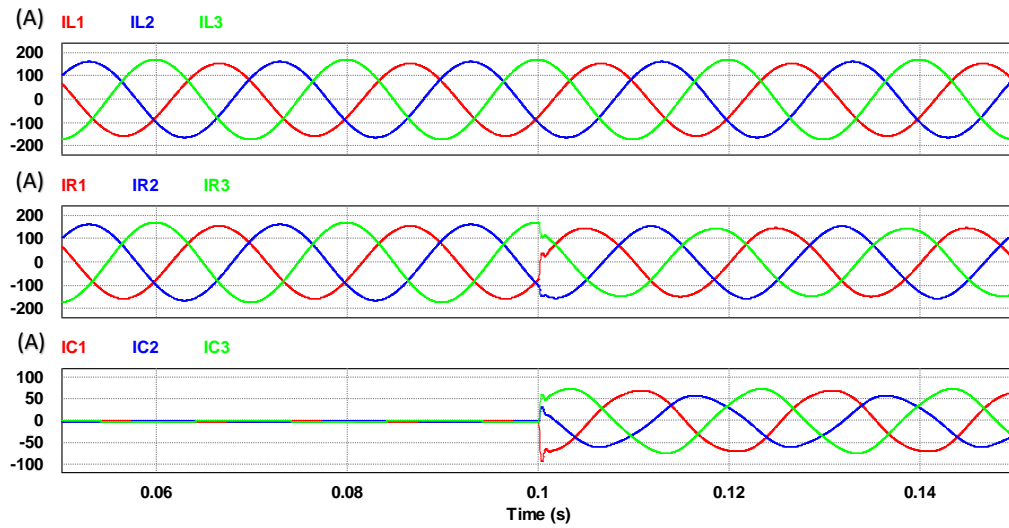


Fig. 51. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: Tensión del bus DC constante y potencias instantáneas

En esta gráfica, se muestra en la parte superior la tensión del bus de corriente continua que se mantiene a 750V durante toda la simulación. Esto provoca que no aparezcan oscilaciones de potencia entre la red y el condensador del convertidor.

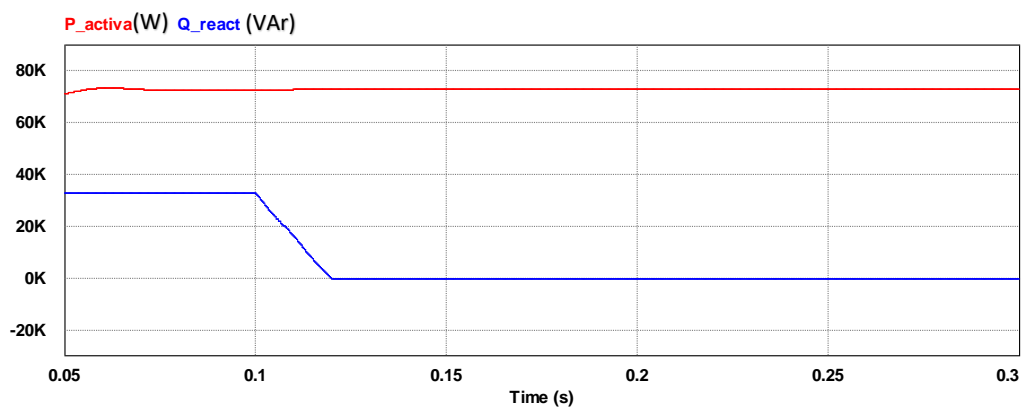
Siguiendo con el comportamiento del filtro, se muestran las corrientes de la carga, la red y el convertidor.



**Fig. 52. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva: corrientes de carga (IL), de red (IR) y del convertidor (IC)**

En estos gráficos se muestra la compensación en corriente por parte del filtro. En primer lugar, en la gráfica superior se muestran las corrientes de carga que no varían. Después, en el centro se muestran las corrientes de red. Estas se ven reducidas en la activación del filtro en el segundo 0,1 pero no eliminadas, ya que la red debe alimentar a la carga con un flujo de energía constante, es decir, con  $\bar{p}$ . También se eliminan los desequilibrios entre fases. Finalmente, en la gráfica inferior se muestran las corrientes inyectadas por el filtro. Estas son desequilibradas y alimentan las potencias  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  y  $\tilde{q}$ .

Finalmente, se muestran las potencias  $P$  y  $Q$  medias según definición tradicional.



**Fig. 53. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva-inductiva:  $P$  y  $Q$**

En la Fig. 53 se muestran las representaciones de  $P$  y  $Q$  de red según las definiciones tradicionales del valor medio y los bloques de cálculo del simulador. Se observa que en la activación del filtro se elimina la potencia reactiva.



### 4.1.2.3. Ensayo con carga desequilibrada resistiva

Con tal de visibilizar el equilibrado de fases, se conecta una carga resistiva desequilibrada en triángulo con las siguientes características.

$$\begin{cases} R_{L1-L2} = 20 \Omega \\ R_{L2-L3} = 5 \Omega \\ R_{L3-L1} = 10 \Omega \end{cases}$$

El objetivo de esta simulación es provocar una corriente con un desequilibrio notable para comprobar que el filtro equilibra las fases bajo esta estrategia de control. Para ello, se muestran las gráficas de las potencias de red y las corrientes de red donde se puede ver la actuación del filtro.

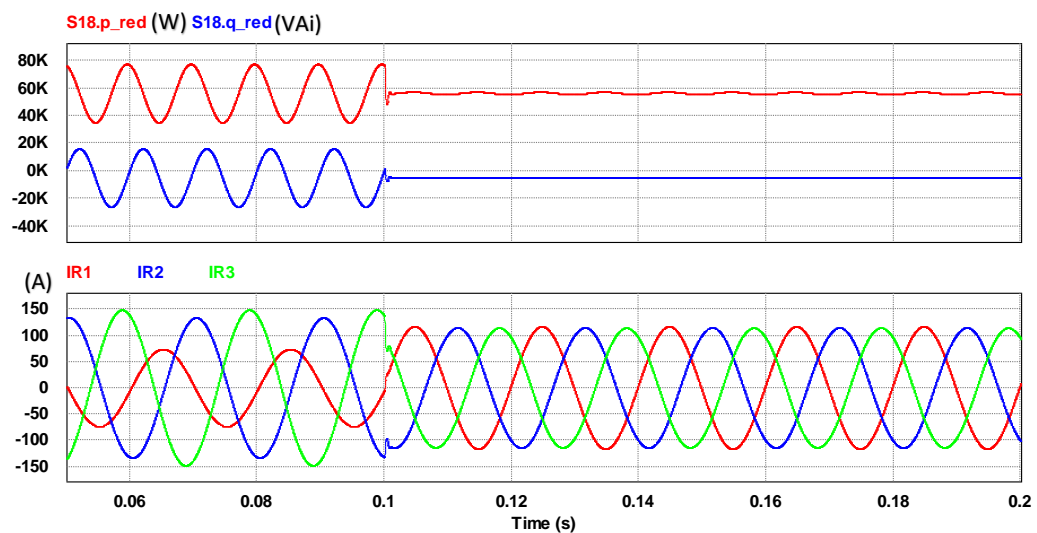


Fig. 54. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga resistiva: Potencias y corrientes de red

La Fig. 54 muestra en la gráfica superior como se eliminan tanto  $\tilde{p}$  como  $\tilde{q}$  en la activación del filtro en 0,1s. En cuanto a la gráfica inferior, se muestran como en el momento de la activación del filtro las corrientes pasan de ser desequilibradas a ser perfectamente equilibradas.

#### 4.1.2.4. Ensayo con carga no lineal

En esta simulación se probará el modelo del filtro con una carga no lineal. Se empleará un puente de diodos trifásico y en el lado de corriente continua se conectará una resistencia de  $10\Omega$ . Con esto se pretende obtener una forma de onda de corriente bastante típica en la electrónica de potencia. Entonces, las corrientes generadas por la carga son las siguientes.

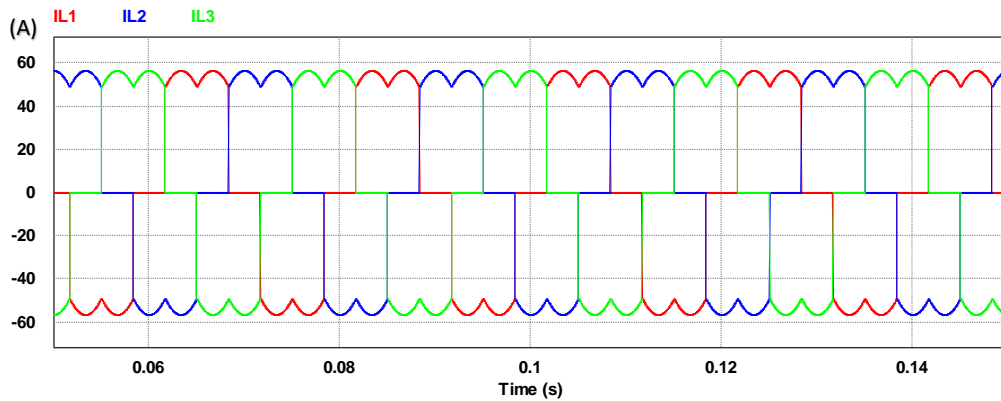


Fig. 55. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: Corrientes de carga

Para visualizar mejor las corrientes, se muestra la corriente de la línea L1 (IL1).

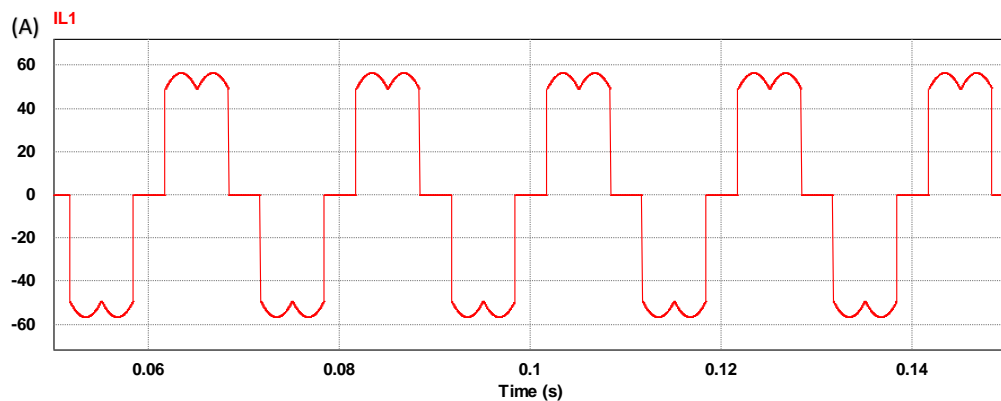


Fig. 56. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: Corriente de L1

Esta forma de onda de corriente es típica de aquellas cargas con 5° y 7° armónico, junto a otros armónicos menos notables. Para comprobarlo, se muestra el espectro armónico de la transformada de Fourier.

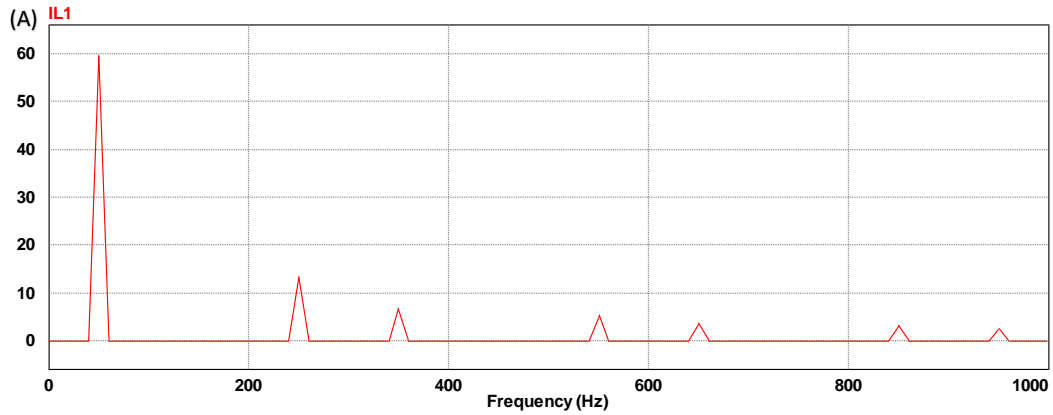


Fig. 57. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: FTT de la corriente de L1

Tal y como se expone en la Fig. 57, la descomposición de Fourier muestra la componente de frecuencia fundamental en 50 Hz junto a armónicos en 250 Hz (5º armónico) y en 350Hz (7º de armónico) entre otros.

Una vez presentadas las formas de onda, se visualizan las potencias instantáneas de la carga:

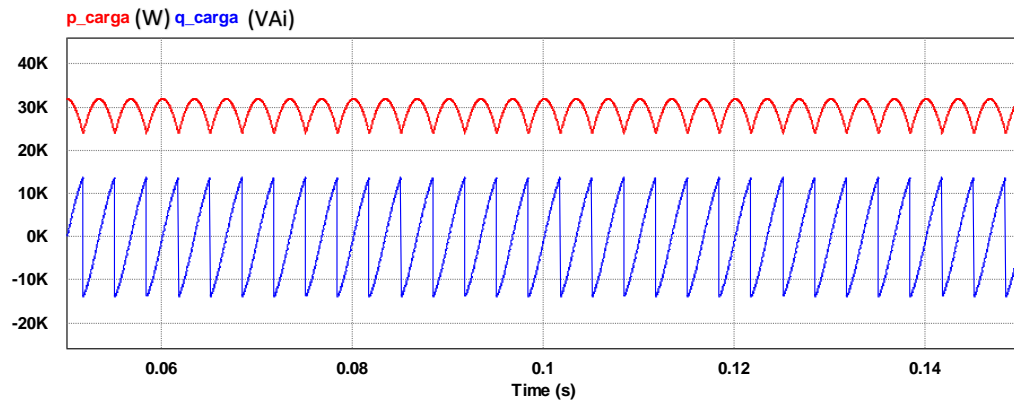


Fig. 58. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal:  $p$  y  $q$

A priori, se observa que la potencia  $p$  tiene componentes oscilantes y medias mientras que  $q$  solo tiene una componente oscilante. Para comprobarlo, se descomponen las potencias.

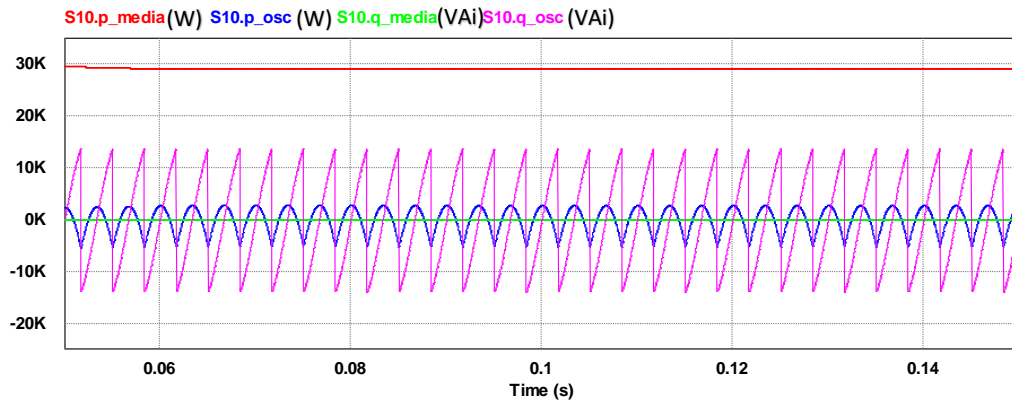


Fig. 59. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal:  $\bar{p}$ ,  $\tilde{p}$ ,  $\bar{q}$  y  $\tilde{q}$

Efectivamente, la simulación muestra que solo hay componente media de  $p$  y oscilante de  $p$  y  $q$ .

A continuación, se muestra cómo responde el filtro ante estas potencias comparando las potencias de red con las de la carga.

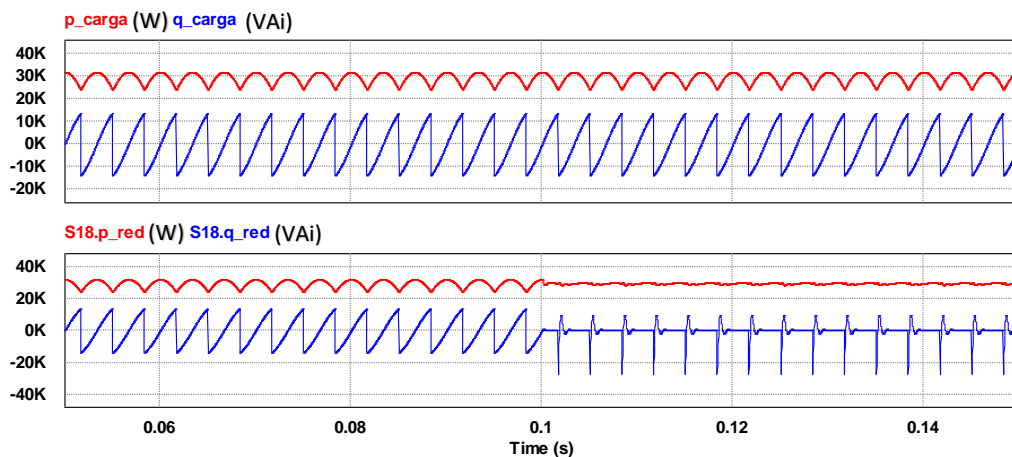


Fig. 60. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal:  $p$  y  $q$  de red y carga

En el grafico superior se muestran las potencias  $p$  y  $q$  mostradas antes, mientras que en la gráfica inferior se muestran las potencias que pasan a red, siendo el filtro activado en el segundo 0,1. Por un lado, la parte de potencia  $\tilde{p}$  es eliminada satisfactoriamente dejando pasar a red  $\bar{p}$ . Sin embargo, la respuesta ante la potencia  $\tilde{q}$  no es tan rápida. Esto se debe a que la  $\tilde{q}$  tiene una variación casi instantánea, y el filtro no es capaz de seguir la referencia. La respuesta del filtro puede verse de forma más clara en la siguiente gráfica.

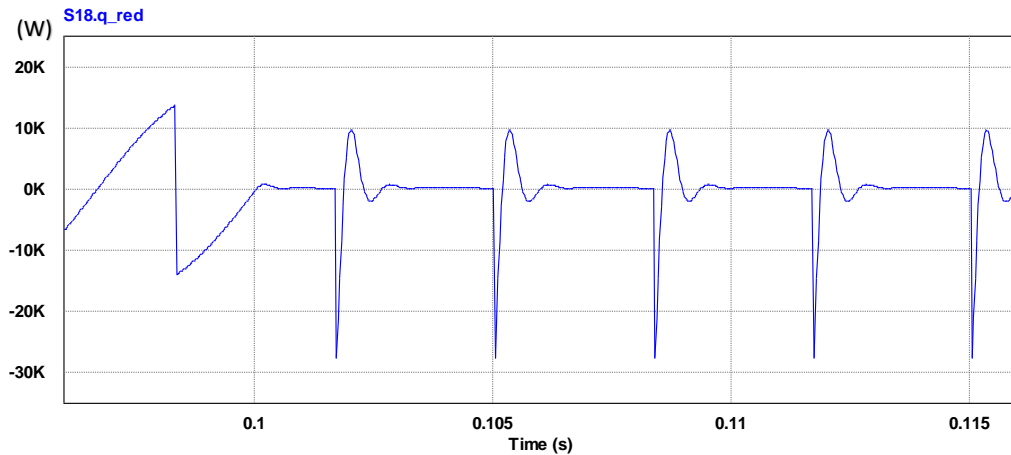


Fig. 61. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: respuesta del filtro en  $q$  de red

Tal y como muestra la Fig. 61, la respuesta del filtro a partir de la activación de este en 0.1s es algo oscilante. Al haber cambios tan bruscos en la potencia  $q$ , la referencia de potencia en el filtro es muy elevada de golpe, llegando a cambiar en más de 20 kVA. Si se quisieran eliminar las oscilaciones, el filtro no sería suficientemente rápido para seguir la referencia.

Finalmente, en cuanto a las corrientes, se muestran las corrientes de carga, red y las inyectadas por el filtro en una fase.

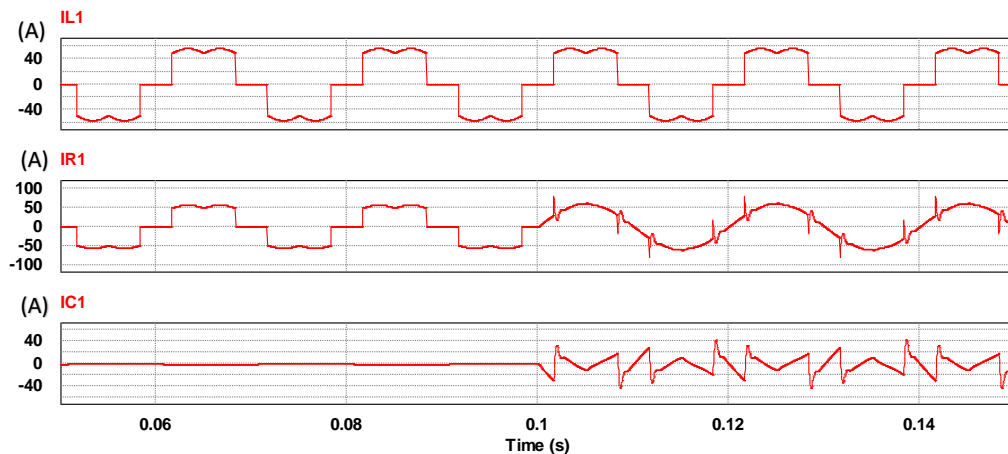


Fig. 62. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: corrientes de carga (IL), de red (IR) y del convertidor (IC)

La Fig. 62 muestra el efecto del filtro activo sobre las corrientes. Este es activado en el segundo 0,1. Se observa que en la carga la corriente sigue igual, mientras que la corriente de red se vuelve casi sinusoidal. La razón por la cual la senoide está ligeramente distorsionada se debe al efecto explicado en Fig. 60 y Fig. 61. En cuanto a la corriente del convertidor, este inyecta corriente armónica en contrafase a los armónicos de la corriente de carga.

Finalmente, para comprobar la eficacia del filtro, se hace la FFT sobre la corriente de red filtrada en el período de 0,12 a 0,14 segundos. El resultado es el siguiente:

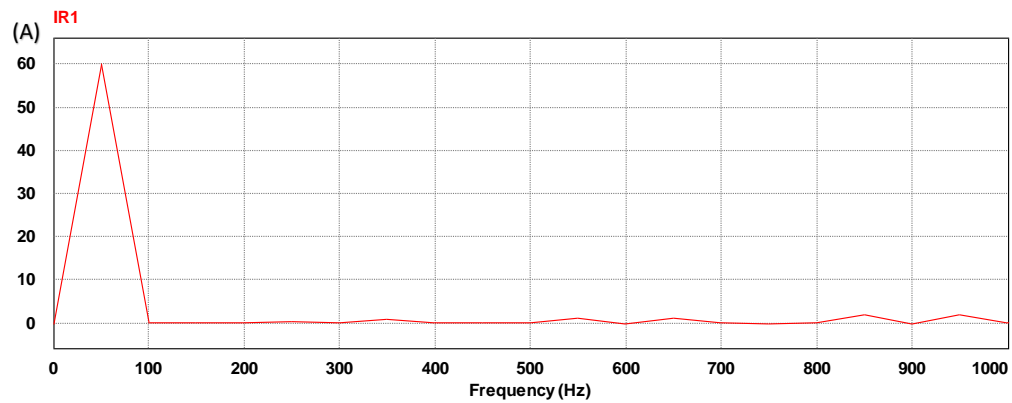


Fig. 63. Filtro 3 hilos, potencia constante. Carga no lineal: FFT corriente de red (IR) filtrada

Tal y como se muestra, la forma de onda de corriente se compone por la componente de frecuencia fundamental junto a otros armónicos mínimos debidos al efecto anteriormente explicado.

#### 4.1.2.5. Dinámica del filtro con cambios de carga

Para algunas aplicaciones industriales, como por ejemplo estaciones de soldadura, se precisa compensar mucha potencia con o sin armónicos en momentos puntuales de corta duración. En el caso de compensación de potencia reactiva, es difícil conectar y desconectar cargas pasivas, como condensadores, sin dañar la instalación o las propias cargas. Sin embargo, con la electrónica de potencia de los filtros activos se puede hacer una compensación. Para comprobarlo, en esta simulación se activarán y desactivarán las cargas de los apartados anteriores observando la dinámica del filtro.

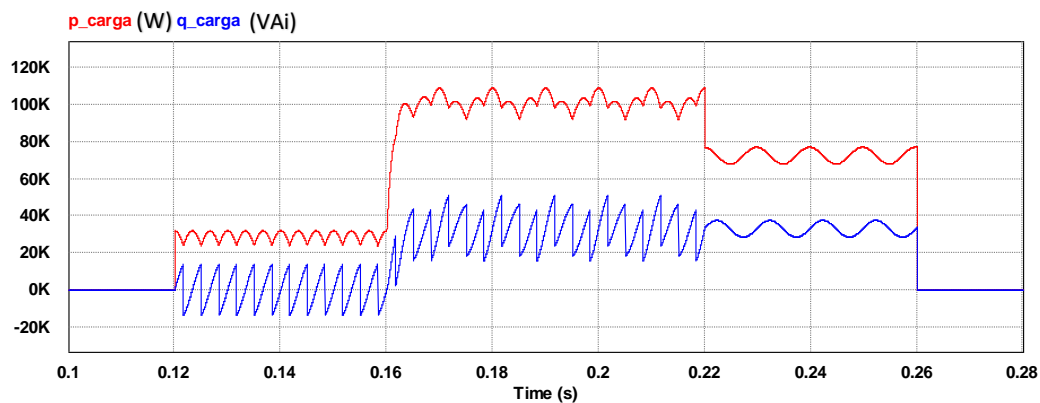
Por un lado, se empleará el puente de diodos con una resistencia de  $10\ \Omega$  en el lado de corriente continua, el cual se conectará a los 0,12 segundos y se desconectará a los 0,22 segundos.

Por otro lado, la carga inductiva-resistiva en serie y en triángulo se conectará a los 0,16 segundos y se desconectará a los 0,26 segundos. Las características de esta carga son las siguientes:

$$\begin{cases} R_{L1-L2} = 6\ \Omega & L_{L1-L2} = 9\ \text{mH} \\ R_{L2-L3} = 5\ \Omega & L_{L2-L3} = 7\ \text{mH} \\ R_{L3-L1} = 5,5\ \Omega & L_{L3-L1} = 8\ \text{mH} \end{cases}$$

Durante toda la simulación el filtro activo estará activo.

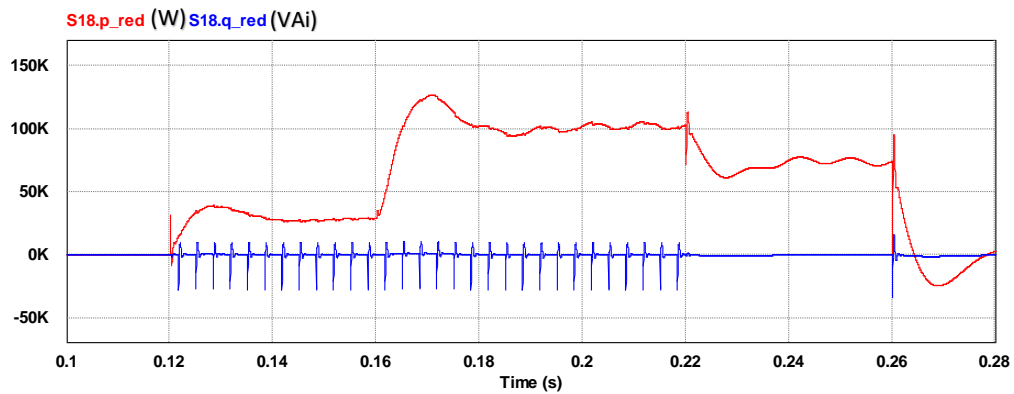
En primer lugar, se muestran las potencias  $p$  y  $q$  en la carga.



**Fig. 64. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo:  $p$  y  $q$  de carga**

Tal y como muestra el gráfico, en el segundo 0,12 se conecta el puente de diodos consumiendo la potencia vista anteriormente. En el segundo 0,16 se conecta la carga inductiva-resistiva elevando el consumo de  $\bar{p}$  y  $\bar{q}$ , y cambiando la forma de onda de  $\tilde{p}$  y  $\tilde{q}$  debido a el desequilibrio en la carga. Posteriormente, en el segundo 0,22 se desconecta el puente de diodos haciendo que las formas de onda de  $p$  y  $q$  sean sinusoidales. Finalmente, a los 0,26 segundos se desconecta la carga llegando a un consumo cero.

Para ver cómo actúa el filtro sobre estas potencias, se muestran las potencias de red.



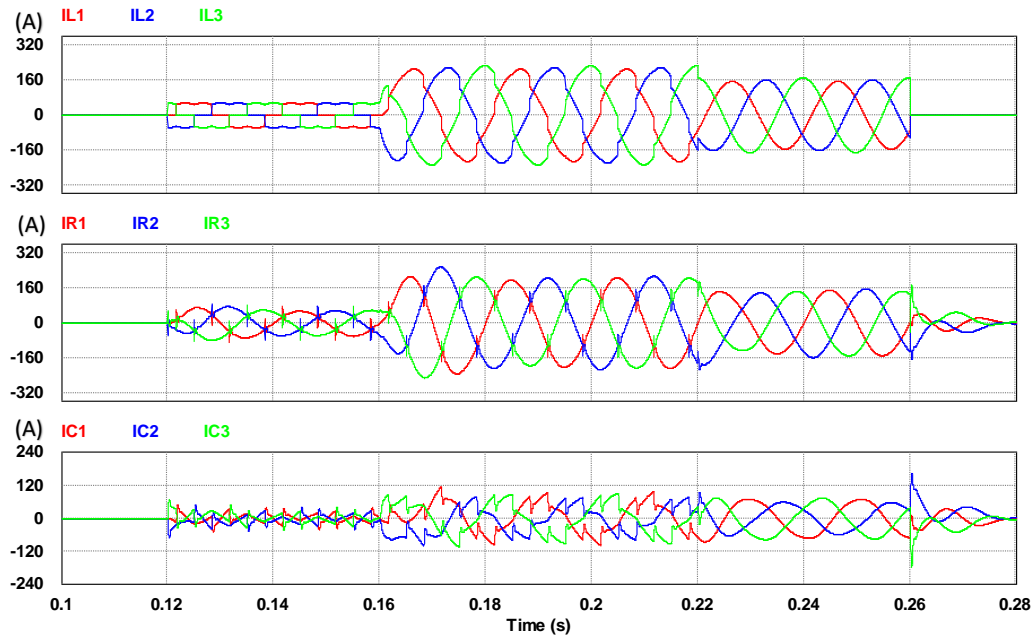
**Fig. 65. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo: p y q de red**

En primer lugar, empezando por  $p$ , en las distintas etapas de conexión y desconexión se puede observar la dinámica del filtro. En cada cambio de referencia de potencia se crea un sobrepico que se elimina en 0,02 segundos. El fenómeno de las oscilaciones se debe a las razones explicadas anteriormente.

En segundo lugar, para  $q$ , en el tiempo en el que el puente de diodos está conectado se crea el transitorio explicado antes. Por lo demás, en general el filtro se comporta correctamente dejando a la red alimentar a la carga con solamente  $\bar{p}$ .

En cuanto a las corrientes, a continuación, se muestran las formas de onda de la corriente de carga, del filtro y de red.





**Fig. 66. Filtro 3 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro activo: corrientes de carga (IL), de red (IR) y del convertidor (IC)**

En la Fig. 66 se puede observar la efectividad del filtro. En todo momento las corrientes de red (IR) son prácticamente sinusoidales, sin tener en cuenta los transitorios de cambio de carga. El efecto que produce la carga del puente de diodos se mantiene hasta su desconexión, pero cuando la carga inductiva-resistiva se conecta, este efecto se minimiza.

En cuanto a las corrientes del filtro (IC), las formas de onda son las típicas en la compensación armónica y de potencia reactiva.

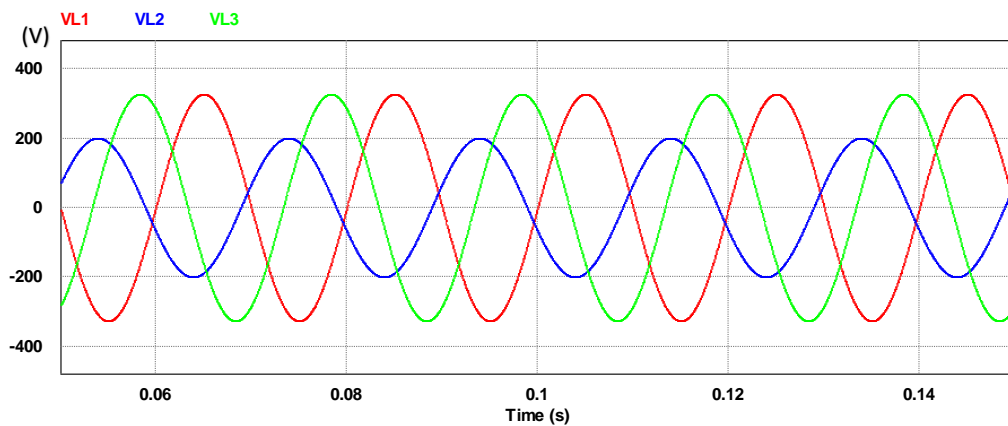
#### 4.1.2.6. Ensayo con la tensión desequilibrada

A pesar de todas las ventajas de la estrategia de control de potencia constante, cuando la tensión de alimentación es desequilibrada, las corrientes obtenidas con tal de mantener la potencia constante tienen formas de onda que distan mucho de formas sinusoidales.

Para ello, se simulará la carga inductiva-resistiva del apartado anterior, pero en esta ocasión la tensión de alimentación del sistema será la siguiente.

$$\begin{cases} V_{L1} = 230,94 \angle 0^\circ \text{ V} \\ V_{L2} = 141,42 \angle 200^\circ \text{ V} \\ V_{L3} = 230,94 \angle 120^\circ \text{ V} \end{cases}$$

En este sistema, el módulo de la tensión de la fase 2 es menor respecto a las demás fases. Además, el ángulo del fasor es de  $200^\circ$  siendo el valor habitual para esta fase  $240^\circ$ . La representación gráfica de estas tensiones es la siguiente.



**Fig. 67. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada**

Las corrientes producidas por la carga bajo esta tensión son las siguientes.

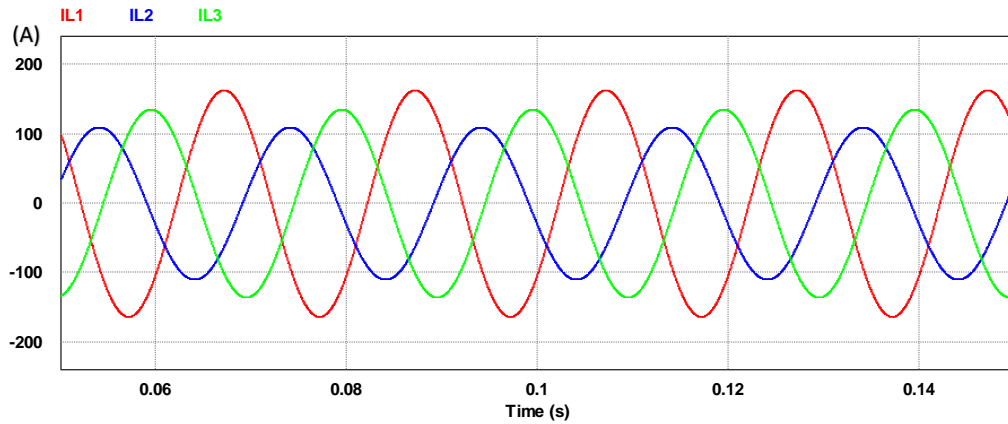


Fig. 68. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Corriente de carga (IL)

Las corrientes producidas se corresponden a un sistema trifásico desequilibrado. Sin embargo, al aplicarse el control de potencia constante, las corrientes de red son las siguientes.

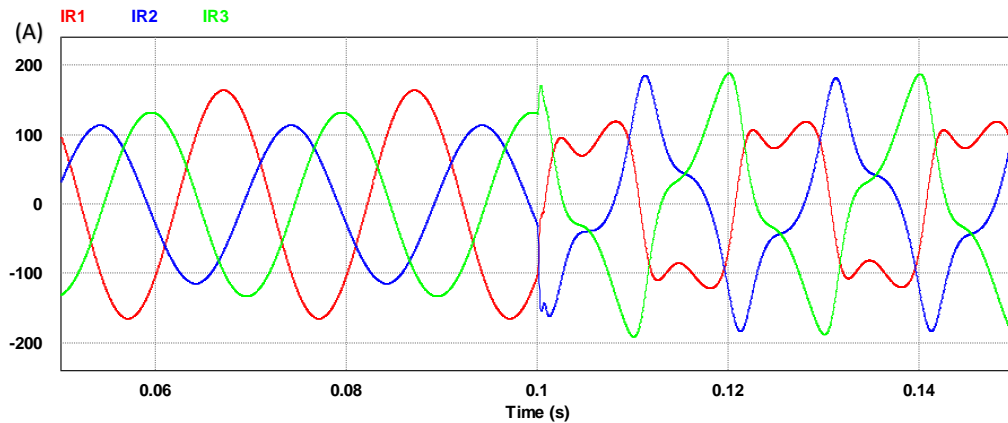


Fig. 69. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Corriente de red (IR)

Tal y como muestra la gráfica de corrientes de red, a los 0,1 segundos el filtro activo con la estrategia de control de potencia constante empieza a funcionar. Con tal de mantener una potencia constante de red, las corrientes que inyecta el filtro hacen que las corrientes de red no sean sinusoidales.

A continuación, se puede observar como estas corrientes desequilibradas hacen que la red únicamente alimente con  $\bar{p}$ .

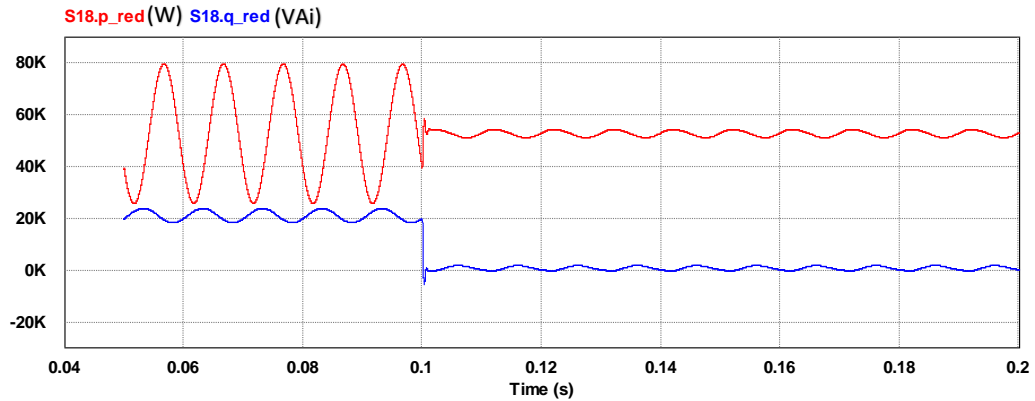


Fig. 70. Filtro 3 hilos, potencia constante. Tensión desequilibrada: Potencias de red

A pesar de la eliminación de  $\tilde{p}$  y  $q$ , este comportamiento no es adecuado teniendo en cuenta que las formas de onda de la corriente de red no son como las deseadas. Para solventar este problema, se aplica la estrategia de control de corriente sinusoidal.

## 4.2. Filtros activos para el control de corriente sinusoidal

La estrategia de control de corriente sinusoidal hace que el filtro activo compense la corriente de una carga no lineal forzando a la fuente a ser sinusoidal y equilibrada. Sin embargo, cuando la tensión está distorsionada y desequilibrada, es imposible hacer que las corrientes sean sinusoidales y que la potencia de la fuente sea constante a la vez. Entonces, debe considerarse si se prefiere aplicar una estrategia de potencia constante de la fuente o bien de corrientes sinusoidales.

El principio de funcionamiento del control de corriente sinusoidal y equilibrado se basa en compensar todo aquello que difiera de la componente de corriente fundamental y positiva ( $\overline{I_{+1}}$ ). Para ello, es necesario implementar un detector de secuencia positiva y fundamental en la lectura de la tensión. Por lo demás, la estrategia de control del filtro es la misma que la empleada en el control de potencia constante tal y como se muestra en la Fig. 71.

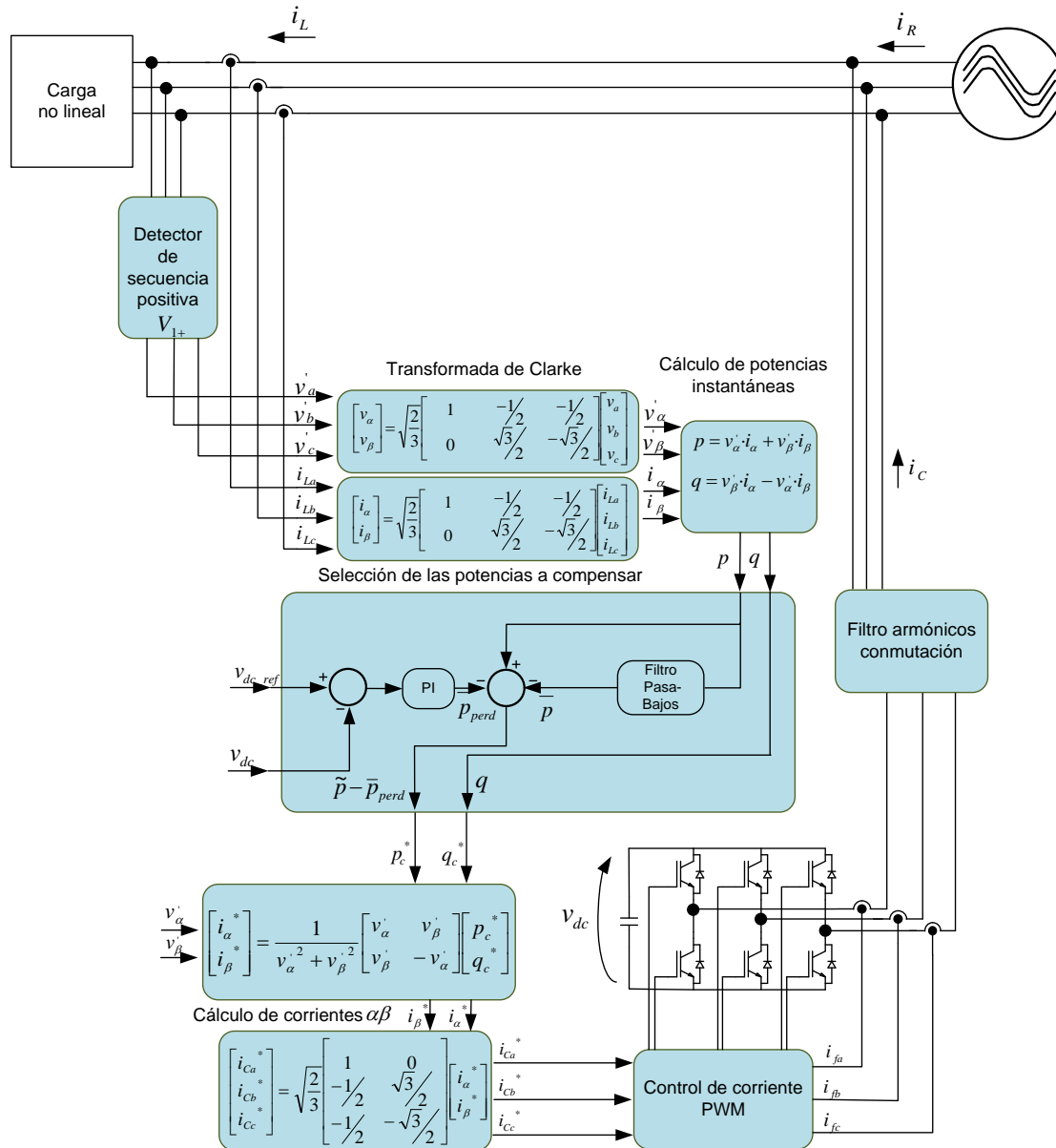


Fig. 71. Modelo del filtro de 3 hilos con estrategia de control de corriente sinusoidal

Las implicaciones que tiene el uso de esta estrategia de control es que las potencias calculadas no se corresponden a las reales en la carga cuando la tensión de la fuente tenga componentes armónicas y sea desequilibrada.

En esta estrategia de control, las corrientes de referencia  $\alpha\beta$  calculadas se corresponden con las producidas con las potencias  $q$  y  $\tilde{p}$  y  $\overline{V_{+1}}$ , por lo que solo  $\overline{I_{+1}}$  produce las potencias  $\bar{q}$  y  $\bar{p}$ . Entonces, si se compensan las potencias  $q$  y  $\tilde{p}$ , se están compensando todas las corrientes diferentes de  $\overline{I_{+1}}$  incluyendo la componente inversa  $\overline{I_{-1}}$ .

### 4.2.1. Detector de secuencia positiva

En cuanto al detector de secuencia positiva, como ya se ha comentado, este obtiene las tensiones fundamentales de secuencia positiva de las tensiones de la fuente (red), que pueden ser desequilibradas y con armónicos. El esquema de control del detector de secuencia positiva es el siguiente.

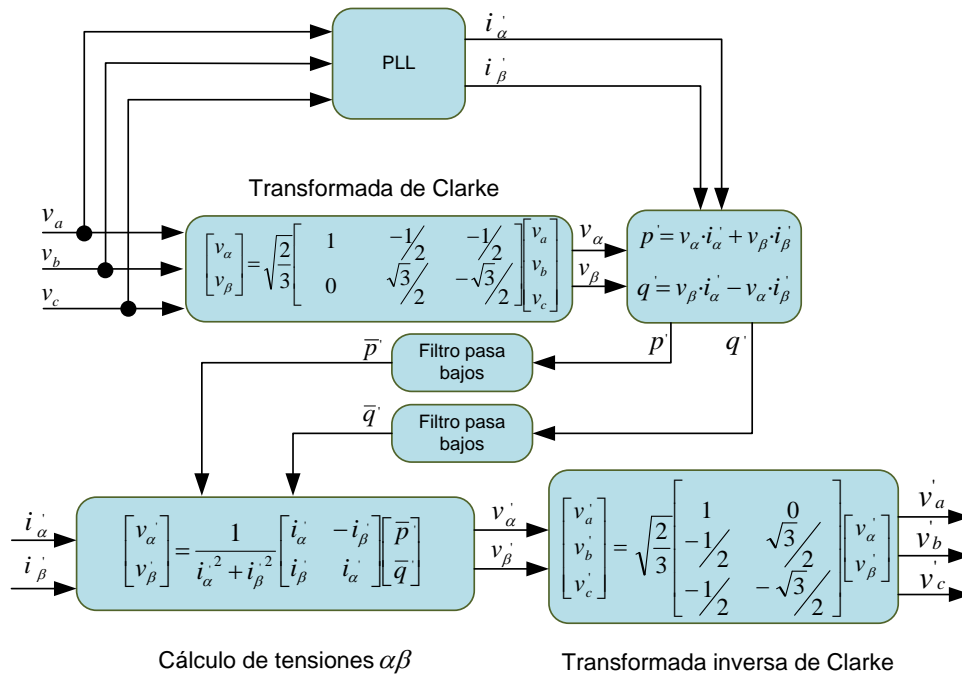


Fig. 72. Modelo de detector de secuencia positiva

Inicialmente, las medidas de tensión  $v_a, v_b$  y  $v_c$  se transforman a los ejes  $\alpha\beta$  obteniendo  $v_\alpha$  y  $v_\beta$ . Las medidas de tensión en abc también se emplean para calcular las corrientes auxiliares  $i_\alpha'$  e  $i_\beta'$  mediante una PLL, la cual se explicará posteriormente. Se asume que estas corrientes se derivan de la corriente auxiliar  $\overline{i'_{+1}}$  de frecuencia fundamental y secuencia positiva. Por lo tanto, las corrientes auxiliares se definen tal que:

$$\begin{cases} i_\alpha' = \sin(\omega_1 t) \\ i_\beta' = -\cos(\omega_1 t) \end{cases} \quad (4.1)$$

El valor del módulo y del ángulo de estas corrientes es arbitrario, por lo que se escoge un módulo unitario y ángulo cero.

Con las tensiones  $v_\alpha$  y  $v_\beta$  y las corrientes auxiliares  $i_\alpha'$  e  $i_\beta'$ , se hace un cálculo de las potencias auxiliares  $p'$  y  $q'$ . Las potencias calculadas se filtran con un filtro pasa bajos ya que se desea saber la parte media de las potencias  $\bar{p}'$  y  $\bar{q}'$ , debido a que es la única parte donde contribuye la tensión

de secuencia fundamental positiva  $\overline{V}_{+1}$ , eliminando de esta manera las componentes oscilantes y armónicas de  $\tilde{p}'$  y  $\tilde{q}'$ , donde se incluye  $\overline{V}_{-1}$ .

A continuación, con las potencias auxiliares medias y las corrientes auxiliares se calculan las tensiones en  $\alpha\beta$  correspondientes a la tensión fundamental de secuencia positiva  $v'_{\alpha}$  y  $v'_{\beta}$ . En este cálculo se justifica que se empleen corrientes auxiliares con módulo unitario ya que al usarse para calcular la potencia y para aislar las tensiones, el módulo de las corrientes no afecta al de las tensiones.

Seguidamente, se hace la antitransformada de Clarke obteniéndose las tensiones fundamentales de secuencia positiva en abc  $v'_a$ ,  $v'_b$  y  $v'_c$ .

#### 4.2.2. PLL

PLL significa “phase-locked loop”, lazo de seguimiento de fase, y es una parte imprescindible del detector de secuencia positiva ya que entrega las corrientes auxiliares de frecuencia fundamental. Para el cálculo de estas corrientes, es necesario obtener en primer lugar la frecuencia fundamental, que es obtenida según indica el siguiente esquema.

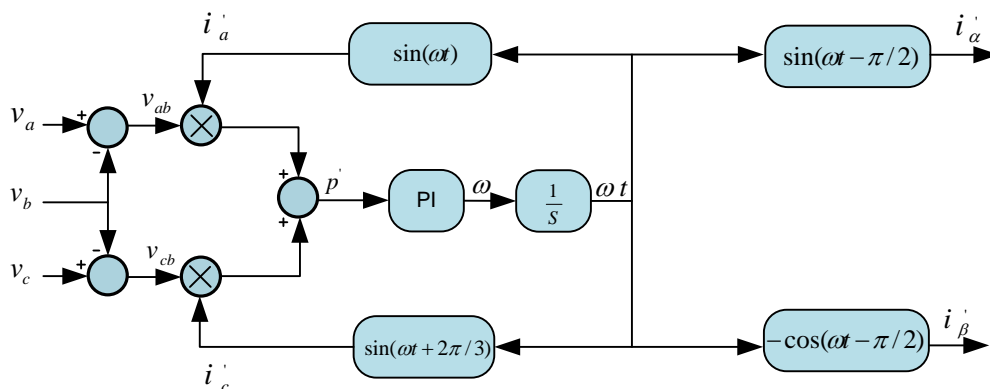


Fig. 73. Modelo de PLL

Este circuito permite obtener la frecuencia fundamental y la fase del ángulo en todo momento. El algoritmo de este circuito se basa en una potencia instantánea ficticia basada en la teoría de la potencia instantánea en abc.

$$p' = v_a \cdot i'_a + v_b \cdot i'_b + v_c \cdot i'_c = v_{ab} \cdot i'_a + v_{cb} \cdot i'_c = \tilde{p}' + \tilde{p}' \quad (4.2)$$

Para poder aplicar esta ecuación hay que remarcar que se considera que la suma de corrientes es  $i'_a + i'_b + i'_c = 0$ . La obtención de las corrientes  $i'_a = \sin \omega t$  e  $i'_c = \sin(\omega t + 2\pi/3)$  se hace mediante la integral de la frecuencia  $\omega$  en el controlador PI, obteniéndose  $\omega t$ .



La PLL solo puede estabilizarse si en régimen estacionario la parte media de  $p'$  es cero, es decir, si  $\bar{p}' = 0$ . Además, la parte oscilante  $\tilde{p}'$  debe ser atenuada por el controlador PI. Sin embargo, la parte de  $\tilde{p}'$  de baja frecuencia no siempre se atenúa correctamente por el controlador PI, lo que puede producir inestabilidad.

### 4.2.3. Modelo de simulación

El modelo de simulación se implementa en PSIM 9.0.3 de la misma manera que el modelo anterior. Respecto al modelo presentado con la estrategia de control de potencia constante, este cambia en dos aspectos. En primer lugar, la red puede ser de tensión distorsionada o desequilibrada. En segundo lugar, se añade el detector de secuencia positiva. El esquema del modelo se expone a continuación.

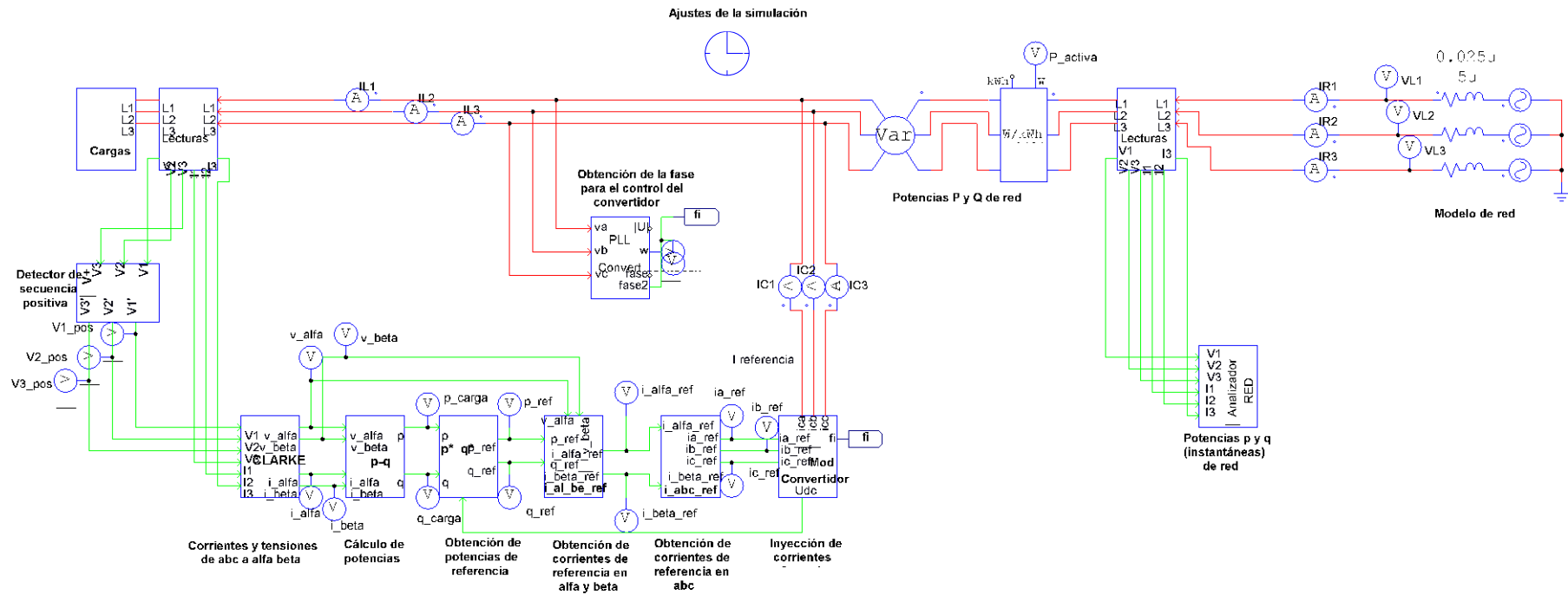
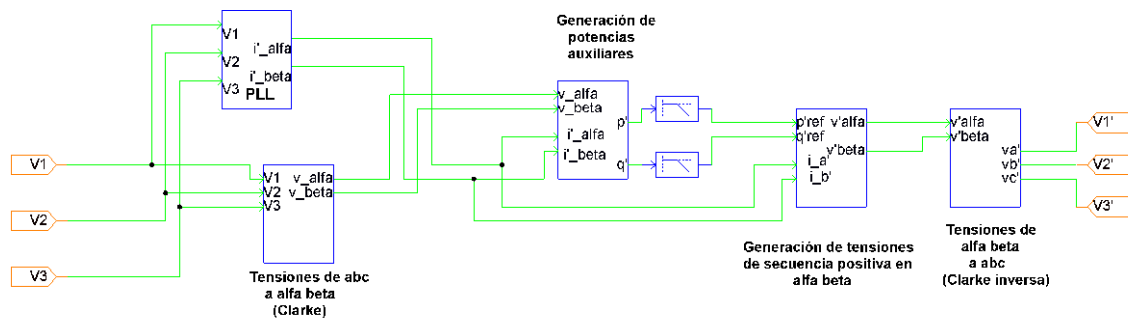


Fig. 74. Modelo en PSIM del filtro de 3 hilos con estrategia de control de corriente sinusoidal

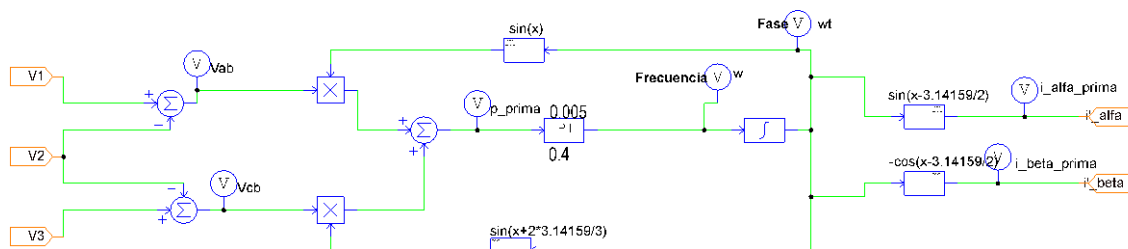
Para este esquema, las fuentes de tensión empleadas son monofásicas, pudiéndose controlar la fase y el módulo de cada tensión. Además, se pueden incluir armónicos.

En cuanto a los subcircuitos, se ha incluido el subcircuito del detector de secuencia positiva. Como ya ha sido comentado, este subcircuito entrega tensiones sinusoidales de frecuencia fundamental y de secuencia positiva a partir de tensiones distorsionadas y/o desequilibradas. Este subcircuito está compuesto por los siguientes bloques.



**Fig. 75. Subcircuito de detector de secuencia positiva en PSIM**

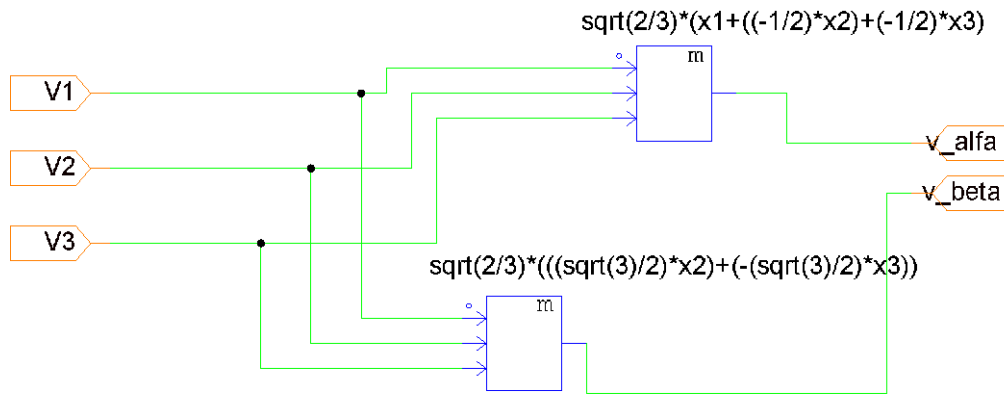
Haciendo un análisis del circuito de izquierda a derecha, desde las tensiones de red a las tensiones generadas, en primer lugar, se encuentra la PLL. El funcionamiento de esta ya ha sido comentado anteriormente, y la implementación es la siguiente.



**Fig. 76. Subcircuito de la PLL en PSIM**

El esquema en PSIM se asemeja mucho a la estructura presentada de forma teórica. Para este caso, el controlador PI se ha regulado con  $K_p=0,4$  y  $T_i=0,005s$ .

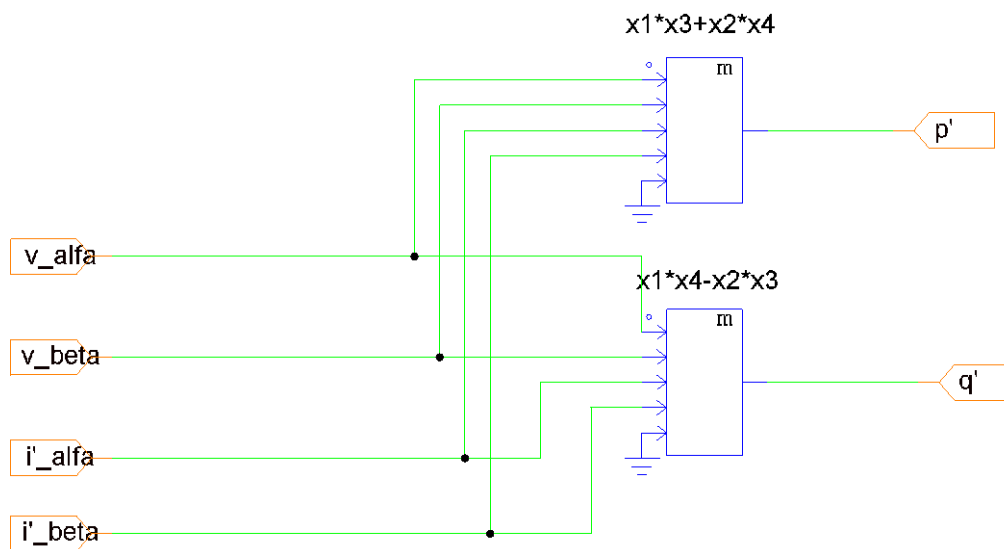
Siguiendo por la transformación de tensiones de abc a  $\alpha\beta$ , en el subcircuito se aplica la transformada de Clarke para las tensiones de la siguiente manera.



**Fig. 77. Subcircuito de la transformada de Clarke de tensiones del detector de secuencia positiva en PSIM**

La transformada de Clarke se implementa mediante bloques matemáticos de 3 entradas con las expresiones presentadas anteriormente. En cuanto a las entradas, el orden de las variables se mantiene, x1 para la entrada superior y x3 para la inferior.

Siguiendo con el esquema, con las tensiones en  $\alpha\beta$  y las corrientes auxiliares obtenidas en la PLL, se generan las potencias auxiliares en el siguiente subcircuito.

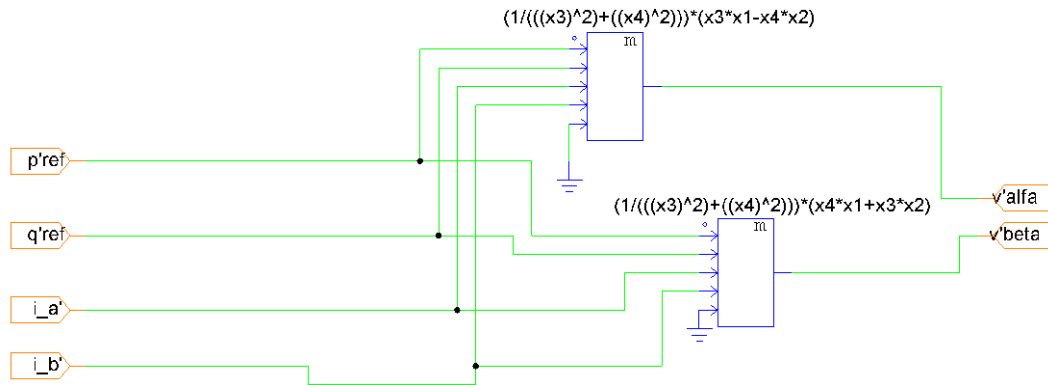


**Fig. 78. Subcircuito de generación de potencias auxiliares del detector de secuencia positiva en PSIM**

Este subcircuito es igual que el presentado para el cálculo de potencias con la diferencia en que se emplean corrientes distintas obteniendo las potencias auxiliares.

Las potencias auxiliares se filtran con filtros pasa bajos para obtener la parte media. Estos filtros tienen una frecuencia de corte de 10 Hz.

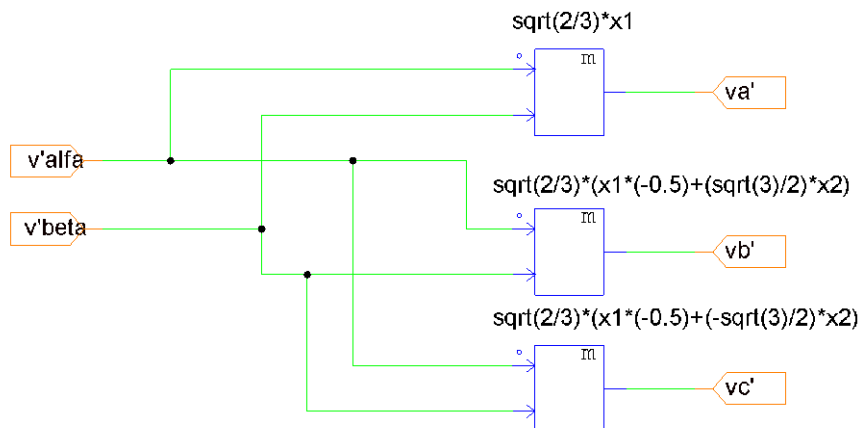
Con la parte media de las potencias auxiliares y las corrientes auxiliares, se generan las tensiones de secuencia positiva en  $\alpha\beta$  de la siguiente manera.



**Fig. 79. Subcircuito de generación de tensiones de secuencia positiva en  $\alpha\beta$  del detector de secuencia positiva en PSIM**

El procedimiento de cálculo de las tensiones es el mismo que el explicado en el esquema teórico.

Finalmente, las tensiones en  $\alpha\beta$  se transforman a abc con la transformada inversa de Clarke.



**Fig. 80. Subcircuito de la transformada inversa de Clarke de tensiones del detector de secuencia positiva en PSIM**

Con la transformada inversa aplicada con bloques matemáticos se obtienen las tensiones de secuencia positiva.

## 4.2.4. Simulaciones

### 4.2.4.1. Ensayo con tensión desequilibrada y carga desequilibrada

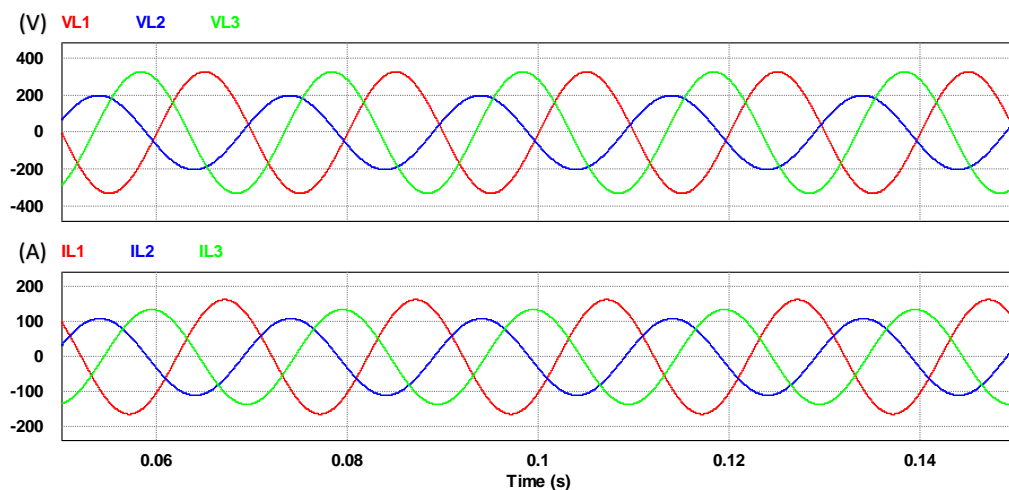
Siguiendo con el final de las simulaciones del filtro bajo la estrategia de control de potencia constante, se demostró que con aquella estrategia cuando se aplican tensiones desequilibradas, la potencia de red  $\bar{p}$  se mantiene constante pero las corrientes no son sinusoidales. La solución a ese problema es la estrategia de control de corrientes sinusoidales. Para demostrar la eficacia de esta estrategia, se repite el ensayo con los cambios al filtro explicados. La carga a simular es la siguiente:

$$\begin{cases} R_{L1-L2} = 6\Omega & L_{L1-L2} = 9 \text{ mH} \\ R_{L2-L3} = 5\Omega & L_{L2-L3} = 7 \text{ mH} \\ R_{L3-L1} = 5,5\Omega & L_{L3-L1} = 8 \text{ mH} \end{cases}$$

Esta carga es alimentada por las siguientes tensiones:

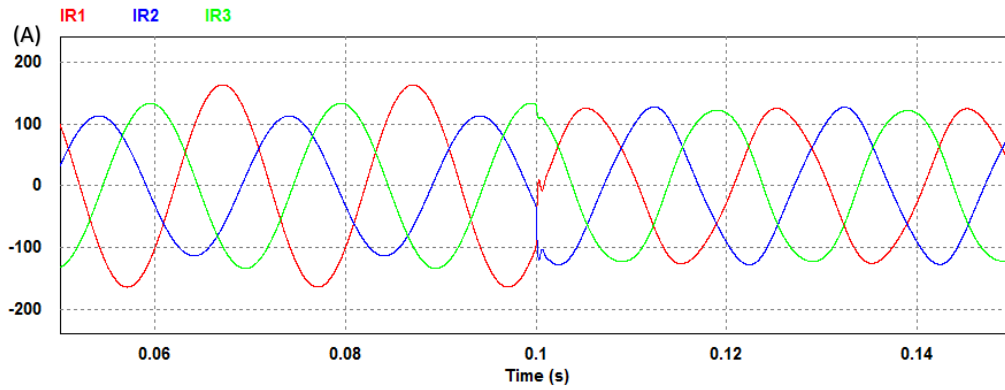
$$\begin{cases} V_{L1} = 230,94 \angle 0^\circ \text{ V} \\ V_{L2} = 141,42 \angle 200^\circ \text{ V} \\ V_{L3} = 230,94 \angle 120^\circ \text{ V} \end{cases}$$

En primer lugar, se muestran las tensiones y las corrientes de la carga.



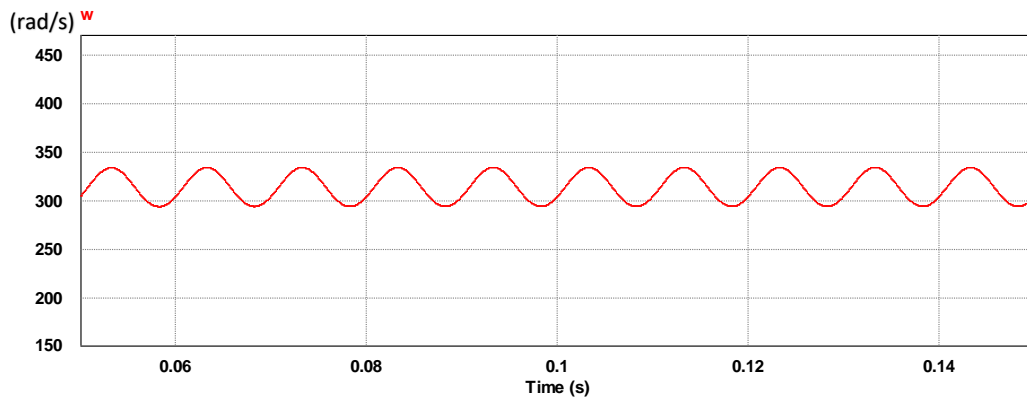
**Fig. 81. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Tensiones (VL) y corrientes (IL) de carga**

Se observa que las corrientes son distorsionadas y desequilibradas. Para eliminar este problema, se activa el filtro a los 0,1s resultando las corrientes de red de la siguiente manera.



**Fig. 82. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de red (IR)**

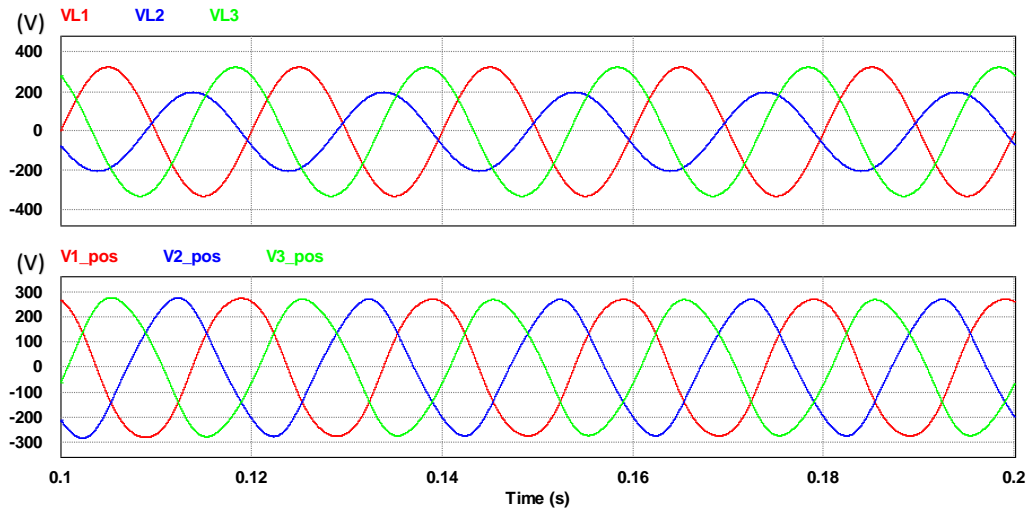
Tal y como muestra la Fig. 82, el filtro hace que las corrientes de red sean sinusoidales y equilibradas. Si se observa con detalle la forma de onda de las corrientes filtradas, se puede notar que la senoide está ligeramente deformada. La razón de esta forma de onda se debe a que la frecuencia fundamental calculada oscila, aunque el valor medio es de 314,159 rad/s (50Hz).



**Fig. 83. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Frecuencia de la PLL**

La única forma de que esta frecuencia se estabilizara sería si las tensiones de red fueran equilibradas.

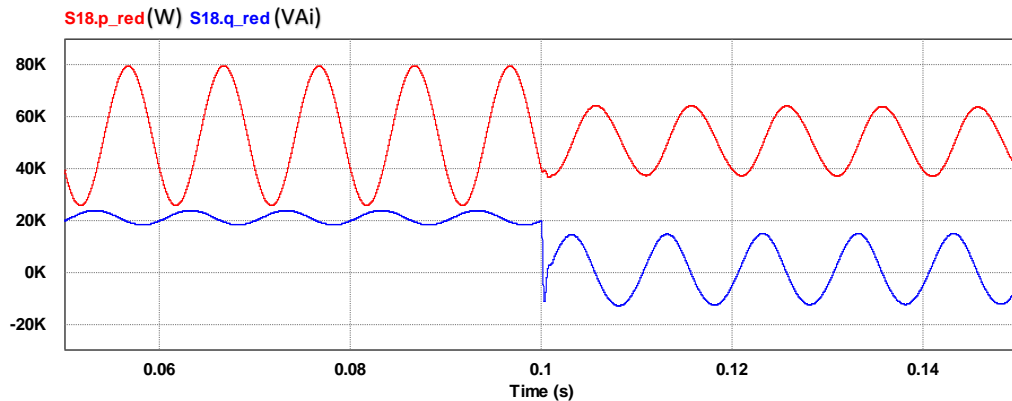
En cuanto a las tensiones, se puede hacer una comparativa entre las de alimentación y las obtenidas en el detector de secuencia positiva.



**Fig. 84. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Tensiones de carga (VL) y tensiones del detector de secuencia positiva (V\_pos)**

Se observa una notable diferencia entre las tensiones generadas y las de red, siendo las generadas prácticamente sinusoidales y equilibradas.

Finalmente, se muestran las potencias de red para ver la influencia del filtro sobre estas.

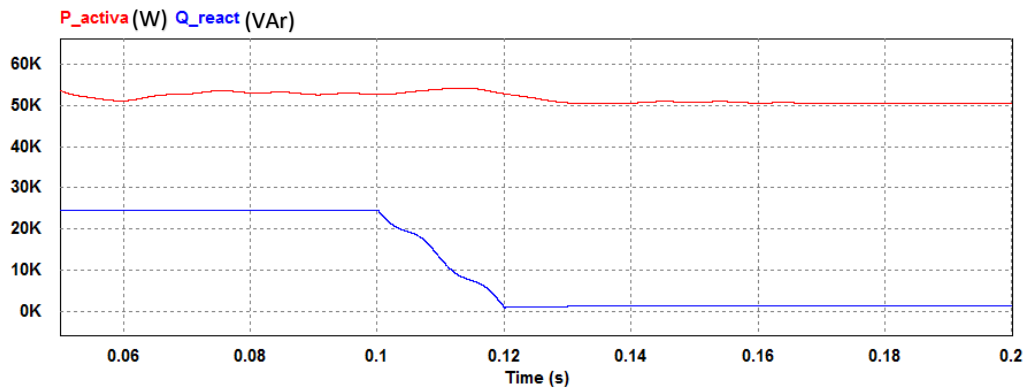


**Fig. 85. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias de red**

En primer lugar, en relación a  $p$ , el filtro reduce la parte oscilante  $\tilde{p}$  y no actúa sobre la parte media  $\bar{p}$  como es de esperar. En cuanto a  $q$ , el filtro elimina la parte media  $\bar{q}$  pero provoca un aumento en  $\tilde{q}$ . La razón por la cual la potencia imaginaria oscilante aumenta es porqué a pesar de que las corrientes se fuerzan a ser sinusoidales, las tensiones no lo son. Entonces, existe un desequilibrio entre las tensiones y corrientes de red que provoca un aumento de  $\tilde{q}$ .



Esta estrategia de control es adecuada des de un punto de vista económico, ya que en la actualidad se penaliza por potencia reactiva  $Q$  según la definición de potencia media. Entonces, el filtro la eliminará evitando las penalizaciones haciendo que el contador tenga las siguientes lecturas de potencia.



**Fig. 86. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias  $P$  y  $Q$**

La Fig. 86 muestra las lecturas que registraría un contador de la compañía eléctrica. Este leería únicamente potencia activa  $P$ .

#### 4.2.4.2. Ensayo con tensión distorsionada y carga RL desequilibrada

Para comprobar el correcto funcionamiento del filtro en situaciones más realistas, se simulará la misma carga del apartado anterior bajo las siguientes tensiones:

$$\begin{cases} v_{L1} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin(2\pi 50t) + 50 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{2}\right) + 35 \cdot \sin(2\pi 100t) \\ v_{L2} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + 50 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) + 40 \cdot \sin\left(2\pi 100t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{L3} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + 50 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) + 45 \cdot \sin\left(2\pi 100t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Estas tensiones incluyen la componente de frecuencia fundamental de secuencia positiva; una componente de frecuencia fundamental, de secuencia negativa y con un ángulo de  $90^\circ$  ( $\pi/2$  rad); y finalmente, una componente de 100Hz de secuencia negativa con distintos módulos.

La representación gráfica de estas tensiones es la siguiente.

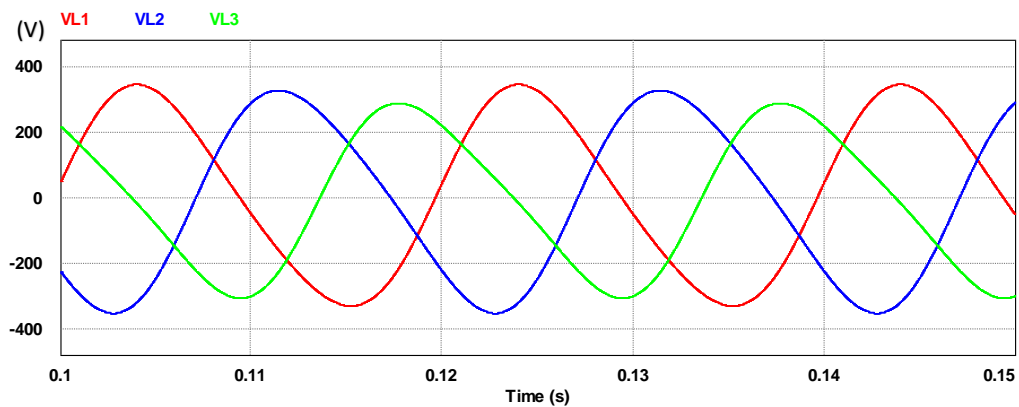


Fig. 87. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Tensiones de fase

En consecuencia al desequilibrio de las tensiones, las corrientes de la carga también son desequilibradas.

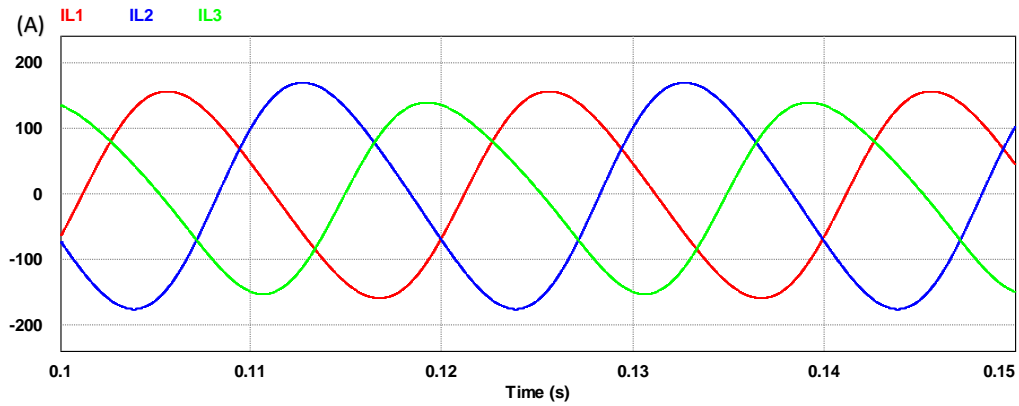


Fig. 88. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corrientes de carga

Para solventar este problema, el filtro con la estrategia de corriente sinusoidal obtiene las tensiones de frecuencia fundamental y secuencia positiva.

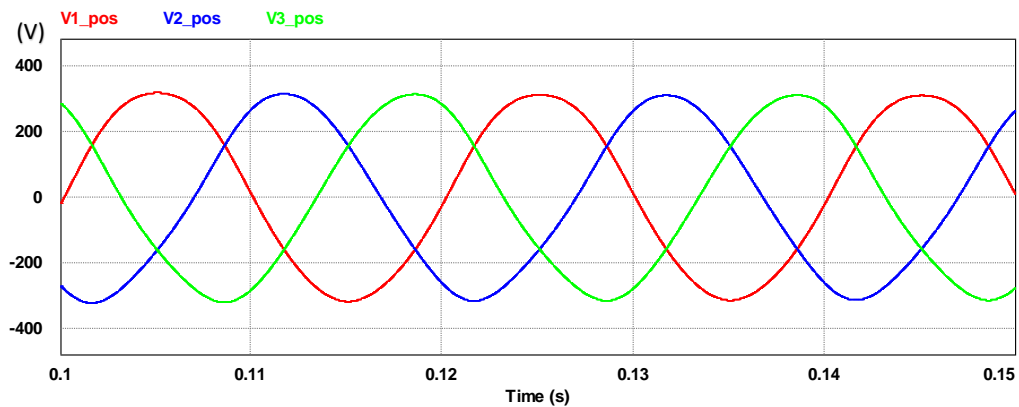
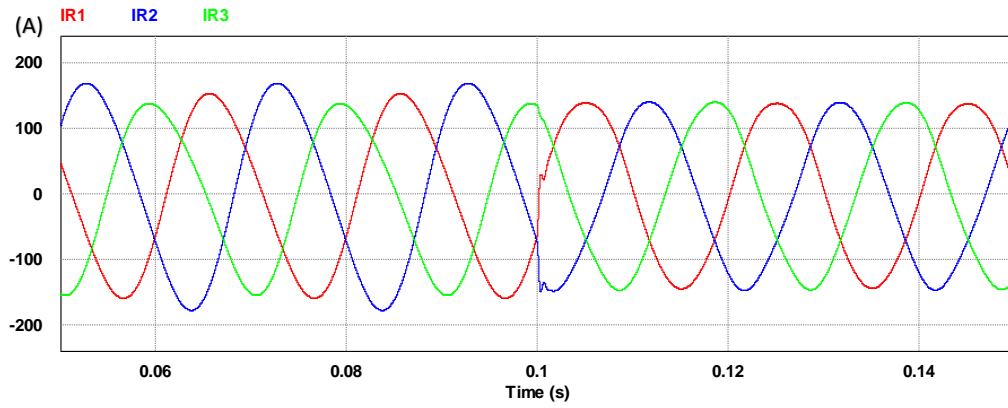


Fig. 89. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Tensiones  $V_{1+}$

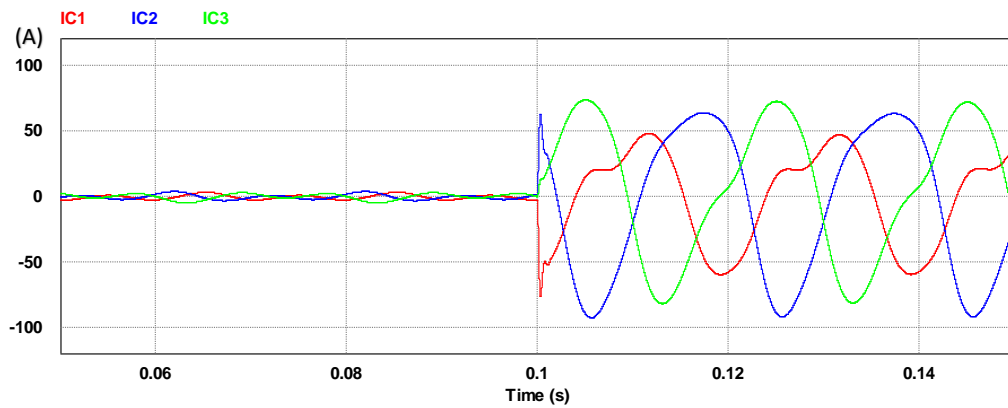
A pesar de que las tensiones obtenidas por el detector de secuencia positiva están ligeramente deformadas, estas son prácticamente sinusoidales. Este efecto se debe a la oscilación de la frecuencia fundamental tal y como se ha comentado anteriormente.

Con las tensiones  $V_{1+}$  obtenidas, el filtro hace que las corrientes de red sean prácticamente sinusoidales cuando este es activado en 0,1s.



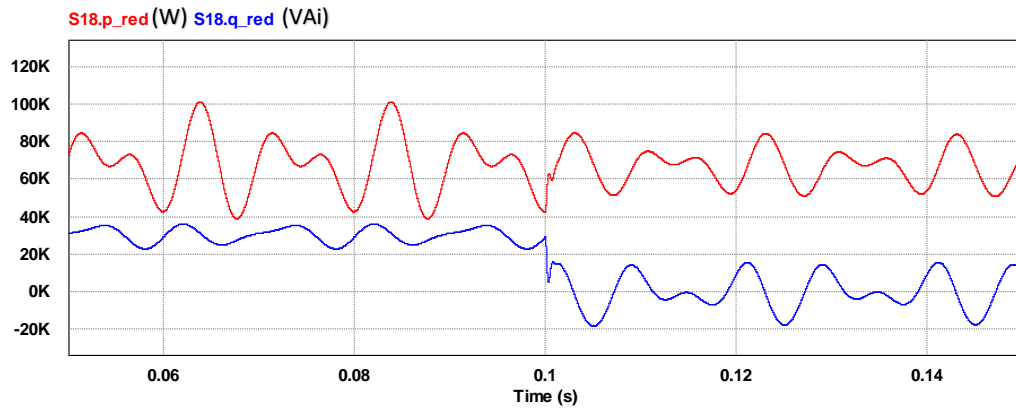
**Fig. 90. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Corrientes de red (IR)**

Esta gráfica demuestra que el filtro elimina los desequilibrios en la corriente provocados por la tensión desequilibrada, haciendo que las corrientes de red sean sinusoidales de 50 Hz y equilibradas. Para ello, las corrientes inyectadas por el filtro son las siguientes.



**Fig. 91. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Corrientes del filtro (IC)**

Sin embargo, las consecuencias del uso de esta estrategia es que no se filtran correctamente las potencias  $p$  y  $q$ , obteniendo las siguientes potencias de red en la activación del filtro.



**Fig. 92. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga RL: Potencias  $p$  y  $q$  de red**

Con este gráfico se puede ver como se han reducido en red las potencias  $\tilde{p}$  y  $\tilde{q}$ . Sin embargo, la potencia  $\tilde{q}$  se ha visto aumentada.

#### 4.2.4.3. Ensayo con tensión distorsionada y carga no lineal

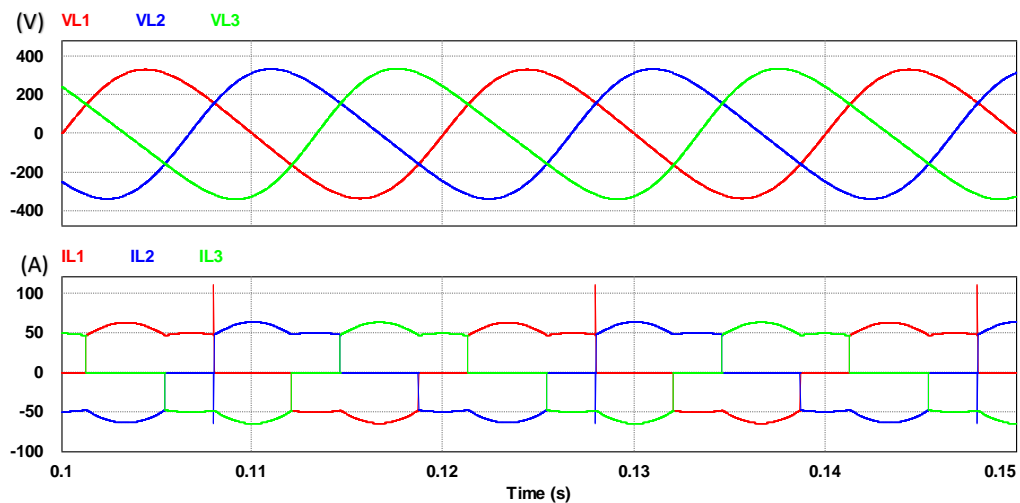
En este ensayo se simula el filtro con una carga electrónica fuente de armónicos de corriente. Se pretende comprobar que el filtro hace que las corrientes de red sean sinusoidales con una tensión de alimentación distorsionada. La tensión de alimentación aplicada es la siguiente.

$$\begin{cases} v_{L1} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin(2\pi 50t) + 35 \cdot \sin(2\pi 100t) \\ v_{L2} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + 40 \cdot \sin\left(2\pi 100t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{L3} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + 45 \cdot \sin\left(2\pi 100t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Esta tensión tiene la componente de frecuencia fundamental y secuencia positiva junto a una componente de 100Hz de secuencia negativa y con distintos módulos.

La carga a ensayar es un puente de diodos trifásico con una resistencia en el bus de continua de 10Ω.

Las tensiones y corrientes en carga son las siguientes.



**Fig. 93. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Tensiones de fase (VL) y corrientes de carga (IL)**

En primer lugar, la gráfica superior muestra las tensiones de red distorsionadas. Estas tensiones provocan las corrientes mostradas en la gráfica inferior. Estas corrientes son distintas a las típicas de un puente de diodos. Para poder ver correctamente la forma de onda de la corriente, se muestra la corriente de la línea 1.

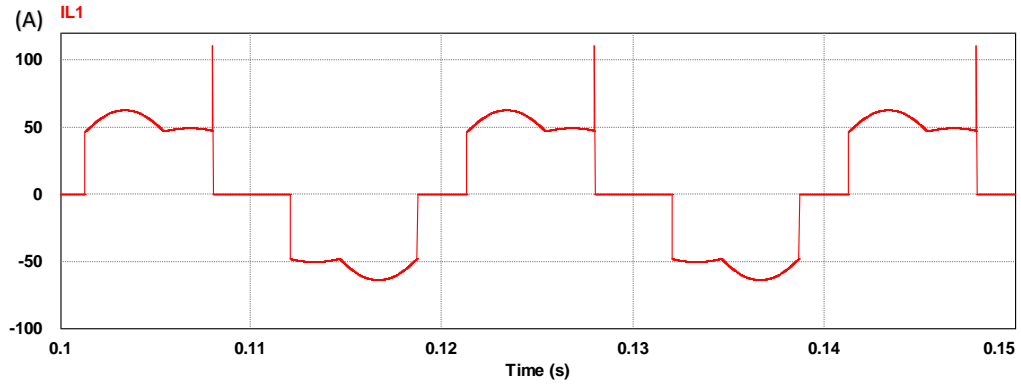


Fig. 94. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Corriente de carga (IL1)

Para que las corrientes de red sean sinusoidales, las tensiones generadas en el detector de secuencia positiva son las siguientes.

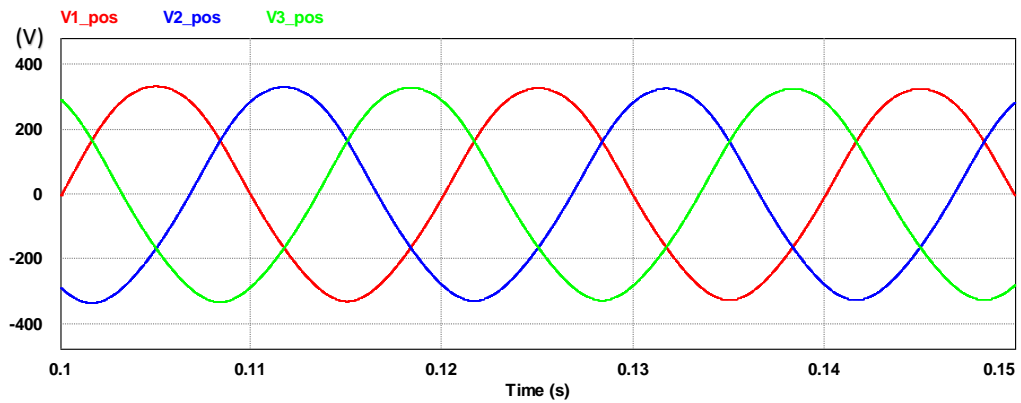
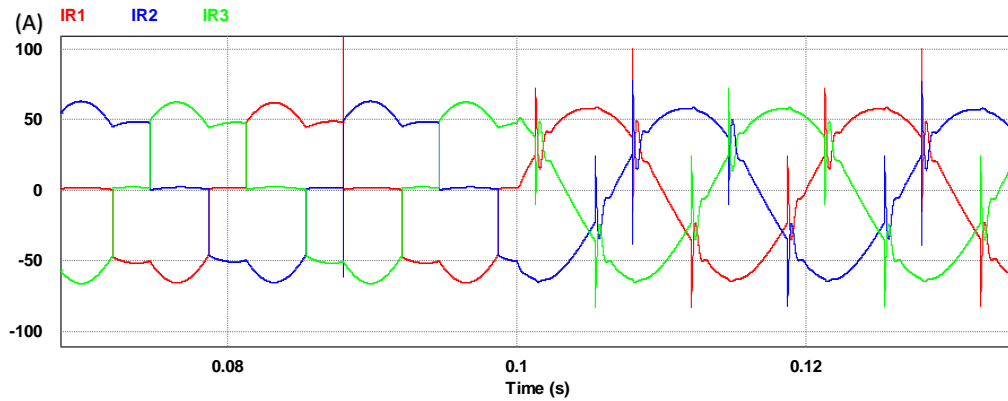


Fig. 95. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Tensiones del detector de secuencia positiva  $V_{1+}$

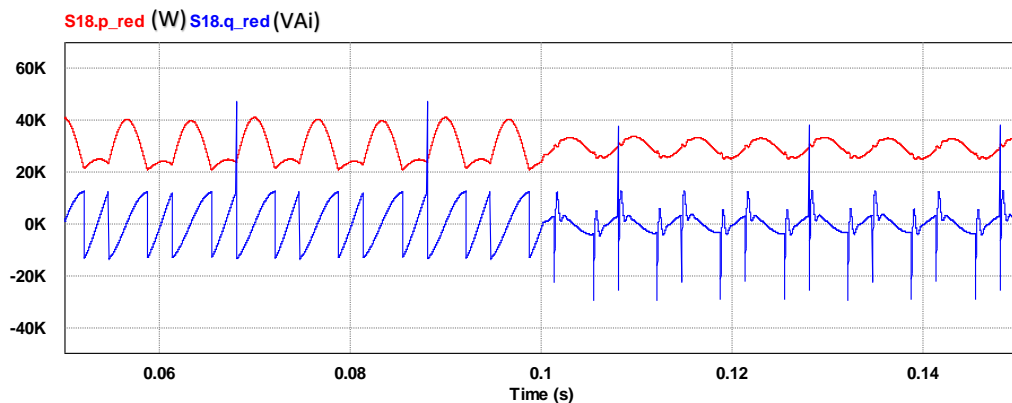
Aplicando estas tensiones al control del filtro, este hace que las corrientes de red tengan la siguiente forma de onda cuando es activado en 0,1s.



**Fig. 96. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Corrientes de red (IR)**

Tal y como se muestra en la gráfica, las corrientes son sinusoidales aun que las formas de onda presentan distorsiones puntuales. Este fenómeno ya ha sido visto con la estrategia de potencia constante en las gráficas de Fig. 61 y Fig. 62. La razón es el cambio brusco de potencia  $\tilde{q}$  generado por el puente de diodos.

Finalmente, se muestran las potencias de red en la activación del filtro en 0,1s.



**Fig. 97. Filtro 3 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada y carga no lineal: Potencias  $p$  y  $q$  de red**

Como ha sido comentado con anterioridad, esta estrategia de control no filtra las potencias con el objetivo de que la red alimente únicamente con  $\bar{p}$ .



## 4.3. Filtros activos selectivos de 3 hilos

Una vez introducidas las estrategias de control de potencia constante y corrientes sinusoidales, la última estrategia a exponer es la de los filtros selectivos. Esta estrategia permite seleccionar si se quieren compensar los armónicos, y cuáles de ellos, y/o la potencia reactiva y/o los desequilibrios. La selección de lo que se quiere compensar se puede hacer de forma manual o bien mediante una regulación automática que reparte la potencia disponible según la preferencia de compensación. Esta estrategia se emplea porqué en determinados escenarios la potencia del filtro no es suficiente para compensar toda la carga, por lo que se dedica la potencia a compensar las corrientes más críticas. Además, la selección permite compensar potencia reactiva, desequilibrios y armónicos de baja frecuencia usando convertidores con baja frecuencia de conmutación, permitiendo emplear convertidores de frecuencia de conmutación alta para los armónicos de alta frecuencia. Esto evita emplear un convertidor de gran potencia y alta frecuencia de conmutación, y permite emplear uno de baja frecuencia y gran potencia y otro de alta frecuencia y baja potencia abaratando los costes.

### 4.3.1. Célula básica del filtro selectivo

Para poder seleccionar y eliminar unos determinados armónicos, en primer lugar, se debe separar cada armónico de la corriente de carga. Para ello, se emplean las células básicas. Estas se basan en la teoría  $pq$ , y el esquema de bloques general de control es el siguiente.

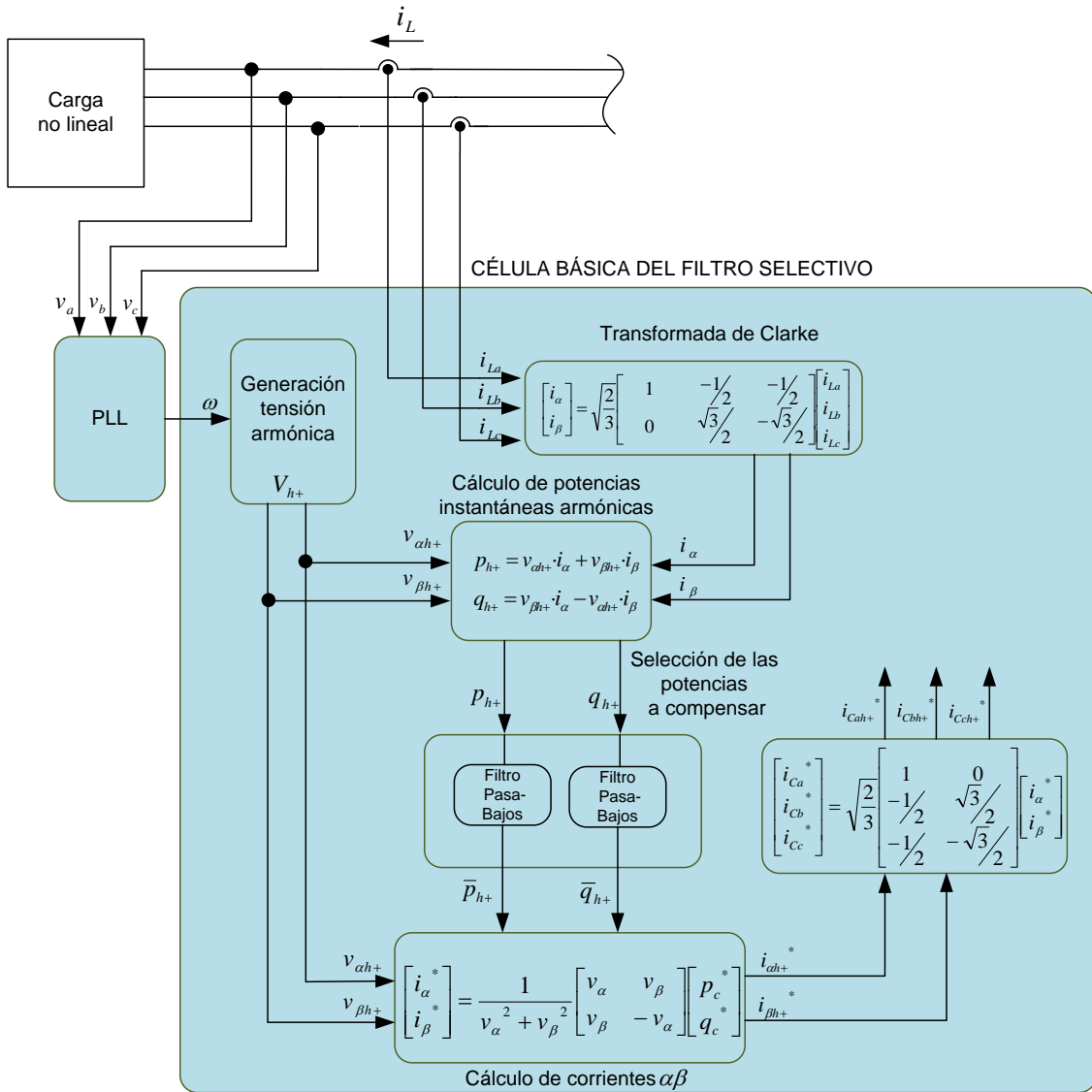


Fig. 98. Célula básica del filtro selectivo

Tal y como muestra el esquema, en primer lugar, se emplea una PLL para obtener la frecuencia fundamental  $\omega$  a partir de las tensiones de red. Con la frecuencia fundamental se pueden generar las tensiones armónicas unitarias en  $\alpha\beta$  con las siguientes expresiones.

$$\begin{cases} v_{\alpha+} = \sin(\omega_h \cdot t) \\ v_{\beta+} = -\cos(\omega_h \cdot t) \end{cases}, \quad \omega_h = n_h \cdot \omega \quad (4.3)$$

Para aquellos armónicos de secuencia negativa, la expresión para  $v_{\alpha+}$  se corresponde con la de  $v_{\beta-}$  y viceversa. Las tensiones armónicas unitarias se emplean para calcular  $p_h$  y  $q_h$  junto a las corrientes de carga. Al pasar estas potencias por un filtro pasa bajos, se obtienen  $\bar{p}_h$  y  $\bar{q}_h$ , que en concordancia a (2.73) y (2.74), estas potencias no tienen en cuenta las interacciones entre tensiones y corrientes de distintas frecuencias. Por lo tanto, al aplicar la transformada inversa de Clarke con las tensiones unitarias calculadas, las corrientes resultantes son únicamente del

armónico seleccionado. De esta manera, se deben emplear tantas células selectivas como armónicos que se deseen compensar.

### 4.3.2. Estrategia de compensación

Con las corrientes armónicas calculadas, únicamente resta calcular la corriente correspondiente a la potencia reactiva y la correspondiente a los desequilibrios. Para ello, se puede emplear la estrategia de la Fig. 99.

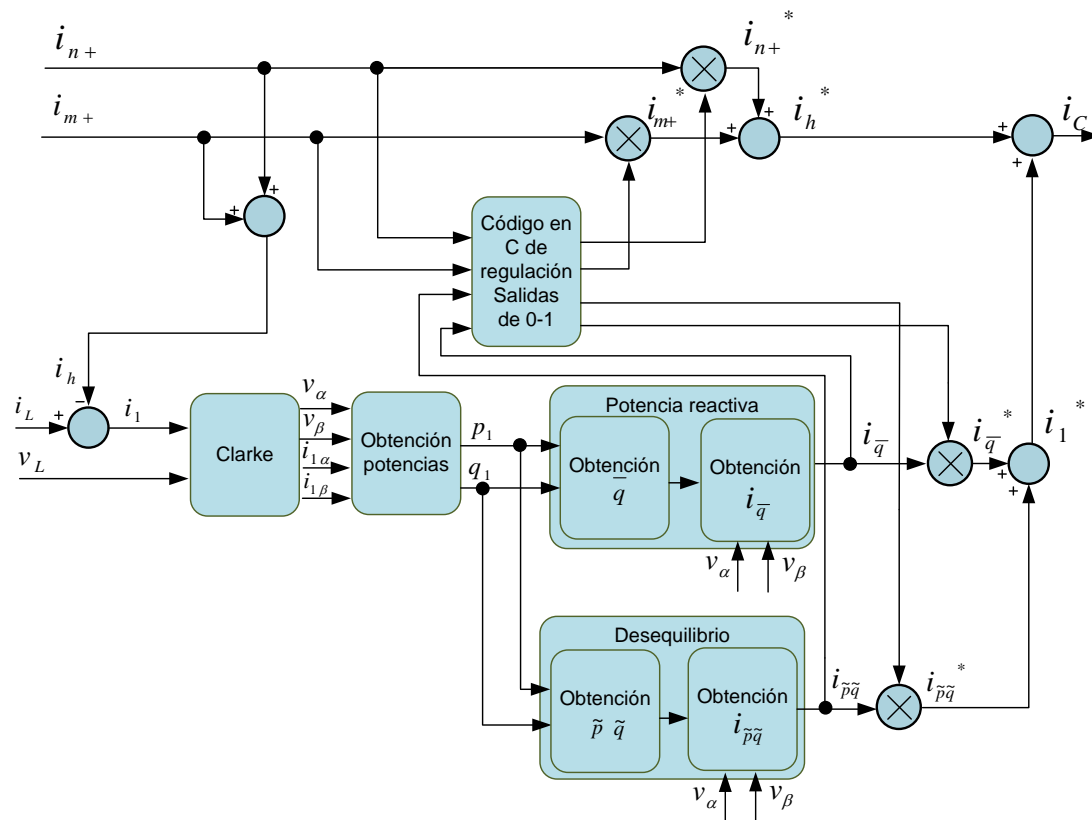


Fig. 99. Estrategia de compensación selectiva

Este esquema muestra una opción de estrategia de control. Para este caso, se consideran dos corrientes armónicas  $i_{n+}$  e  $i_{m+}$  de orden  $n$  y  $m$  respectivamente. Estas corrientes, previamente calculadas en una célula básica, se restan a la corriente de carga obteniendo la corriente fundamental. Esta, produce potencias reales e imaginarias medias y oscilantes, que al ser únicamente producidas con la tensión y corriente fundamentales, se puede hacer la relación de la potencia reactiva  $Q$  con  $\bar{q}_1$  y los desequilibrios con  $\tilde{q}_1$  y  $\tilde{p}_1$ . Es por ello que se hace un filtrado de las potencias por separado, obteniendo por un lado  $i_{\bar{q}}$  y por el otro  $i_{\tilde{p}\tilde{q}}$ . Finalmente, las corrientes armónicas, las asociadas con la potencia reactiva y las asociadas con el desequilibrio se emplean en un bloque de código estructurando para decidir qué corrientes se compensan y qué porción de ellas, multiplicando las corrientes calculadas por un número entre 0 y 1.

### 4.3.3. Modelo de simulación

El modelo expuesto puede ser implementado en el software PSIM 9.0.3. Este contará con la selección de los armónicos 5° y 7°, facilitando la comprensión del esquema, pudiéndose implementar tantas células básicas como ordenes de armónicos capaces de compensar según el ancho de banda del convertidor. Para poder comprender mejor el funcionamiento del modelo, se muestra en primer lugar el esquema en PSIM. Este se ha dividido en dos partes, por un lado, la parte de cálculo de corrientes junto a la parte de potencia, y por el otro lado, el algoritmo de regulación. Esto se debe a que se deberían emplear muchos subcircuitos por la cantidad de conexiones en el modelo.

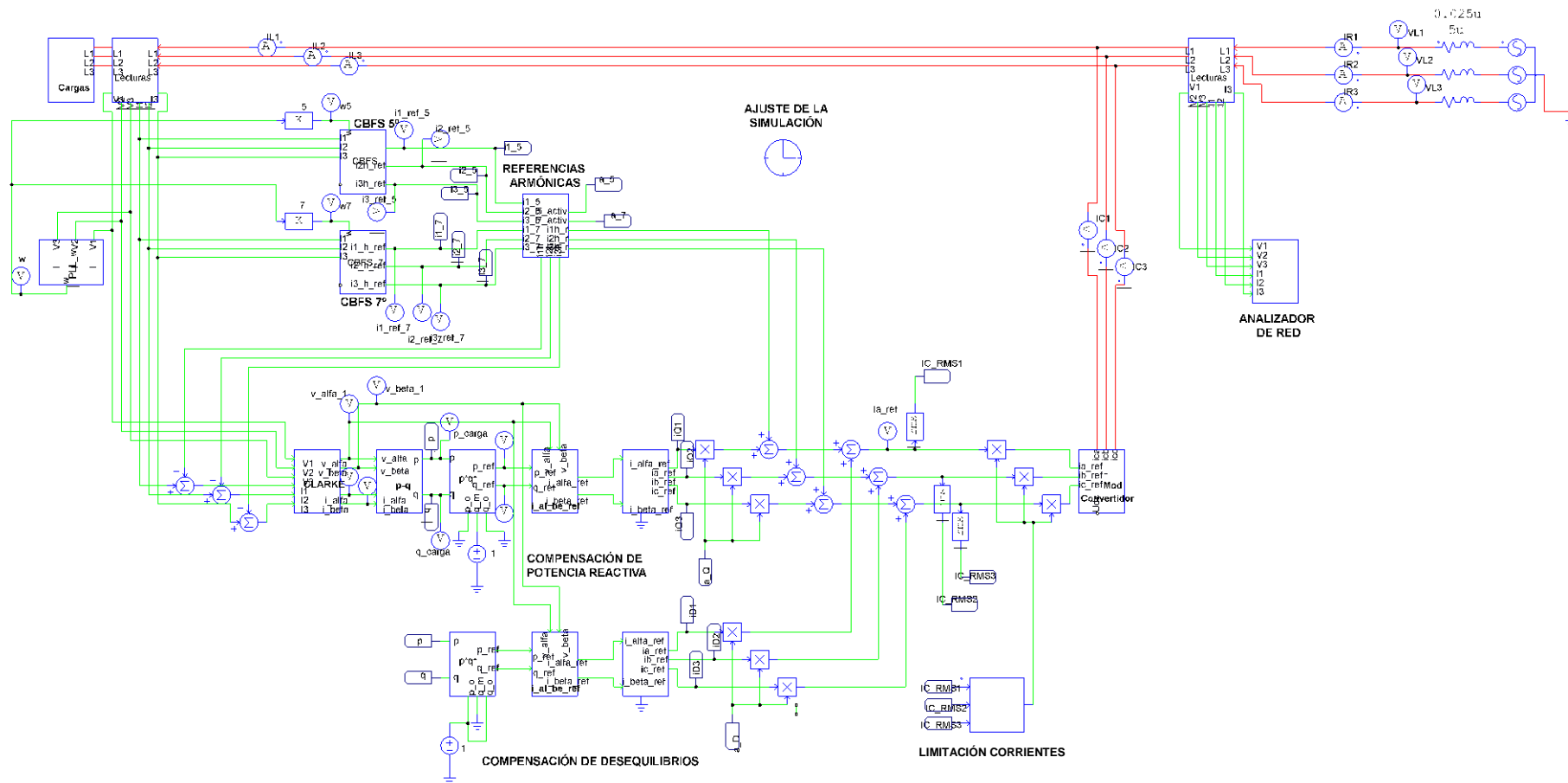


Fig. 100. Parte 1 del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos selectivo

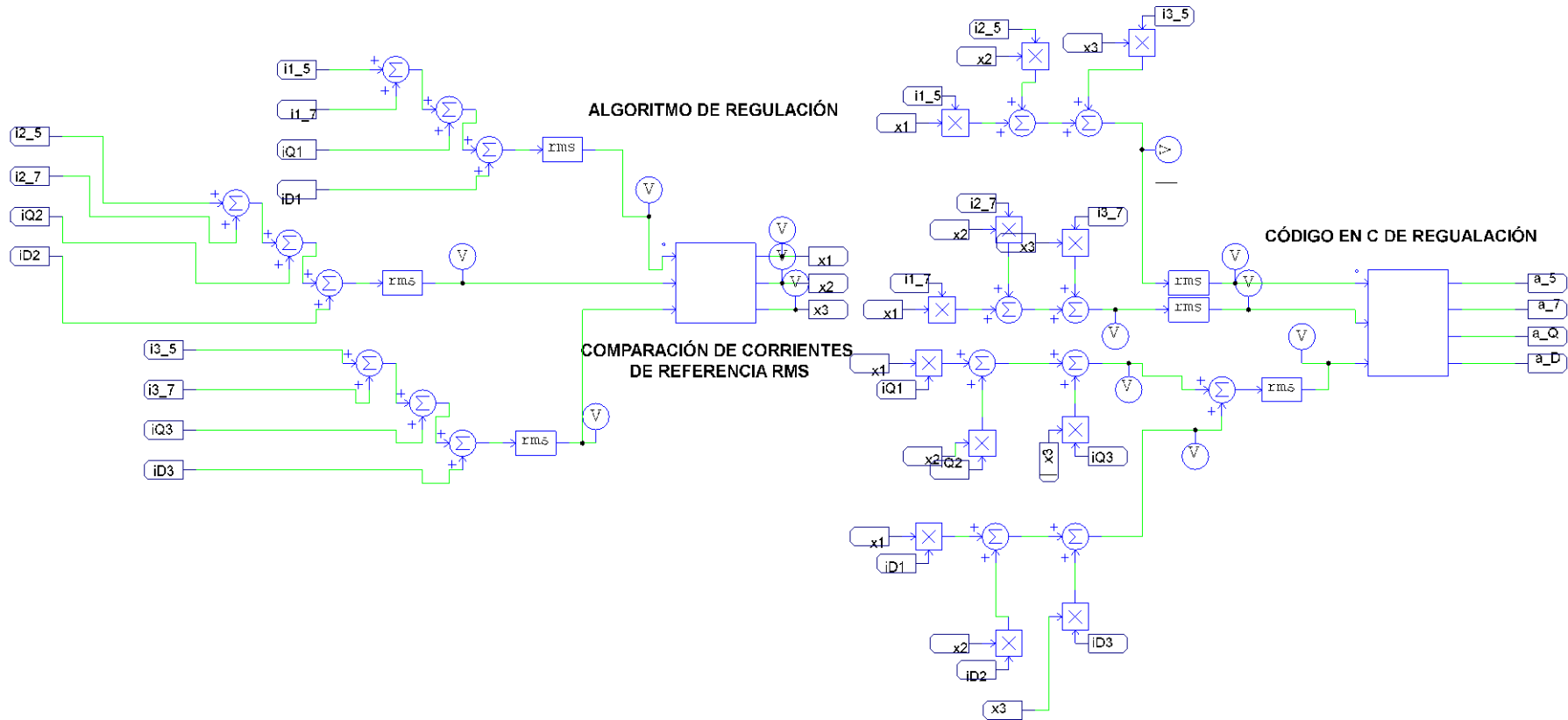
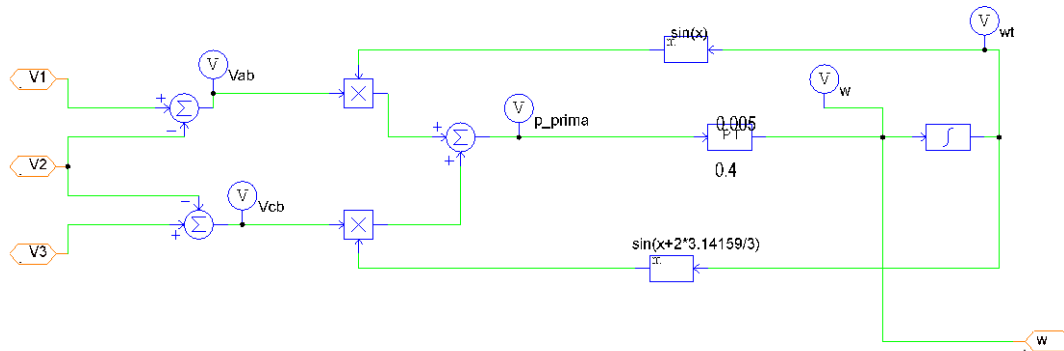


Fig. 101. Parte 2 del modelo en PSIM del filtro de 3 hilos selectivo

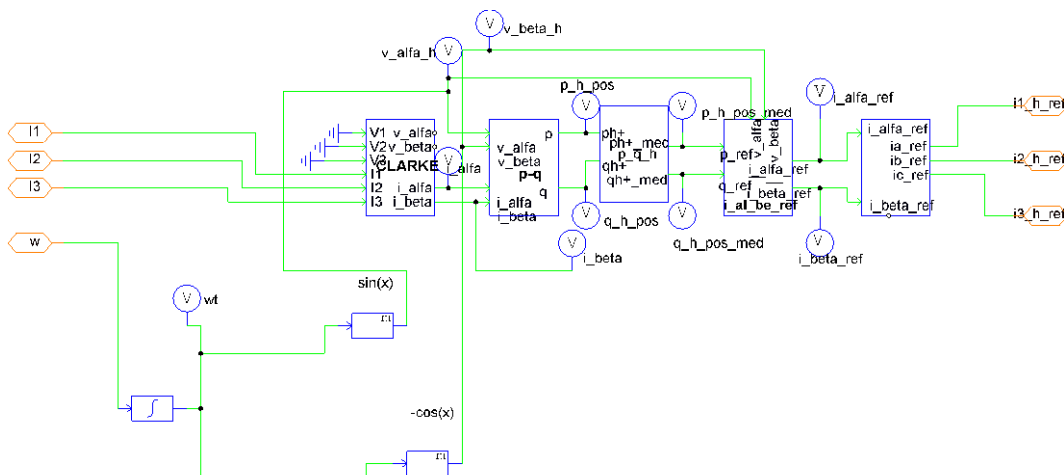
Empezando por la primera parte, se observa que este modelo incluye muchos subcircuitos compartidos con las demás estrategias de control. Analizando el esquema de izquierda a derecha, el primer subcircuito es el de cargas, el cual ha sido explicado previamente en otras estrategias. Después, se encuentra la PLL para obtener la frecuencia fundamental  $\omega$  a partir de las tensiones de red.



**Fig. 102. Modelo en PSIM de la PLL del filtro de 3 hilos selectivo**

La diferencia con la PLL ya expuesta es que se pretende obtener únicamente la frecuencia fundamental.

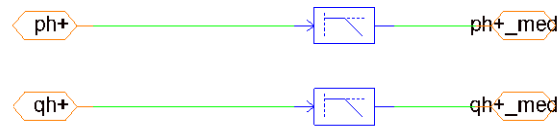
Siguiendo con el análisis, los siguientes subcircuitos son las células básicas del filtro selectivo (CBFS). En este modelo hay una célula para el 5º armónico y otra para el 7º. En este caso, se muestra el subcircuito de la CBFS del 7º armónico.



**Fig. 103. Modelo en PSIM de la CBFS de armónicos pares**

En primer lugar, en la parte inferior izquierda se observa cómo se construyen las tensiones en  $\alpha\beta$  en concordancia con (4. 3). Además, en este subcircuito se emplean muchos subcircuitos

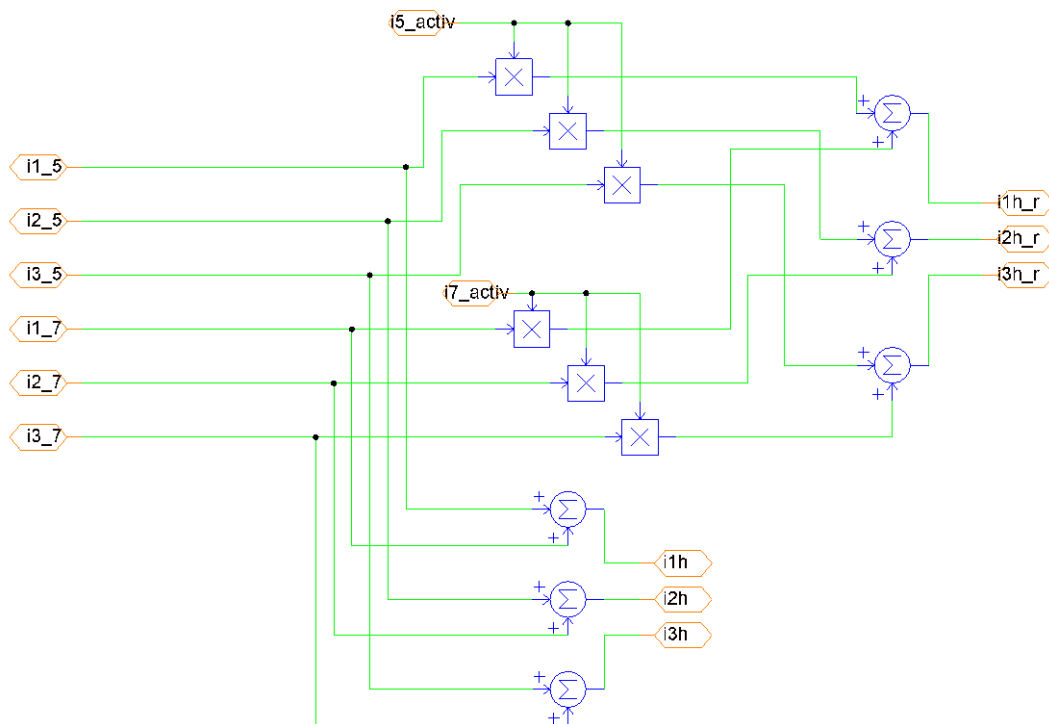
previamente utilizados. El único subcircuito nuevo es el que se indica con “p\_q\_h”, donde se hace el filtrado de las potencias instantáneas. En el interior del subcircuito se encuentra lo siguiente.



**Fig. 104. Filtrado de potencias armónicas en el modelo en PSIM de la CBFS**

Este filtrado consiste en dos filtros pasa-bajos con una frecuencia de corte de 20Hz. De esta manera, se obtienen las potencias medias y se eliminan las oscilantes.

Una vez calculadas las corrientes armónicas en cada CBFS, estas se llevan al subcircuito de referencias armónicas. En este subcircuito se hace la suma de todas las corrientes armónicas para restarlas más adelante a la corriente de carga, obteniendo la corriente fundamental con reactiva y desequilibrios. Además, en este subcircuito se puede regular si se compensa una corriente armónica y qué porción de ella.

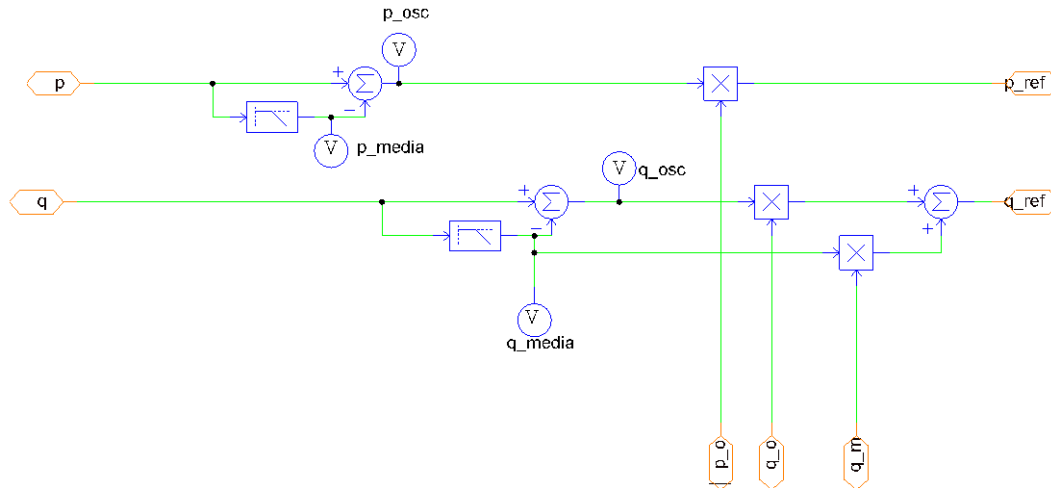


**Fig. 105. Subcircuito de referencias armónicas del modelo en PSIM del filtro selectivo de 3 hilos**

Tal y como se observa en el esquema, por un lado, se obtiene la totalidad de las corrientes armónicas con el objetivo de poder restarlas a la corriente de carga obteniendo la fundamental, y por el otro lado, se obtiene la referencia de corriente para el convertidor una vez se ha multiplicado la corriente armónica por un valor entre 0 y 1.



Volviendo al modelo del filtro, la siguiente parte a analizar es la de compensación de potencia reactiva y desequilibrios. En esta parte se separa la parte de potencia reactiva de los desequilibrios mediante un subcircuito, el denominado “p\*q\*” donde se puede elegir que filtrar y que anular de forma externa.



**Fig. 106. Filtrado de potencias instantáneas en el modelo en PSIM del filtro selectivo de 3 hilos**

En el caso de la potencia reactiva, se selecciona la potencia  $\bar{q}$  y se anulan las potencias oscilantes, haciendo lo inverso para los desequilibrios. En cuanto a los filtros pasa-bajos, estos se mantienen en una frecuencia de corte de 20Hz.

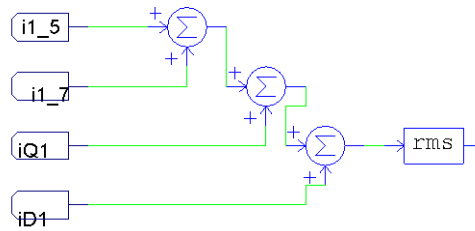
Finalmente, la última implementación a analizar en la parte 1 del esquema es la limitación de corriente. Esta parte se explica después de analizar el algoritmo de control de la segunda parte.

En cuanto a la segunda parte, las corrientes armónicas y las correspondientes a la potencia reactiva y a los desequilibrios se emplean en un algoritmo de regulación. El objetivo de la regulación es limitar la corriente de cada fase según la potencia nominal del filtro. En este caso, el filtro activo tiene una potencia nominal de 100kVA, lo que implica una corriente nominal en RMS de 144 A para una red de 400V. Entonces, el algoritmo de regulación activa o desactiva las referencias de corriente según la potencia disponible. La preferencia de filtrado que se ha considerado para este filtro tiene el siguiente orden:

1. Eliminación del 5º armónico.
2. Eliminación del 7º armónico.
3. Eliminación de la potencia reactiva y eliminación de los desequilibrios.

En este caso, se agrupa la potencia reactiva y los desequilibrios, ya que al ser ambas corrientes de 50 Hz, estas son complejas de controlar por separado.

Para poder decidir que se elimina y que no, en primer lugar, se debe saber que fase del convertidor estará más cargada, siendo esta la que limite la corriente. Para ello se comparan las corrientes de referencia calculadas según el valor RMS de cada fase.



**Fig. 107. Cálculo de la corriente RMS en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo**

El bloque de cálculo de RMS permite indicar la frecuencia base, para marcar el periodo de integración. En este caso se eligen 50Hz, haciendo que el periodo de integración alcance un ciclo completo de la frecuencia más baja (y 7 para la más alta en el 7º armónico).

Con las corrientes de las tres fases calculadas, estas son llevadas a un código en C para compararlas y decidir cuál es mayor. El código es el siguiente.

```

C Code
Following variables are valid: t, delt
Input    x1, x2, x3
Output   y1, y2, y3

if (x1>x2 && x1>x3){
  y1=1;
  y2=0;
  y3=0;}

else if ((x2>x1 && x2>x3)){
  y1=0;
  y2=1;
  y3=0;}

else if ((x3>x1 && x3>x2)){
  y1=0;
  y2=0;
  y3=1;}
  
```

**Fig. 108. Código de comparación de corrientes RMS en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo**

Las variables “x” se corresponden con las entradas y las “y” con las salidas. Además, las variables con un “1” se corresponden a la L1; con un “2” a la L2; y con un “3” a la L3. La salida del código decidirá que referencias se usan y cuales se anulan multiplicándolas por 0 o 1, de la siguiente manera.

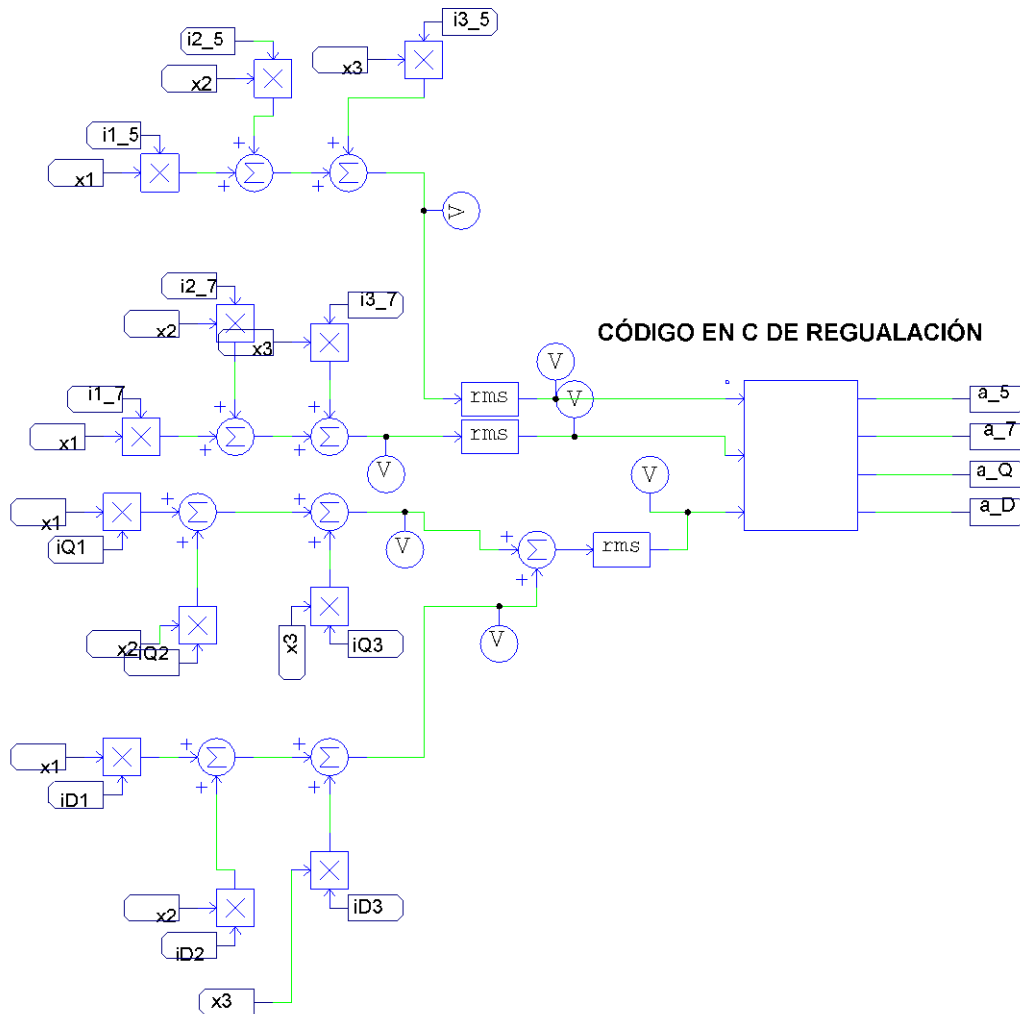


Fig. 109. Elección de corrientes de referencia en el algoritmo de control del filtro de 3 hilos selectivo

De esta manera, cada referencia de corriente de cada fase se multiplica por 0 o 1 según corresponda con la fase más cargada. Una vez decididas las referencias de una de las fases, estas deben pasar por el código de regulación, el cual decide qué corrientes se inyectan y qué porción de ellas teniendo en cuenta que el valor RMS máximo a inyectar es 144A.

Para la implementación del código, se emplean ecuaciones derivadas de la del cálculo de la corriente RMS:

$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{hRMS}^2} \quad (4.4)$$

```
#include <math.h>
if (x1<144)
    {y1=1;
    if(x2<sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2))))
        {y2=1;
        if(x3<sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2))-(pow(x2,2))))
            {y3=1;}
        else if (x3>=sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2))-(pow(x2,2))))
            {y3=sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2))-(pow(x2,2)))/x3;}
        }
    else if (x2>=sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2))))
        {y2=sqrt(pow(144,2)-(pow(x1,2)))/x2;
        y3=0;}
    }
else if ((x1>=144))
    {y1=144/x1;
    y2=0;
    y3=0;
    }
y4=y3;|
```

Fig. 110. Código de regulación en C del filtro selectivo de 3 hilos

Las variables “x” se corresponden con las entradas y las “y” con las salidas. Además, las variables con un “1” se corresponden al armónico 5º; con un “2” al 7º; y con un “3” a la Q y los desequilibrios. Todas las entradas se dan en corriente RMS y las salidas es un número entre 0 y 1, el cual decide qué porción de corriente se inyecta.

La forma por la cual se hace implementa la regulación es haciendo el producto de la referencia con la salida del regulador, como por ejemplo en el caso de Q:

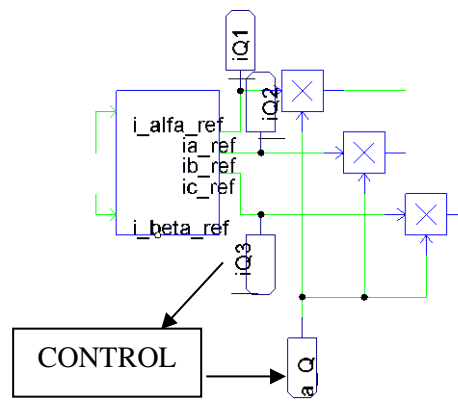
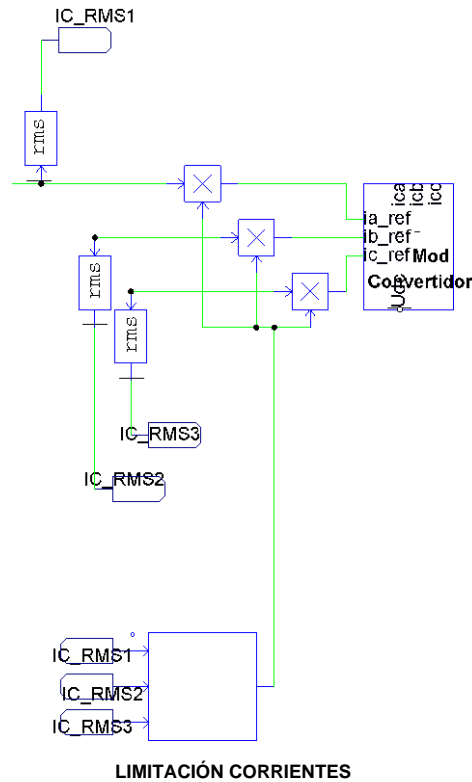


Fig. 111. Ejemplo de regulación de referencias en el filtro selectivo de 3 hilos

Finalmente, una vez se ha explicado el control, se puede explicar la limitación de corriente de la primera parte:



**Fig. 112. Limitación de corriente del filtro selectivo de 3 hilos**

Esta limitación es más útil en el filtro de 4 hilos, aunque no deja de ser un elemento de seguridad para el de 3 hilos, ya que desde un punto de vista de fabricante, no se sabe si se le va a dar un uso indebido al filtro. Es decir, podría ser que el filtro de 3 hilos se instalara en un sistema de 4 hilos pudiéndolo dañar.

Lo que se pretende hacer en la limitación es asegurarse que en ningún caso pueda haber más de 144 A por fase. Este escenario se entiende mejor con un ejemplo. En este ejemplo se decide que la corriente RMS máxima sea 2.24 A, habiendo en las fases las siguientes corrientes:

	$I_{5RMS}$ (A)	$I_{7RMS}$ (A)	$I_{Q \text{ y } DES}$ RMS (A)	$I_{RMS}$ (A)
Fase 1	1	2	4	4.58
Fase 2	1	3	1.5	3.5
Fase 3	1	1	2	2.24

**Tabla. 1. Ejemplo de escenario de compensación**

Bajo este escenario, limitaría la fase 1 haciendo que se redujesen las corrientes de desequilibrio de la siguiente manera:

	$I_{5RMS}$ (A)	$I_{7RMS}$ (A)	$I_{Q y DES RMS}$ (A)	$I_{RMS}$ (A)
Fase 1	1	2	0	2.24
Fase 2	1	3	0	3.16
Fase 3	1	1	0	1.41

Tabla. 2. Ejemplo de escenario de compensación al aplicar el algoritmo del filtro selectivo

Como se observa, después de la regulación, una fase podría seguir por encima del límite. Este escenario, a pesar de ser poco probable, puede suceder. Es por ello que se limitan las corrientes a 144 A, pudiéndose ver la compensación algo comprometida, ya que se deben reducir las corrientes de forma proporcional en las tres fases, aunque solo una fase de los 144 A. El código en C implementado para la limitación es el siguiente.

```

C Code
Following variables are valid: t, delt
Input    x1, x2, x3
Output   y1

if (x1>144 || x2>144 || x3>144)
{
if(x1>x2 && x1>x3){ y1=144/x1;}
else if (x2>x1 && x2>x3){y1=144/x2;}
else if(x3>x1 && x3>x2){y1=144/x3;}
}

else {y1=1;}

```

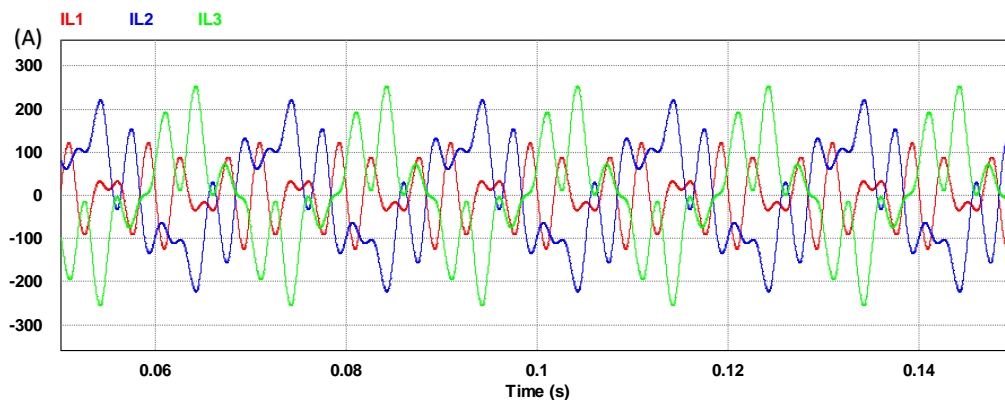
Fig. 113. Código en C de limitación de corrientes del filtro selectivo de 3 hilos

### 4.3.4. Simulaciones

Una vez explicado el modelo y sus componentes, este se verifica mediante la simulación. En estas simulaciones se demostrará como el filtro es capaz de separar las corrientes y además se pondrá a prueba la regulación automática.

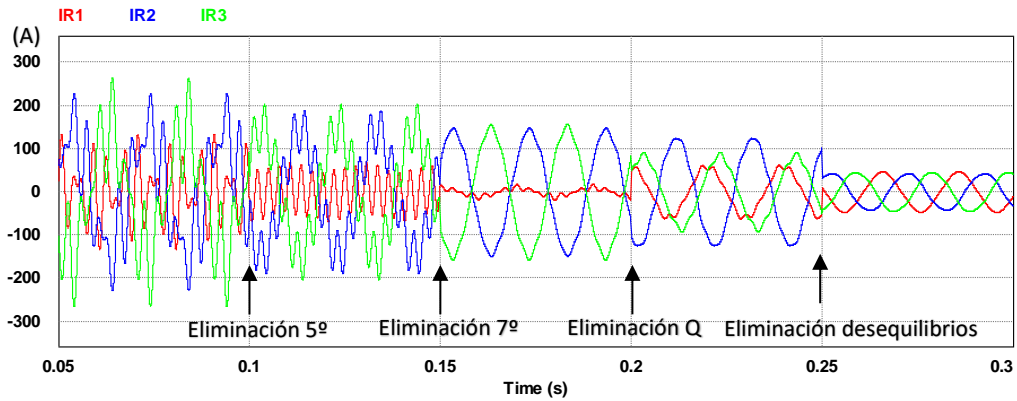
#### 4.3.4.1. Ensayo de compensación selectiva manual

Para este ensayo se dispondrá de una carga ficticia la cual consumirá en RMS 50 A de 5º armónico y 40 A de 7º armónico, además, entre L2 y L3 se colocará una carga RL con  $R=2.2 \Omega$  y  $L=1 \text{ mH}$ . Para comprobar la selección de armónicos, se irán compensando las distintas corrientes por pasos. En primer lugar, se muestran las corrientes de carga.



**Fig. 114. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes de carga (IL)**

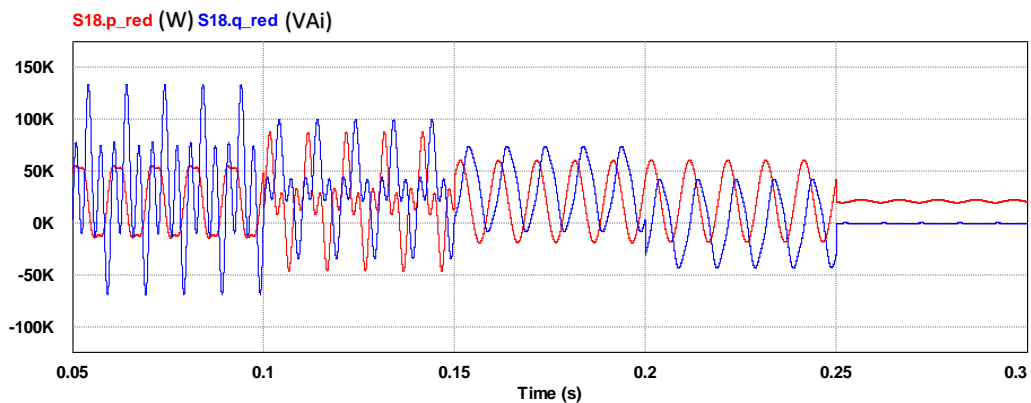
La compensación manual seguirá el siguiente orden. En primer lugar, en 0.1s se activará la compensación de 5º armónico; seguidamente, en 0,15s se activará la compensación del 7º armónico; a continuación, en 0.2s se activará la compensación de la potencia reactiva; y finalmente, se equilibrarán las fases en 0.25s.



**Fig. 115. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes de red (IR)**

Se observa como el filtro es capaz de eliminar correctamente todas las corrientes armónicas, la potencia reactiva y los desequilibrios de forma escalonada. El hecho de que las formas de onda a partir de 0.15s tengan una ligera carga armónica se debe a los ligeros errores que se acumulan a lo largo del filtro. De igual manera, finalmente se obtienen corrientes sinusoidales equilibradas.

En cuanto a las potencias instantáneas de red, se obtienen las siguientes lecturas.



**Fig. 116. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Potencias de red**

En las lecturas de la potencia de red, se observa como estas varían cada vez que se compensa una corriente distinta.

Finalmente, para conseguir esta compensación, el convertidor debe inyectar las siguientes corrientes.



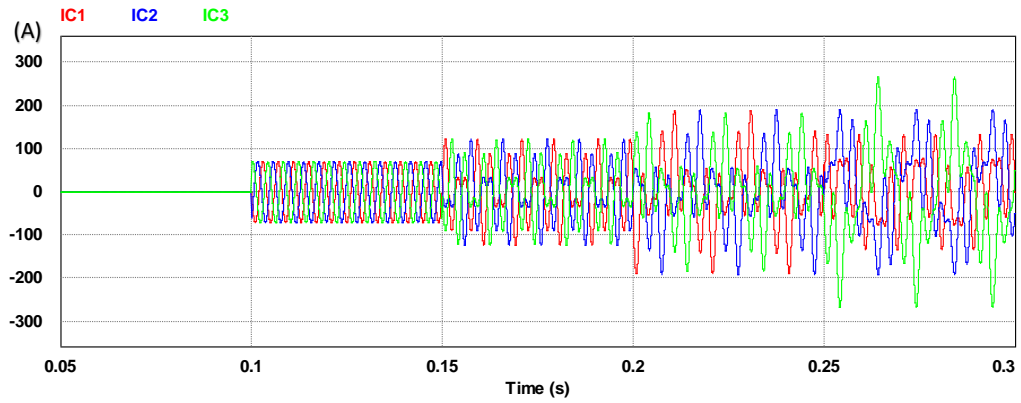


Fig. 117. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corrientes del convertidor del filtro (IC)

Las corrientes inyectadas son difíciles de apreciar en 0,25s de simulación ya que se están inyectando corrientes armónicas de gran amplitud. Para observar mejor estas corrientes, se muestra la inyectada por la fase 1.

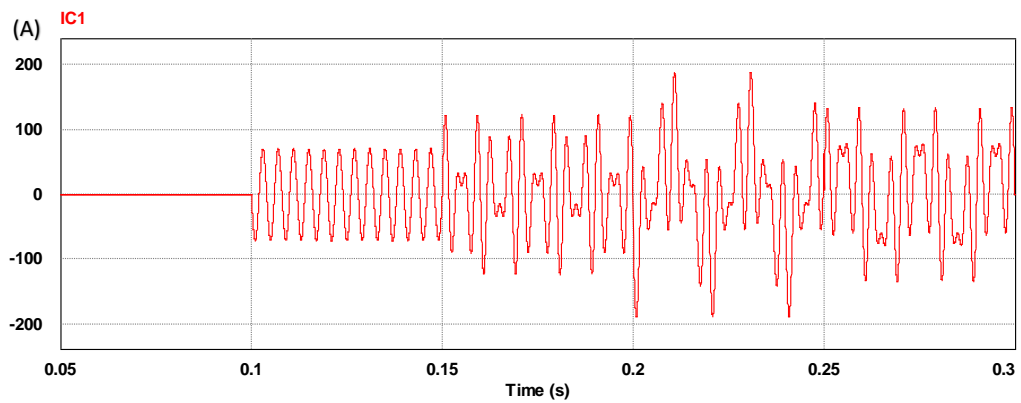


Fig. 118. Filtro 3 hilos selectivo. Selección manual: Corriente IC1 del convertidor del filtro

#### 4.3.4.2. Ensayo con carga superior a la potencia nominal

Para comprobar la limitación del filtro, se provocará que este no pueda compensar correctamente, haciendo que una de sus fases llegue a la corriente máxima y no la sobrepase. Para ello, inicialmente se conectarán las cargas del apartado anterior. Estas, por un lado, generan 50 A de 5º armónico y 40 A de 7º armónico, y por el otro lado, entre L2 y L3 se coloca una carga RL con  $R=2.2 \Omega$  y  $L=11\text{mH}$ . Posteriormente, se conectará el filtro en 0.1s compensando correctamente. Seguidamente, en 0,15s, se conectará una carga de 60 A de 5º armónico que hará que el filtro limite su corriente al no poder compensar toda la carga.

Inicialmente, se muestra la corriente de carga.

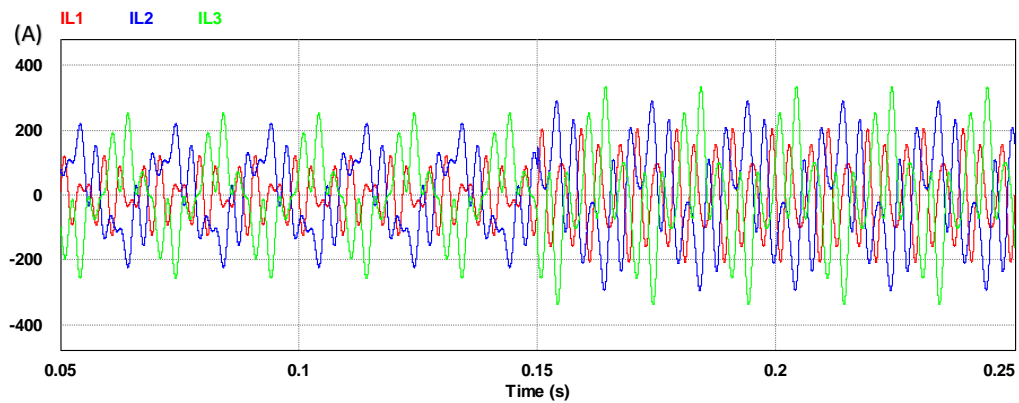


Fig. 119. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de carga (IL)

La grafica muestra como la carga aumenta en los 0.15s al conectarse el consumo de 60 A de 5º armónico.

Para saber cuánto se requiere compensar, se pueden mirar las corrientes en RMS requeridas a compensar por fase a lo largo de la simulación.

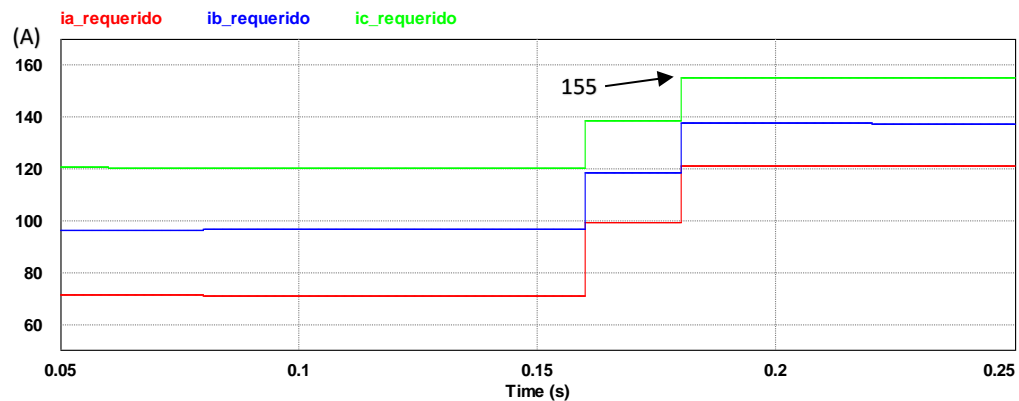
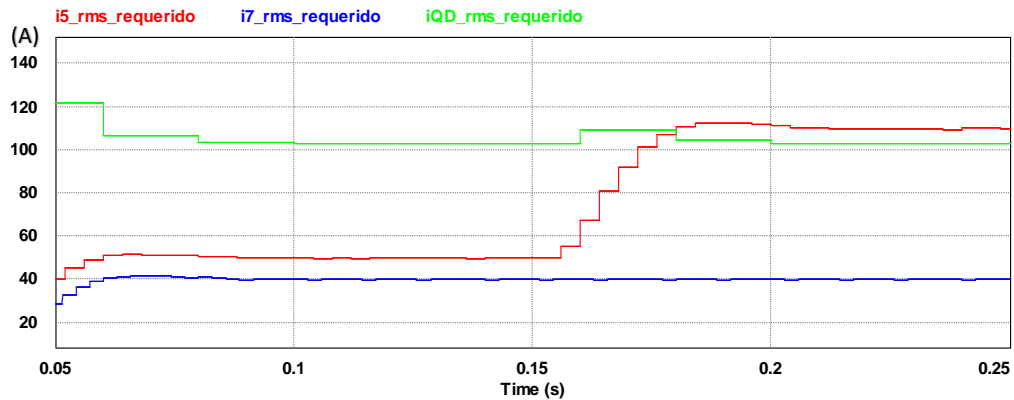


Fig. 120. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes en RMS requeridas para compensar

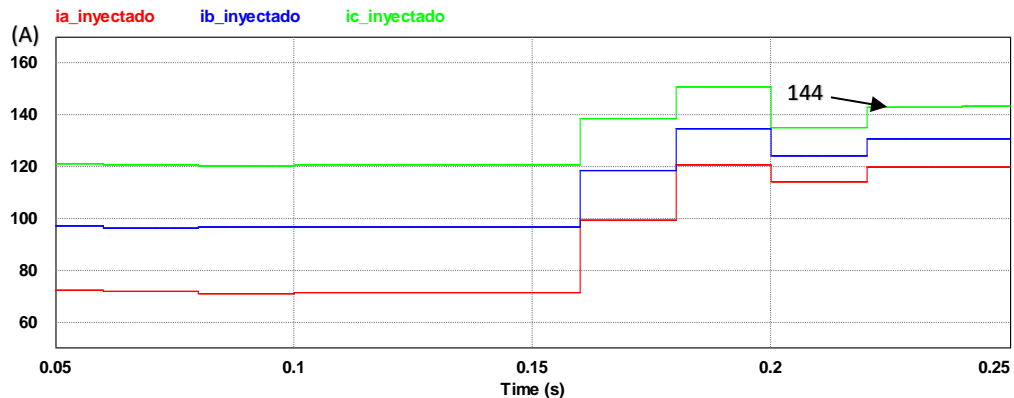
Como muestra la Fig. 120., la fase del convertidor que más corriente debería inyectar es la “c”, también conocida como L3. En esta fase, se pasa de una referencia de corriente de algo más de 120 A, a una referencia de 155 A, un valor superior a la corriente nominal del convertidor. Esta corriente en RMS de la fase más cargada puede desglosarse de la siguiente manera.



**Fig. 121. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes desglosadas en RMS**

Esta figura contiene las corrientes RMS de 5° y 7° armónico y de desequilibrio junto a la de reactiva de la fase L3. Dejando de lado las zonas transitorias, al aplicarse la expresión (4. 4) sobre estas corrientes, se obtiene la corriente de L3 RMS.

Al aplicarse el algoritmo de limitación, las nuevas corrientes a inyectar por fase son las siguientes.



**Fig. 122. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes a inyectar limitadas en RMS**

Una vez se estabiliza el transitorio, se muestra que las corrientes a inyectar han sido limitadas a la corriente nominal del convertidor. En cuanto a las demás fases, para compensar correctamente, las corrientes se reducen de forma proporcional a la de la fase que limita.

De esta manera, las corrientes de red quedan sin compensarse correctamente, habiendo en ellas algo de potencia reactiva y desequilibrios.

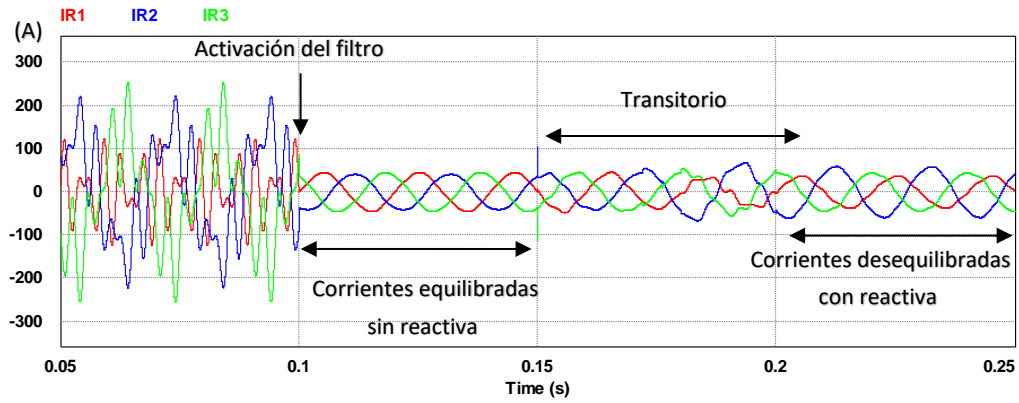


Fig. 123. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de red (IR)

Las corrientes de red muestran como inicialmente el filtro es capaz de compensar toda la carga. Sin embargo, al conectarse la segunda carga en 0.15s, el filtro se ve obligado a limitarse a su corriente nominal haciendo que existan desequilibrios y reactiva en la red.

Las corrientes inyectadas por fase en el filtro tienen las siguientes formas de onda a lo largo de la simulación.

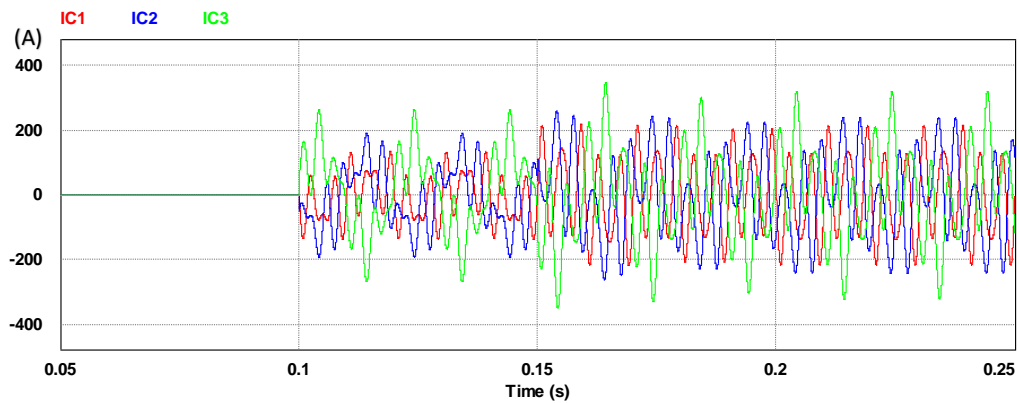


Fig. 124. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes del convertidor del filtro (IC)

Para observar mejor estas corrientes, se muestra la corriente de la fase L3, la más cargada.

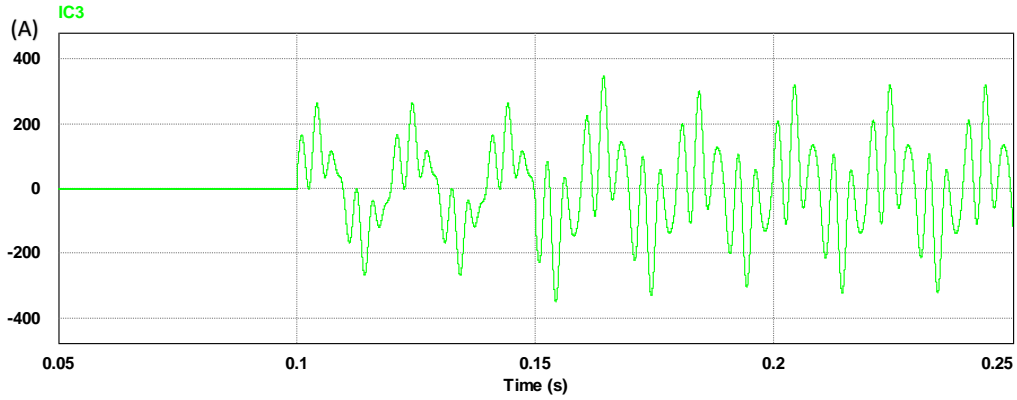


Fig. 125. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de L3 del convertidor (IC3)

Finalmente, se muestran las potencias de red de las corrientes de Fig. 123.

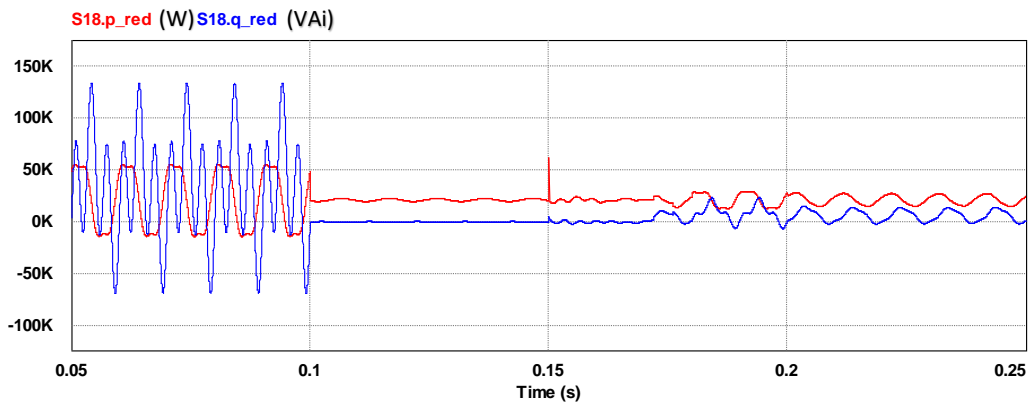


Fig. 126. Filtro 3 hilos selectivo. Limitación de corriente: Potencias de red

Esta gráfica de las potencias de red muestra el mismo comportamiento que en las corrientes de red. Inicialmente, el filtro puede compensar toda la carga haciendo que la red alimente únicamente con  $\bar{p}$ . Sin embargo, al conectarse la segunda carga, el filtro no es capaz de alimentar la totalidad de  $\bar{q}_1$ ,  $\tilde{q}_1$  y  $\tilde{p}_1$ , por lo que la red debe hacerlo también.

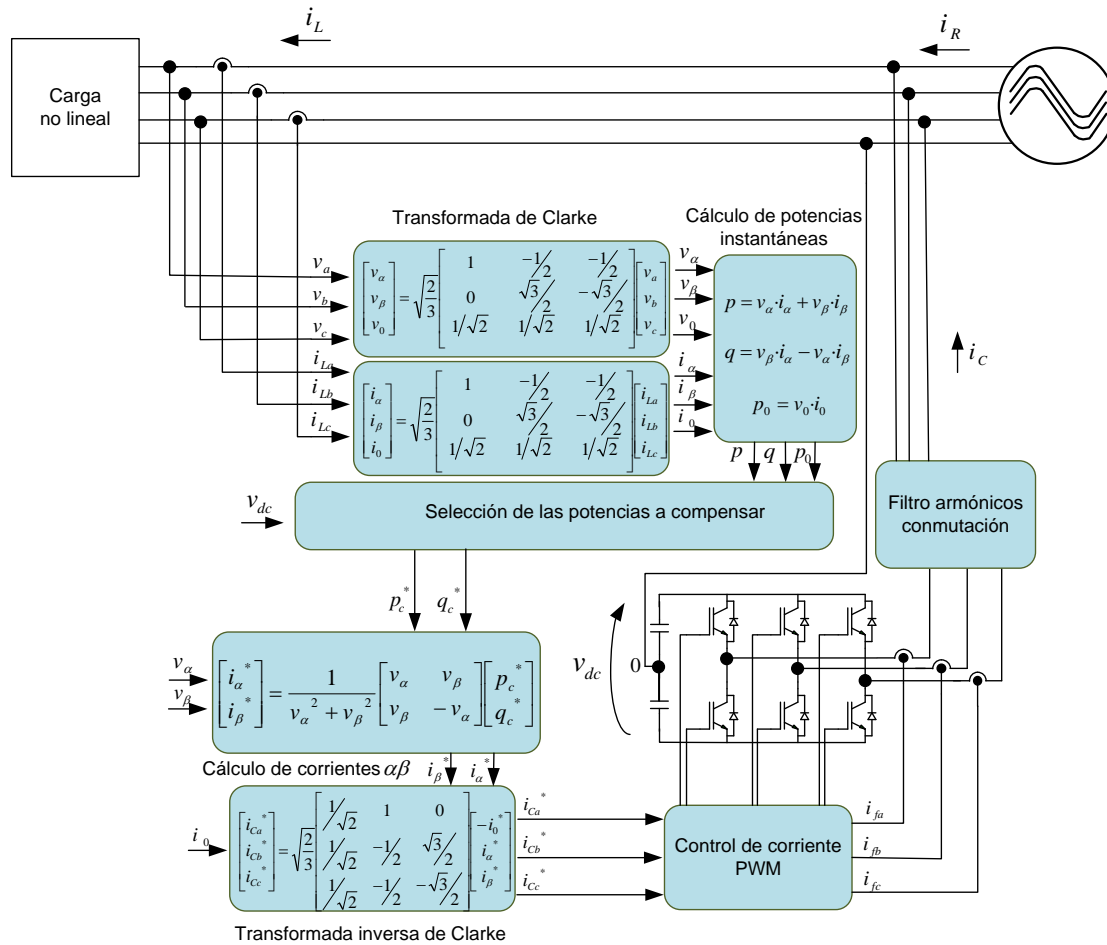
# Capítulo 5: FILTROS ACTIVOS TRIFÁSICOS DE CUATRO HILOS

---

Tal y como ha sido explicado anteriormente, en las redes trifásicas de 4 hilos, es decir, con conductor de retorno, pueden aparecer corrientes de secuencia homopolar siempre y cuando las cargas no sean equilibradas. Estas pueden ser armónicas o de frecuencia fundamental. La voluntad de estas corrientes viene motivada por las mismas razones por las que se elimina la potencia reactiva y los armónicos, es decir, la eficiencia de red.

Para la eliminación de estas corrientes, es necesario poder inyectar corriente en el conductor de retorno. Es por ello que la tipología de convertidor más habitual para este filtro es el explicado la Fig. 6, donde se divide la tensión del bus de continua con dos condensadores obteniendo un punto neutro que da lugar a inyectar corrientes homopolares. Sin embargo, el convertidor no es la única parte distinta en comparación al filtro trifásico de tres hilos, también es necesario que el control se modifique. Esto se debe a que en los filtros de tres hilos se omite en todo momento la parte de cálculo de corrientes y potencias homopolares.

El esquema de potencia y control de un filtro activo de 4 hilos genérico es el siguiente:



**Fig. 127. Esquema de control y potencia genérico de un filtro activo trifásico de 4 hilos**

Tal y como se observa en el esquema de la Fig. 127, las diferencias del filtro de 4 hilos respecto del de 3 hilos son: el convertidor con el punto neutro, el cálculo de la corriente homopolar, el cálculo de la potencia homopolar y la existencia del conductor neutro en el circuito.

De igual manera, el filtro de 4 hilos mantiene la misma filosofía que el de 3 hilos, con la particularidad de que en el control la componente de corriente homopolar es empleada directamente como corriente de referencia a eliminar, como se muestra en la transformada inversa de Clarke.

## 5.1. Condiciones óptimas de flujo de potencia

En los filtros activos trifásico de 4 hilos, las potencias de la carga que se quieren compensar son  $\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{q}$  y  $p_0$ , donde  $p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0$ . Por lo tanto, en condiciones óptimas, la red solamente deberá suministrar  $\bar{p}$  a la carga. Es importante remarcar que el filtro necesitará elementos de almacenamiento tales como los condensadores del bus de continua para compensar  $p_0$  y  $\tilde{p}$ .

Sin embargo, al haberse de entregar  $\bar{p}_0$  por el filtro, que es un flujo unidireccional de energía, el filtro necesita ser alimentado, permitiendo el uso de condensadores en el bus de continua en vez de fuentes de tensión de corriente continua. En conclusión, para mantener unas condiciones óptimas de flujo de potencia, el filtro activo debe absorber de la red una potencia media  $\Delta\bar{p}$  compuesta por las pérdidas del propio filtro  $\bar{p}_{perd}$  y por  $\bar{p}_0$ .

$$\Delta\bar{p} = \bar{p}_0 + \bar{p}_{perd} \quad (5.1)$$

Esta potencia media  $\Delta\bar{p}$  se toma en cuenta al hacer el cálculo de las corrientes de referencia en el control del filtro.

## 5.2. Estrategia de control de potencia constante

Esta estrategia de control se basa en el mismo principio que en los filtros de tres hilos, hacer que la fuente (red) entregue una potencia constante a la carga ( $\bar{p}$ ). El esquema de control para este filtro es similar al de tres hilos, con la diferencia del uso de la transformada de Clarke con todos los ejes y del empleo de un control para condiciones óptimas de flujo de potencia. El esquema de potencia y control es el siguiente:



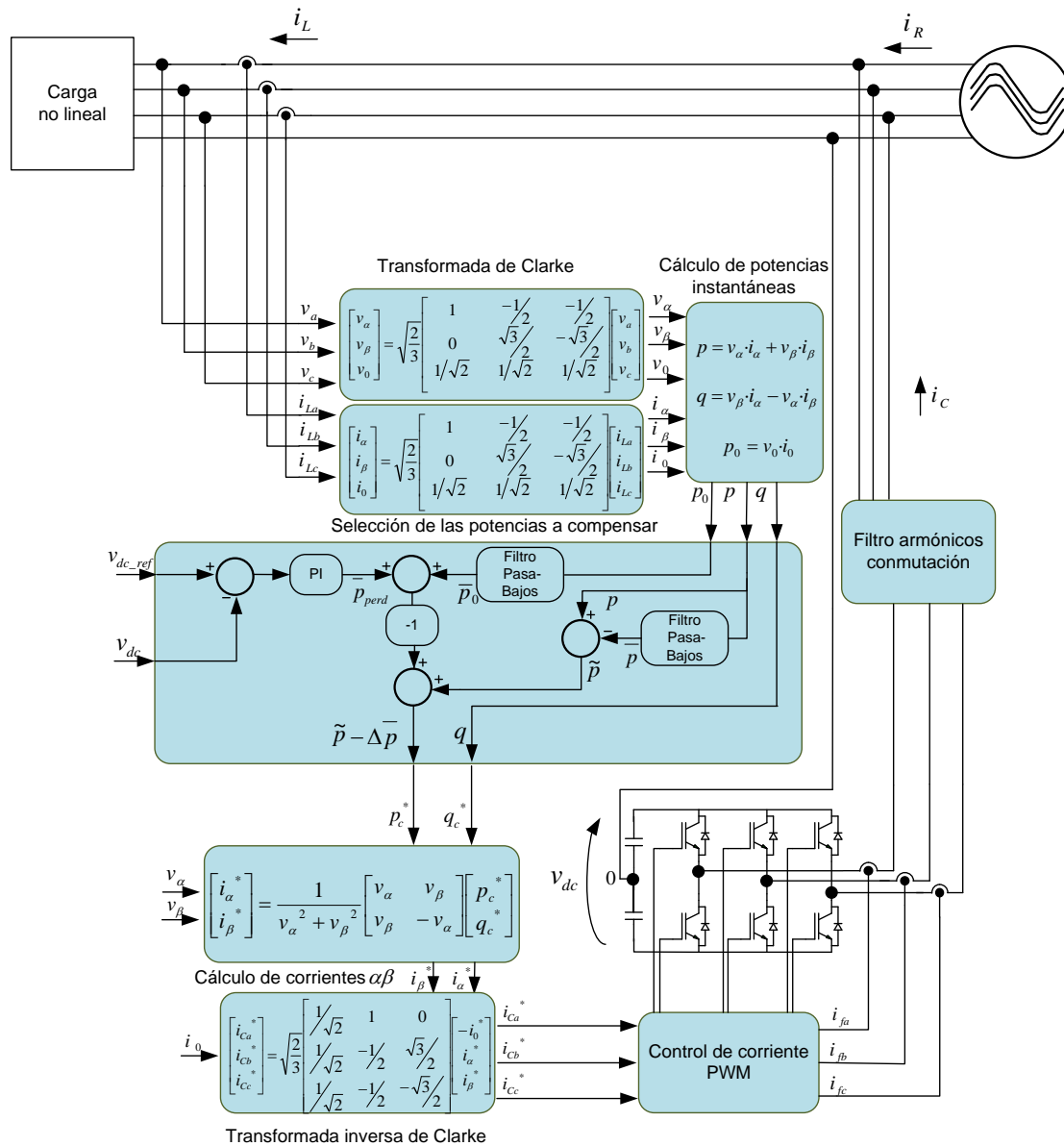


Fig. 128. Modelo del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante

Tal y como se refleja en el esquema de control y potencia, se hace la implementación de las condiciones óptimas de flujo de potencia obteniendo  $\bar{p}_0$  mediante un filtro pasa bajos y sumándola a las peridas del filtro. La suma de estas potencias denominada  $\Delta \bar{p}$ , es la que necesita absorber el filtro de la red para poder funcionar correctamente.

### 5.2.1. Modelo de simulación

Para poder simular el filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante, se implementa el modelo en PSIM 9.0.3.

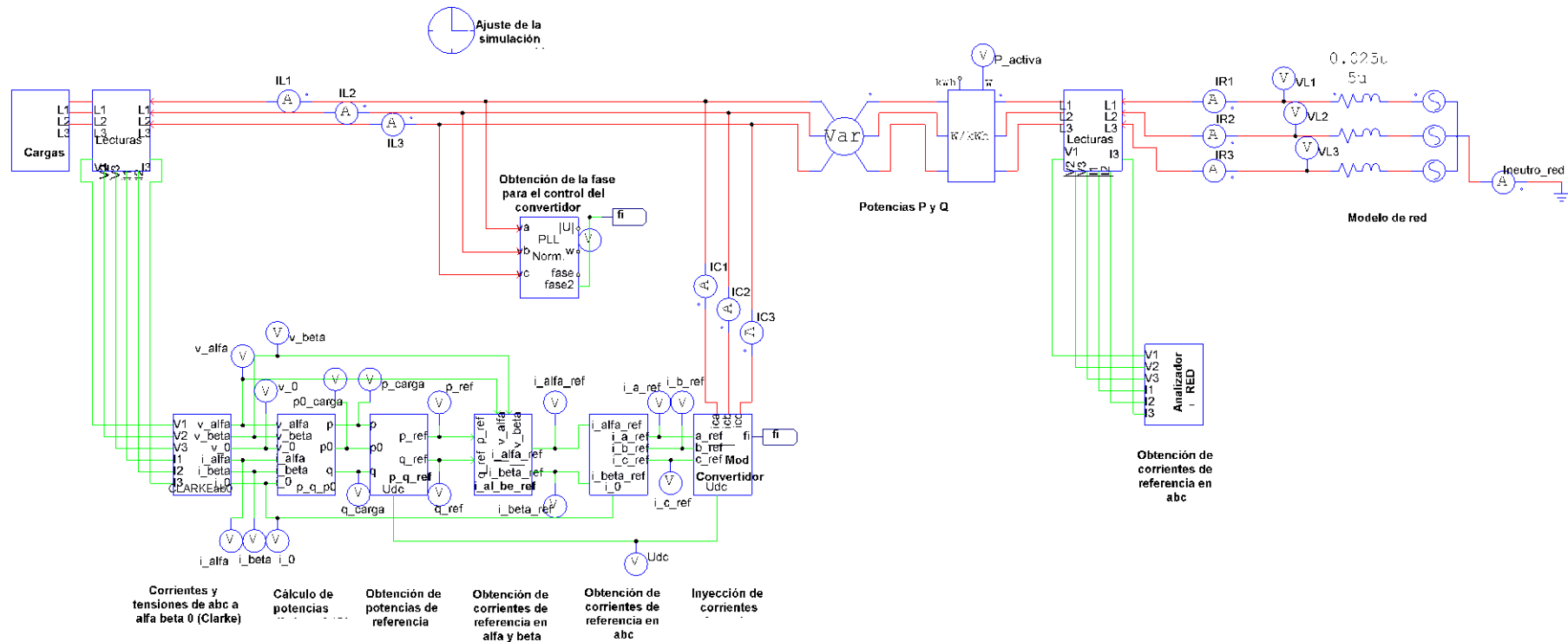
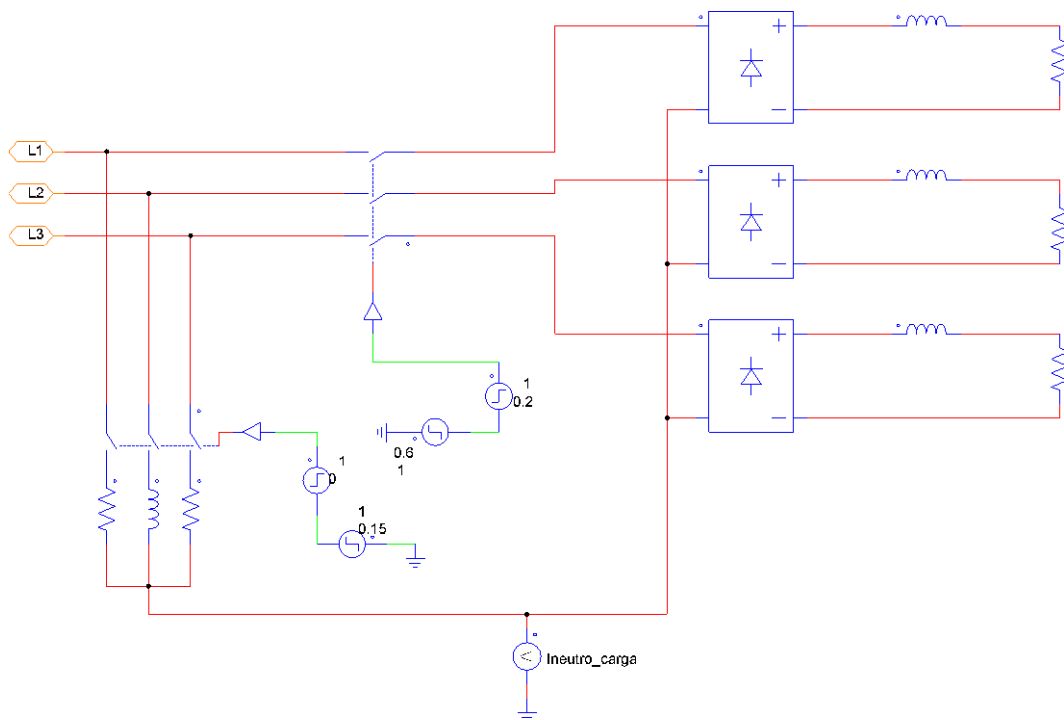


Fig. 129. Modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante

El esquema del filtro de 4 hilos bajo la estrategia de control de potencia constante presentado en Fig. 129 muestra muchas similitudes con el de 3 hilos. Sin embargo, los subcircuitos han sido modificados con el fin de incluir la componente de secuencia homopolar. También se han realizado cambios en el modelo general. El principal cambio es la incorporación de un conductor neutro en el modelo de red, donde se ha colocado una sonda de corriente para visualizar la eliminación de las corrientes de neutro.

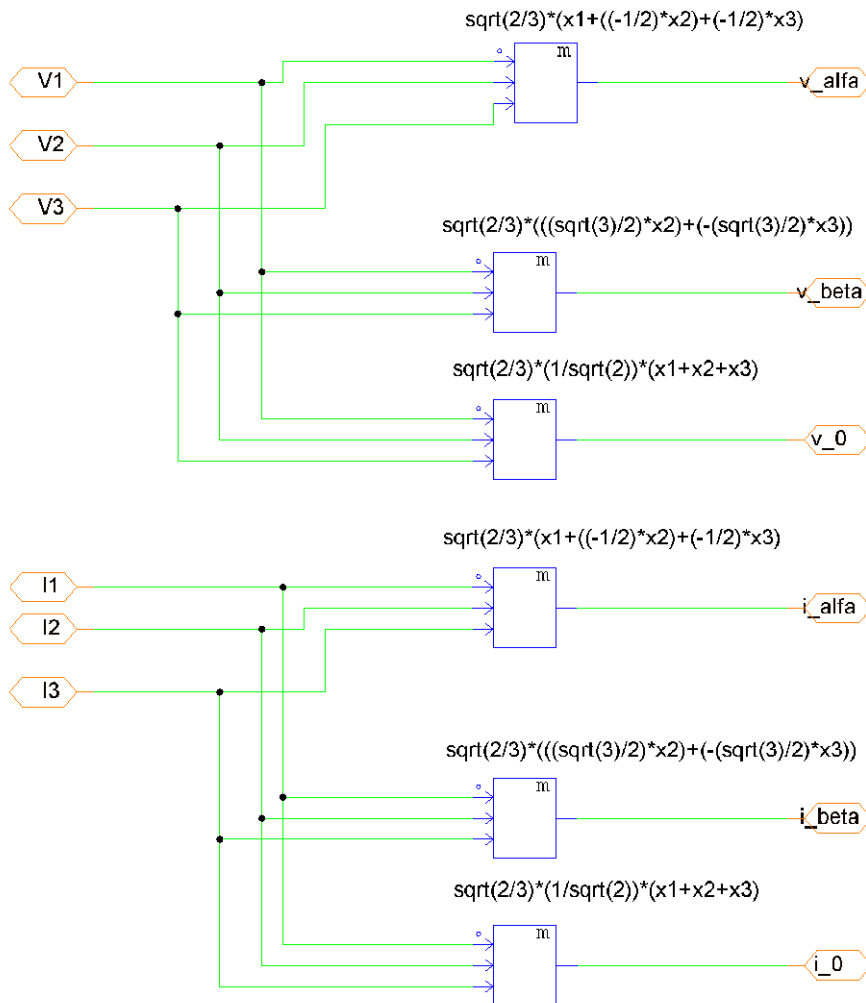
En cuanto a los subcircuitos, estos se describen junto a las modificaciones siguiendo un orden de izquierda a derecha en el modelo. Entonces, empezando por el subcircuito de cargas, un ejemplo de carga a simular es la siguiente.



**Fig. 130. Subcircuito de cargas del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante**

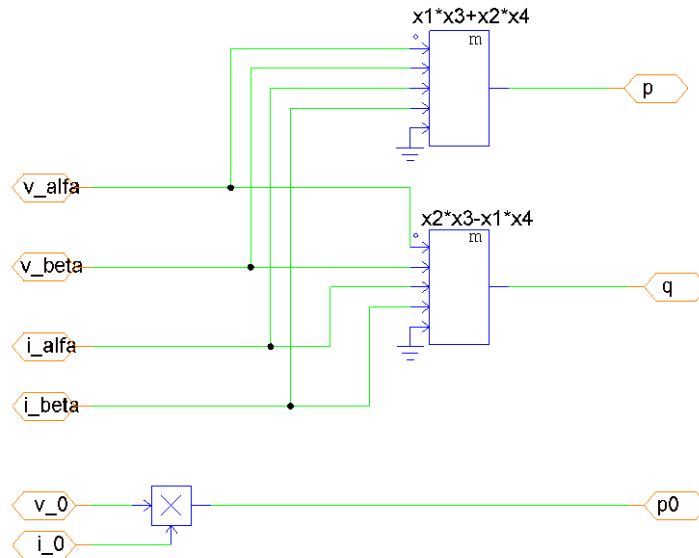
En este caso, esta es una configuración de cargas adecuada a este tipo de filtro. En primer lugar, se emplean cargas resistivas e inductivas conectadas entre fase y neutro. Después, se usan tres puentes de diodos monofásicos, uno para cada fase. Todos están conectados al neutro común de las cargas, donde se ha colocado una sonda de corriente.

Seguindo con los subcircuitos, el siguiente a analizar es el de la transformada de Clarke.



**Fig. 131. Subcircuito de transformada de Clarke del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante**

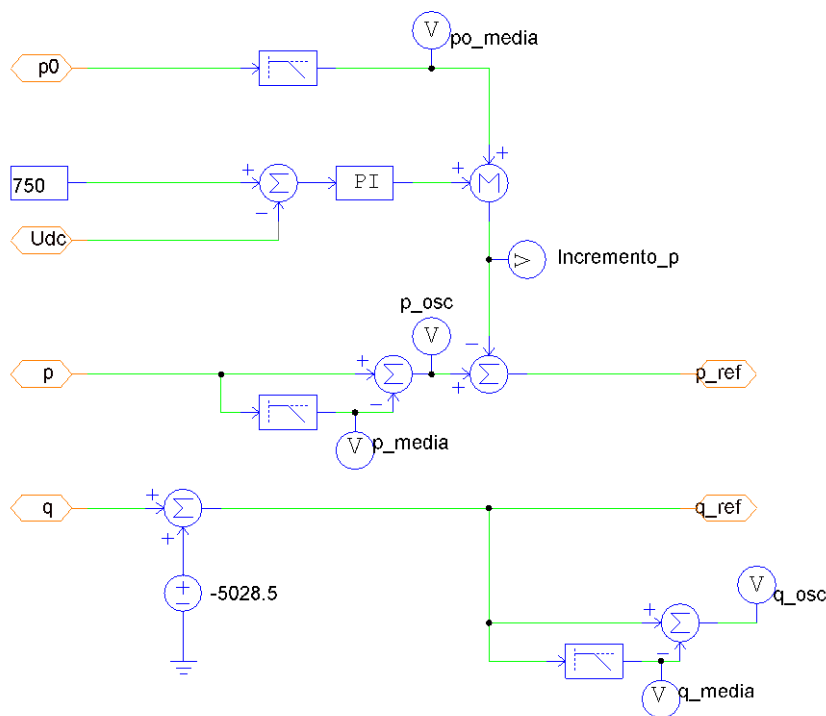
A diferencia del subcircuito del modelo de 3 hilos, en este modelo se hace un cálculo de la tensión  $v_0$  y de la corriente  $i_0$ . Estos se emplean en el siguiente subcircuito, donde se hace el cálculo de las potencias instantáneas.



**Fig. 132. Subcircuito de cálculo de potencias del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante**

En cuanto al cálculo de  $p$  y  $q$ , se emplean los mismos bloques matemáticos usados en el modelo de tres hilos. Sin embargo, para el cálculo de  $p_0$ , se hace el producto de la corriente y tensión homopolares calculadas.

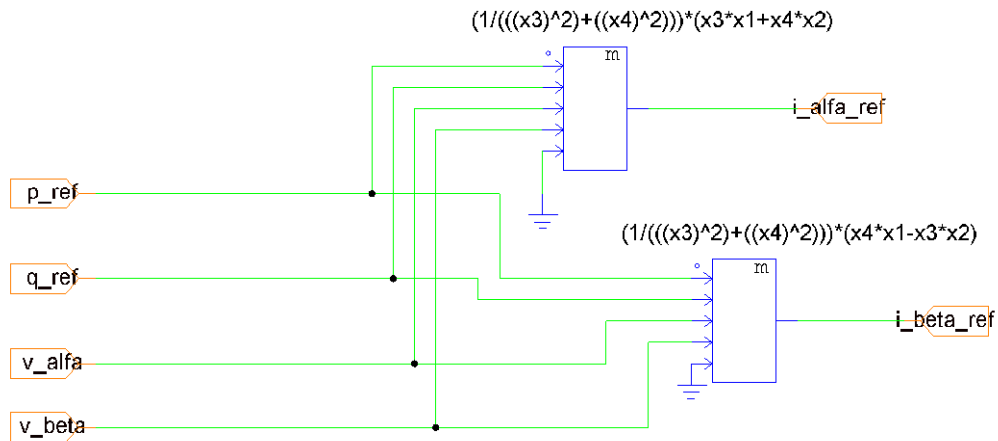
A continuación, las potencias  $p$ ,  $q$  y  $p_0$  son empleadas en el subcircuito de cálculo de las potencias de referencia.



**Fig. 133. Subcircuito de obtención de potencias de referencia del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante**

La novedad de este subcircuito es que se emplea  $\overline{p}_0$  para implementar las condiciones óptimas de flujo de potencia. La obtención de  $\overline{p}_0$  se hace mediante un filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte de 20Hz.

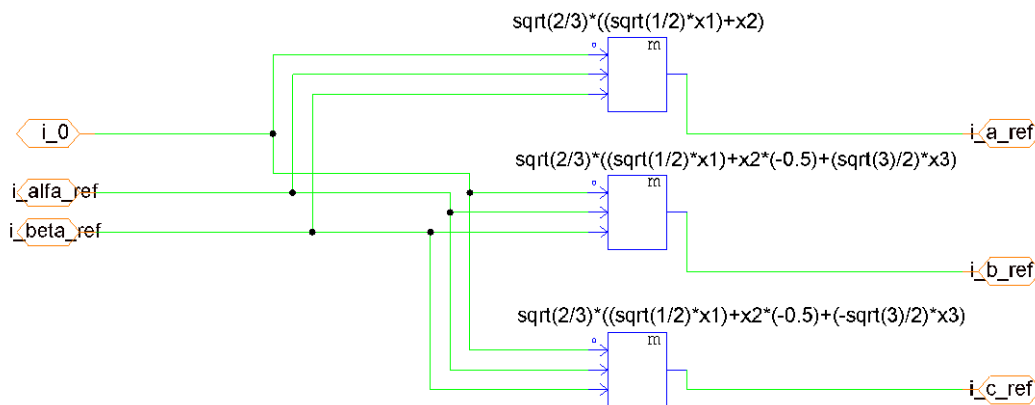
Con las potencias de referencia calculadas, se obtienen las corrientes de referencia en  $\alpha\beta$  en el siguiente subcircuito.



**Fig. 134.** Subcircuito de obtención de corrientes  $\alpha\beta$  de referencia del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante

Este subcircuito es idéntico al empleado en el modelo de 3 hilos.

Con las corrientes de referencia en  $\alpha\beta$  y con la corriente  $i_0$  previamente calculada, se obtienen las corrientes de referencia en abc.



**Fig. 135.** Subcircuito de obtención de corrientes en abc del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante

En este subcircuito se aplica la transformada inversa de Clarke pasando de  $\alpha\beta 0$  a abc. La novedad en este subcircuito es que la corriente  $i_0$  calculada se emplea directamente como referencia.

Finalmente, estas corrientes de referencia calculadas son inyectadas por el convertidor. El convertidor empleado debe tener un punto neutro tal y como ha sido explicado en el Capítulo 3.

En cuanto a la red, el analizador ha sido modificado incluyendo el cálculo de la potencia homopolar.

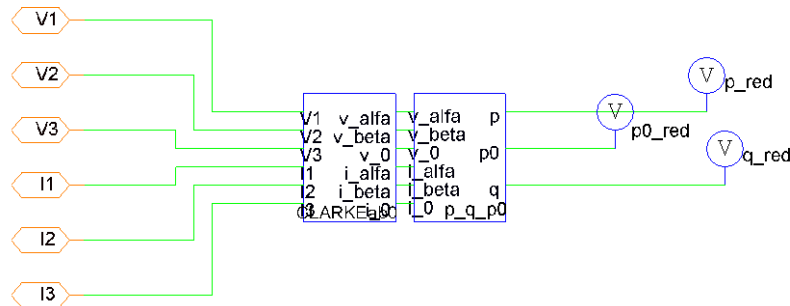


Fig. 136. Subcircuito del analizador de red del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de potencia constante

## 5.2.2. Simulaciones

Para comprobar la eficacia del filtro, este será probado con cargas monofásicas y trifásicas con neutro. La tensión de red durante estos ensayos es de 400V de línea.

### 5.2.2.1. Ensayo con carga pasiva monofásica

En primer lugar, para verificar que el filtro elimina las corrientes de neutro, se empleará una carga RL entre L1 y el neutro. De este ensayo se espera que el filtro elimine  $\tilde{p}$ ,  $q$  y la corriente del neutro, haciendo que la red alimente  $\bar{p}$  con corrientes equilibradas y sin corriente en el neutro.

La carga RL está conectada en serie, y sus características son las siguientes.

$$\begin{cases} R = 2\Omega \\ L = 6\text{mH} \end{cases}$$

Esta carga genera las siguientes corrientes de carga y de neutro.

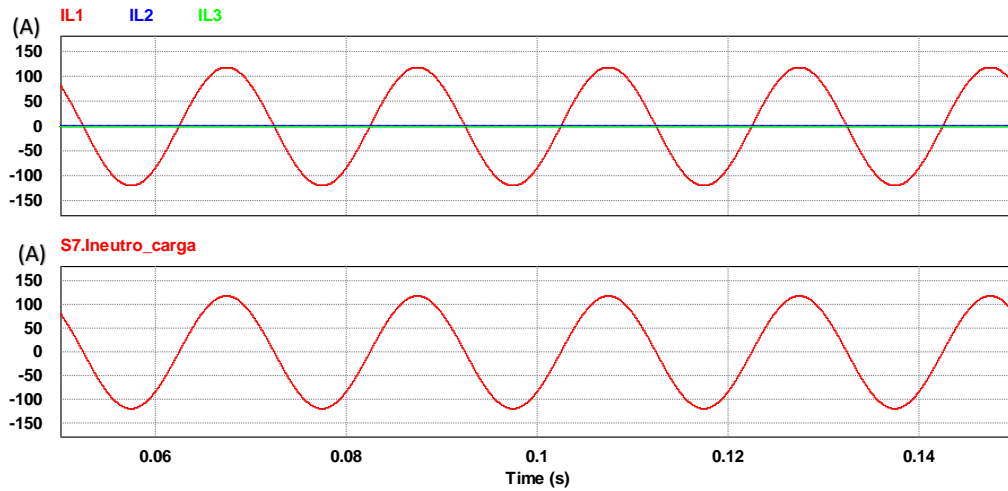


Fig. 137. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de las cargas

La gráfica muestra que únicamente circula corriente en L1. Esta corriente se corresponde en su totalidad a la corriente de neutro. Con esta corriente, las potencias instantáneas de la carga son las siguientes.

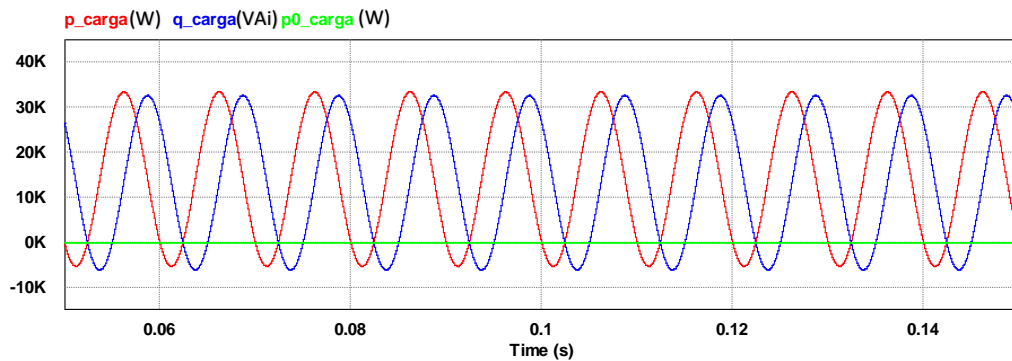
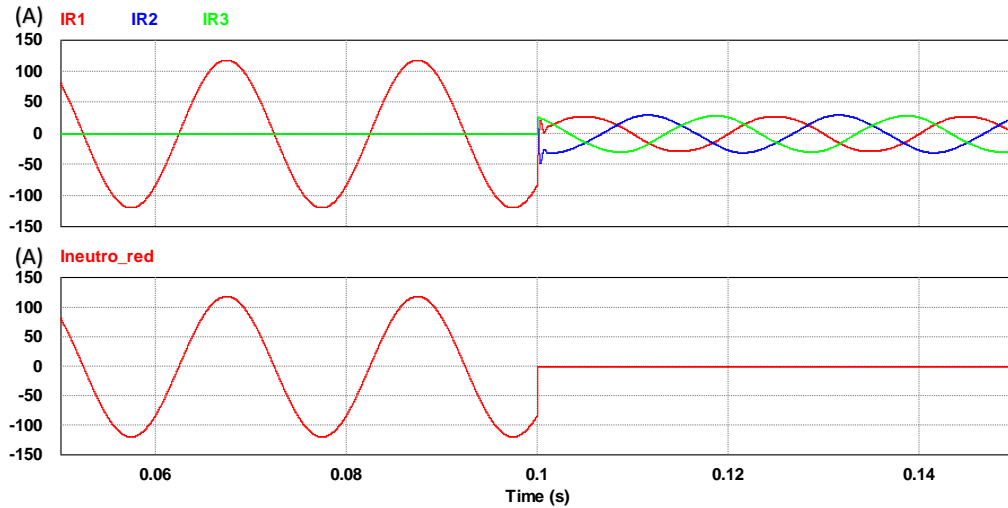


Fig. 138. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: potencias instantáneas de carga

Este tipo de carga, al ser resistiva e inductiva, consume  $\bar{p}$  y  $\bar{q}$ . Además, como está muy desequilibrada al ser monofásica, las potencias  $\tilde{p}$  y  $\tilde{q}$  oscilan mucho. En cuanto a  $p_0$ , al no haber componente de tensión de secuencia homopolar, no se produce esta potencia.

Para solventar el problema del desequilibrio y de la potencia imaginaria instantánea, se activa el filtro en el 0,1s. Este afecta a las corrientes de red y del neutro de red de la siguiente manera.

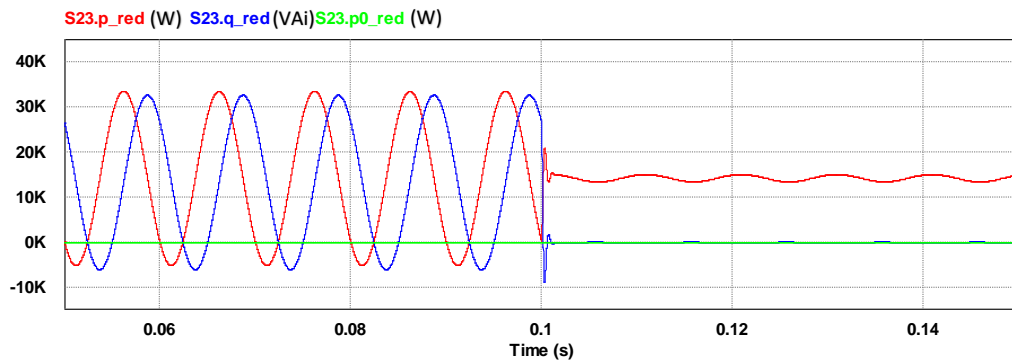




**Fig. 139. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes de red (IR) y corriente de neutro de la red**

Esta gráfica demuestra el correcto funcionamiento del filtro. Este hace que se equilibren las corrientes de red y se elimine la corriente del neutro en la activación a los 0,1 segundos.

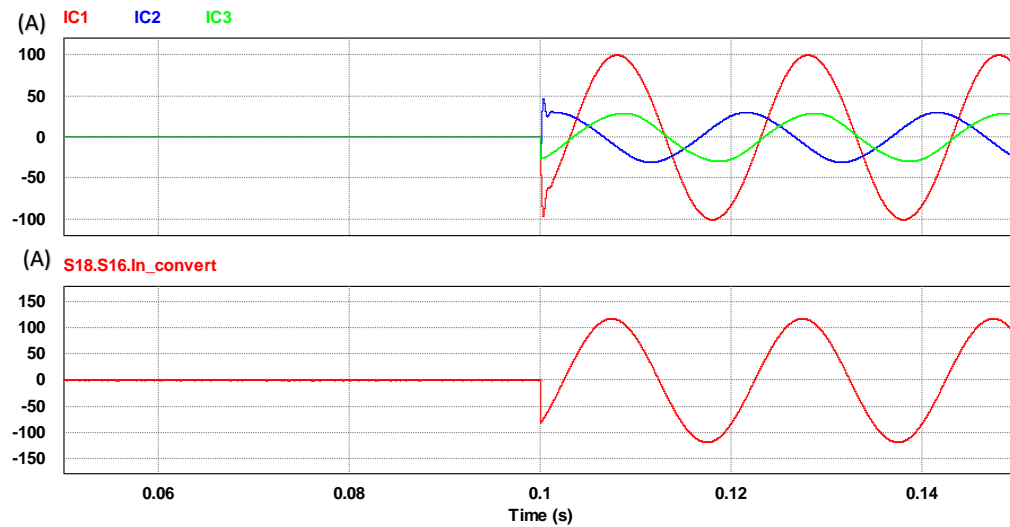
En cuanto a las potencias instantáneas, el funcionamiento del filtro se puede ver en la siguiente gráfica, donde se muestran las potencias de red.



**Fig. 140. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: potencias instantáneas de red**

En la Fig. 140 se muestra como se han eliminado todas las potencias de red menos  $\bar{p}$ .

Finalmente, para hacer que la red alimente con corrientes trifásicas equilibradas, el filtro inyecta las siguientes corrientes.



**Fig. 141. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga RL monofásica: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del filtro**

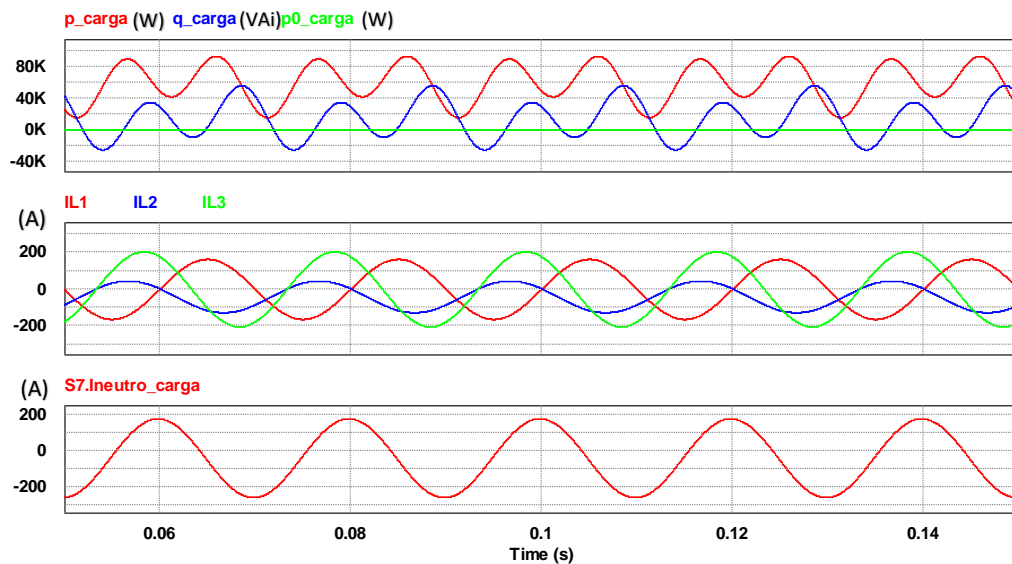
En la activación del filtro a los 0.1s, este inyecta corrientes por las tres fases y por el neutro haciendo que la corriente de neutro no circule por red.

### 5.2.2.2. Ensayo de carga trifásica con neutro

En esta simulación, se pretende obtener un resultado similar al del apartado pasado, con la diferencia de que se empleará una carga trifásica pasiva con neutro. El hecho de tener conductor neutro hace que la carga trifásica se comporte como tres monofásicas independientes, siendo la corriente de neutro la suma de las tres corrientes de fase. La carga a simular tiene las siguientes características.

$$\begin{cases} R_{L1-N} = 2\Omega \\ L_{L2-N} = 12\text{mH} \\ R_{L3-N} = 1,6\Omega \end{cases}$$

Estas cargas generan las siguientes potencias y corrientes.



**Fig. 142. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: potencias de la carga, corrientes de carga (IL), corriente de neutro de la carga**

Estas gráficas muestran que al ser una carga trifásica desequilibrada y de naturaleza resistiva-inductiva, esta genera corrientes desequilibradas con potencias medias y oscilantes, tanto reales como imaginarias. Además, al estar conectada al neutro, aparece corriente en este.

Para solventar este problema y que la red entregue únicamente  $\bar{p}$ , se activa el filtro en 0,1s.

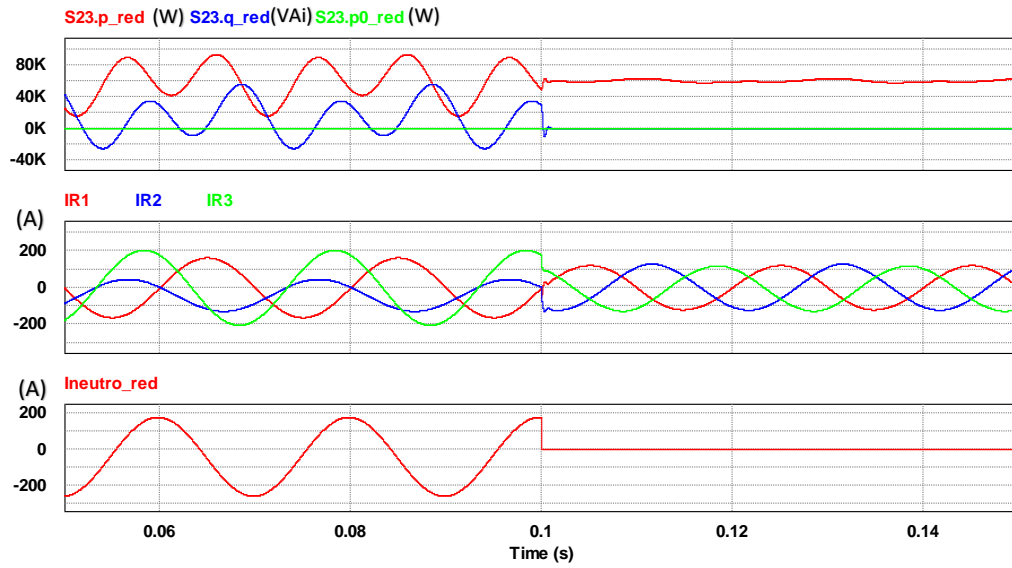


Fig. 143. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: potencias de red, corrientes de red (IR), corriente de neutro de red

En la activación del filtro, este inyecta corrientes que permiten que la red alimente únicamente con corrientes equilibradas y sin corrientes de neutro. Las corrientes inyectadas por el filtro para poder tener estas corrientes en red son las siguientes.

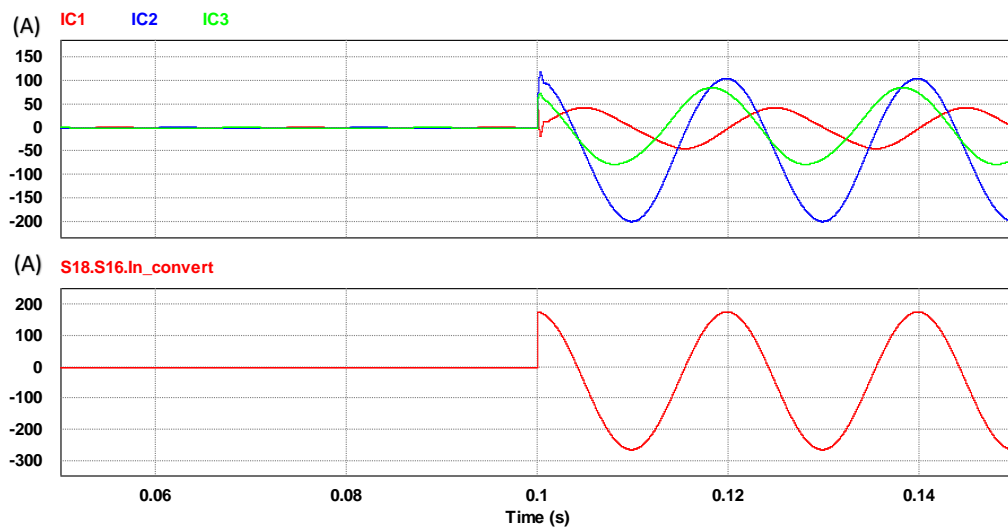


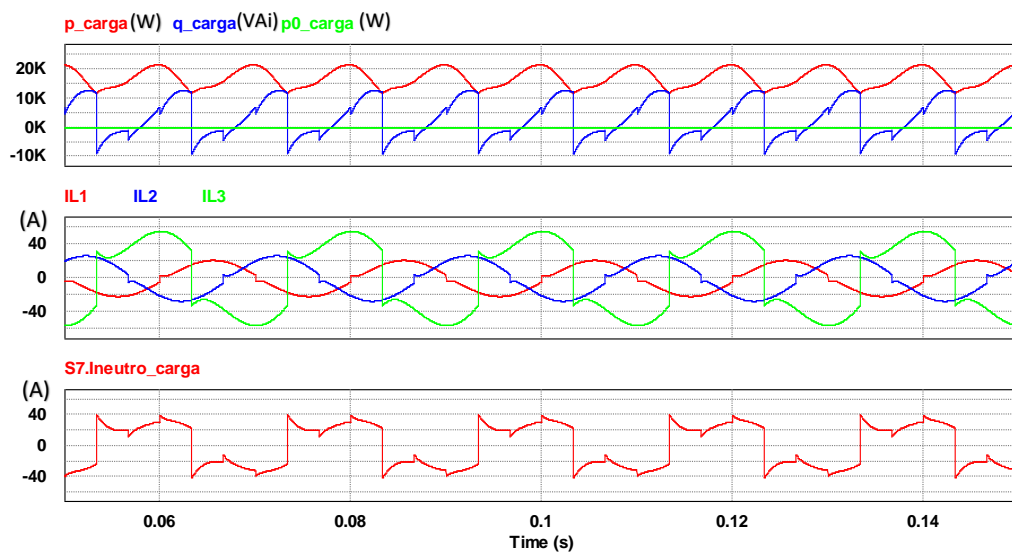
Fig. 144. Filtro 4 hilos, potencia constante. Carga trifásica con neutro: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor

### 5.2.2.3. Ensayo de cargas no lineales monofásicas

En esta simulación se ensayará el modelo del filtro con 3 cargas monofásicas no lineales. Las cargas a ensayar serán puentes de diodos monofásicos conectados entre fase y neutro. Las características de las cargas son las siguientes:

- Puente de diodos entre L1 y N:  $R = 15\Omega$  y  $L = 9\text{mH}$
- Puente de diodos entre L2 y N:  $R = 12\Omega$  y  $L = 7\text{mH}$
- Puente de diodos entre L1 y N:  $R = 5\Omega$  y  $L = 12\text{mH}$

En primer lugar, se visualizan las potencias y corrientes de carga.



**Fig. 145. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: potencias de carga, corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de las cargas**

Estas gráficas muestran como las cargas no lineales monofásicas producen unas corrientes desequilibradas y con contenido armónico. Esto implica potencias  $p$  y  $q$  tanto medias como oscilantes. Para eliminar los desequilibrios, la potencia reactiva y los armónicos, el filtro se activa en 0,1s obteniendo las siguientes potencias y corrientes de red.

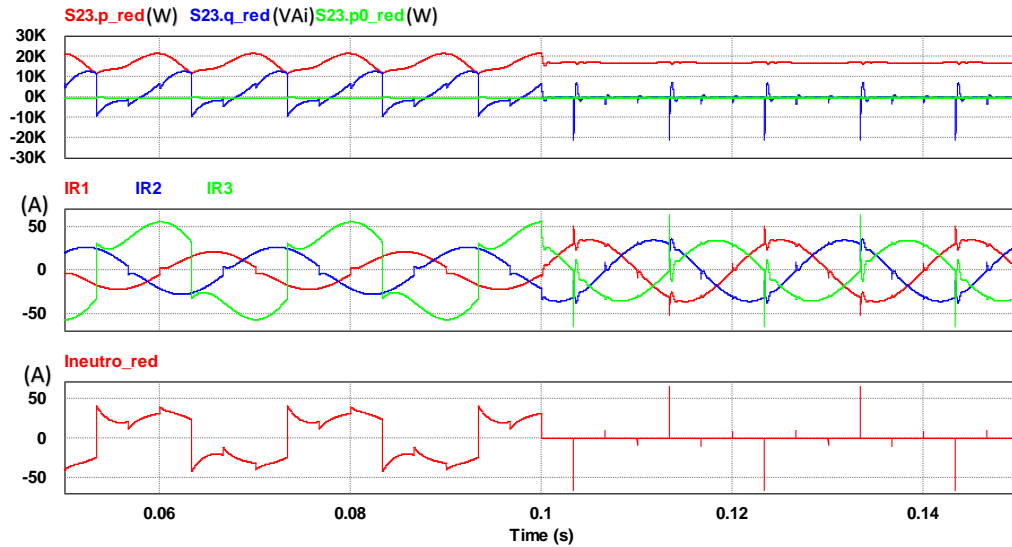


Fig. 146. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: potencias de red, corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red

Esta gráfica muestra como el filtro elimina todas las potencias menos  $\bar{p}$  y evita la circulación de corrientes por el neutro. Las formas de onda de la corriente de red están ligeramente distorsionadas debido al comportamiento de  $\tilde{q}$ , como ha sido explicado anteriormente. Las corrientes inyectadas por el convertidor del filtro para lograr estas corrientes de red son las siguientes.

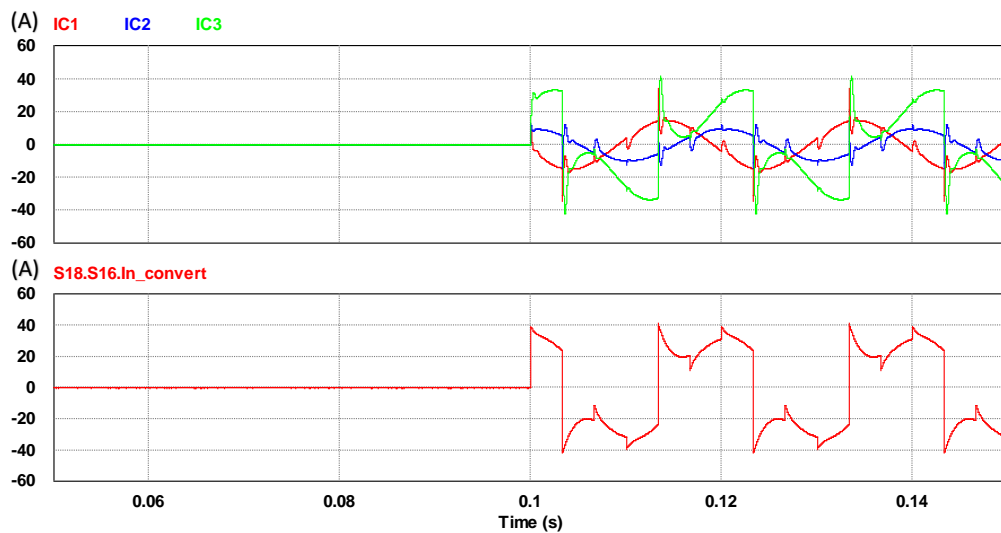


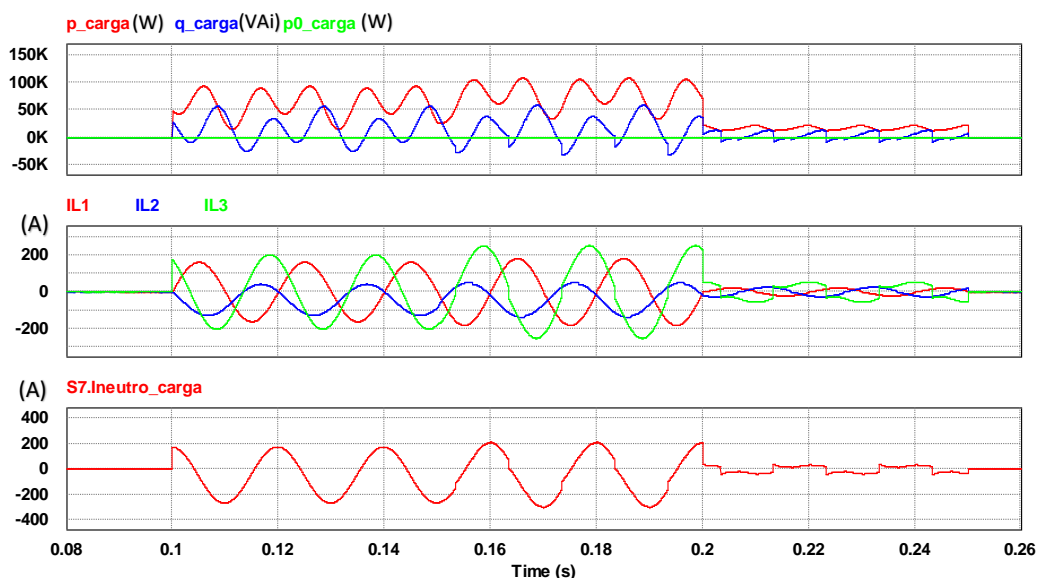
Fig. 147. Filtro 4 hilos, potencia constante. Cargas no lineales monofásicas: corrientes del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor

### 5.2.2.4. Dinámica del filtro con cambios de cargas

En esta simulación, se activarán y desactivarán las cargas de los apartados 5.2.2.2. y 5.2.2.3. para comprobar el funcionamiento del filtro ante cambios de cargas.

En primer lugar, la carga del apartado 5.2.2.2. se activará a los 0.1 segundos y se desactivará a los 0.2 segundos. Por el otro lado, la carga del apartado 5.2.2.3. se activará a los 0.15 segundos y se desactivará a los 0.25s. El filtro permanecerá activo durante toda la simulación.

Las potencias y corrientes de la carga a lo largo de toda la simulación son las siguientes.



**Fig. 148. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: potencias de carga, corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de carga**

Las corrientes y potencias mostradas son las mismas que en los apartados anteriores. Sin embargo, de 0.15s a 0.2s se superponen al estar todas las cargas conectadas. Como se ha comentado, para eliminar los desequilibrios, corrientes de neutro, las potencias oscilantes y la potencia imaginaria media, el filtro permanece activo durante toda la simulación. Esto hace que las corrientes y potencias de red sean las siguientes.

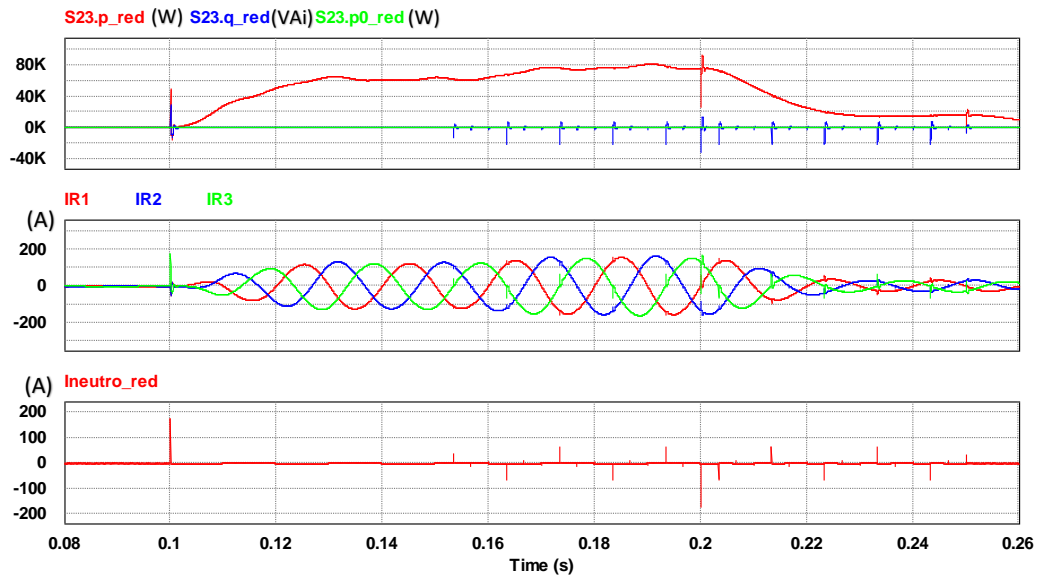


Fig. 149. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: potencias de red, corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red

La simulación muestra como en primer lugar, en red solo hay potencia  $\bar{p}$ , tal y como es representado en el gráfico superior. En el gráfico del medio, se muestra como en todo momento las corrientes de red son sinusoidales y equilibradas, a pesar de las distorsiones explicadas anteriormente. Finalmente, en cuanto a la corriente de neutro, el filtro la elimina durante toda la simulación. Los picos en esta se deben a los transitorios de conexión y desconexión y al comportamiento de la potencia imaginaria oscilante.

Para lograr estas potencias y corrientes de red, el filtro debe inyectar las siguientes corrientes.

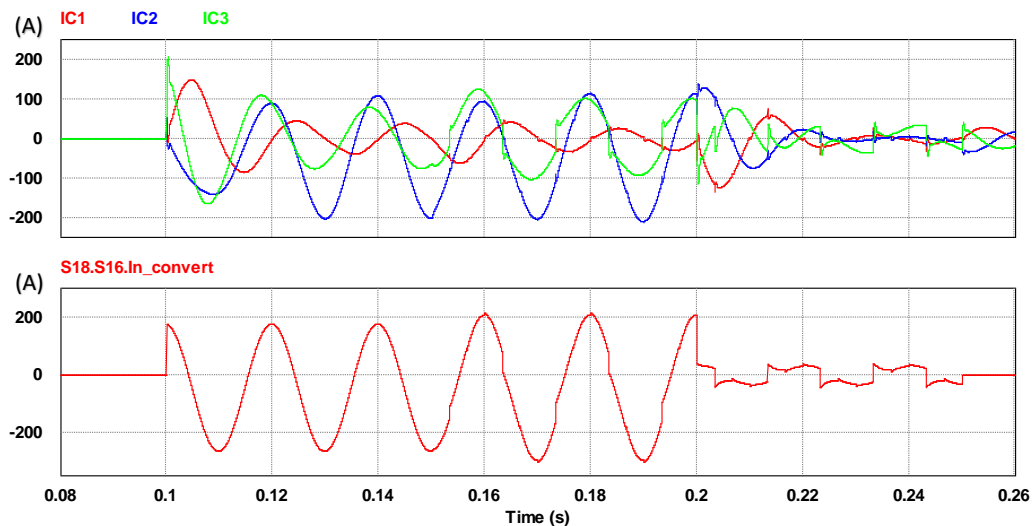


Fig. 150. Filtro 4 hilos, potencia constante. Dinámica del filtro: corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente de neutro del filtro



### 5.2.2.5. Ensayo con carga RL y tensión con componente homopolar

En esta simulación se simulará la carga del apartado 5.2.2.2., pero en esta ocasión la tensión de red tendrá una componente de secuencia homopolar. La intención de esta simulación es verificar los siguientes aspectos del filtro:

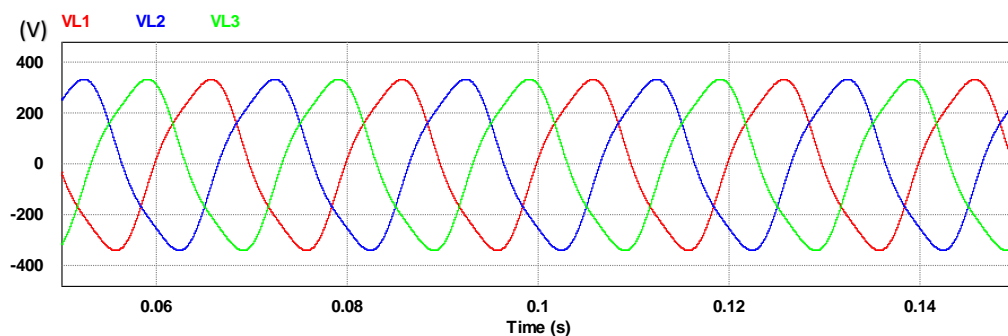
- En primer lugar, se pretende verificar que con las condiciones óptimas de flujo de potencia, no se observan variaciones en la potencia  $\bar{p}$  de red.
- También, con la eliminación en el filtro de la corriente homopolar que generará la carga, se pretende ver como en la red las corrientes son sinusoidales, aunque la tensión tenga componente de secuencia homopolar.
- Finalmente, también se quiere verificar que la potencia de red  $p_0$  desaparece al no haber corriente  $i_0$  que pueda generar potencia con  $v_0$ .

La tensión de red para este ensayo es la siguiente:

$$\begin{cases} v_{L1} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin(2\pi 50t) + 30 \cdot \sin\left(2\pi 150t + \frac{\pi}{2}\right) \\ v_{L2} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + 30 \cdot \sin\left(2\pi 150t + \frac{\pi}{2}\right) \\ v_{L3} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + 30 \cdot \sin\left(2\pi 150t + \frac{\pi}{2}\right) \end{cases}$$

Esta tensión está compuesta por la componente de frecuencia fundamental de 50 Hz y una componente de 3r armónico (150Hz) de secuencia homopolar y con la fase de  $90^\circ$  ( $\pi/2$  rad).

En primer lugar, se muestra la forma de onda de la tensión de red.



**Fig. 151. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Tensiones de carga**

Para poder ver la componente homopolar de 150Hz en las tensiones, se hace la transformada de Fourier.

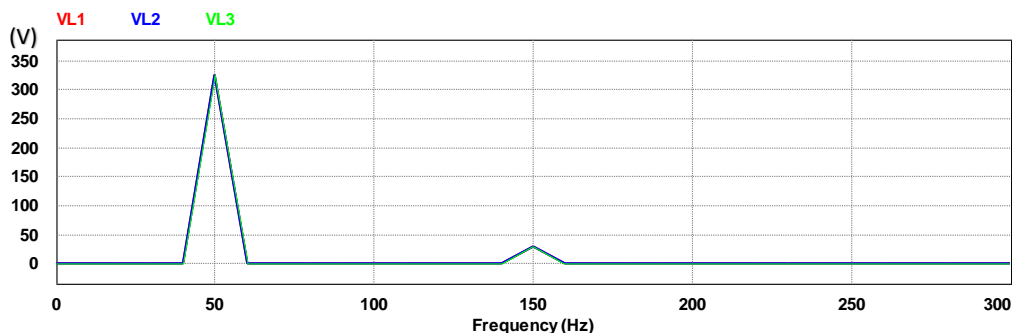


Fig. 152. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: FFT de las tensiones de carga

Las tres tensiones contienen únicamente la componente de 50Hz y la de 150Hz. Estas tensiones generan las siguientes corrientes al aplicarse a la carga del apartado 5.2.2.2.

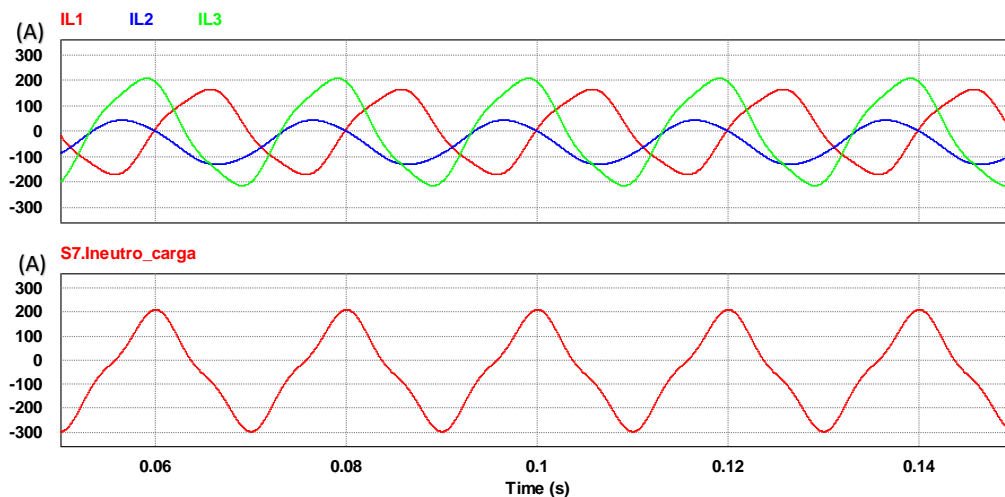
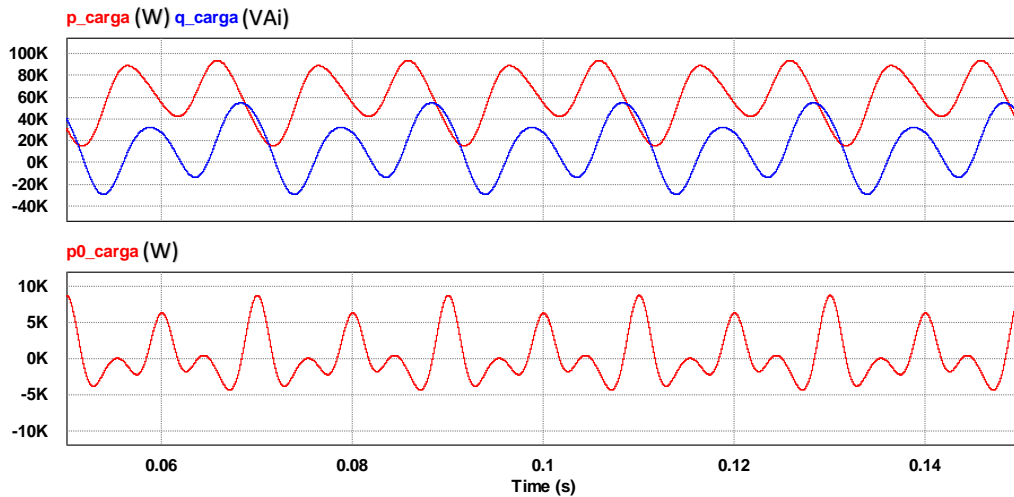


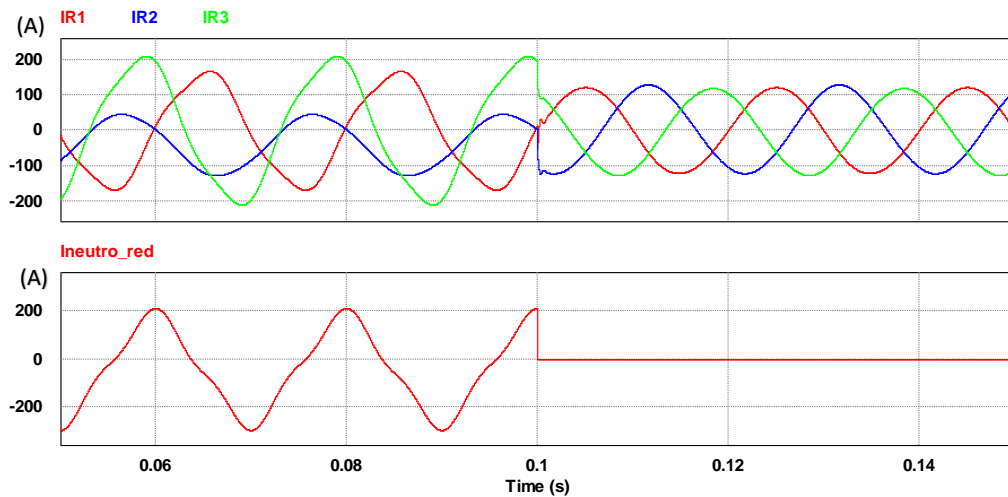
Fig. 153. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes de carga (IL) y corriente de neutro de carga

Estas corrientes muestran un gran desequilibrio. Además, por la forma de onda se puede observar el contenido armónico. Las potencias generadas por estas corrientes son las siguientes.



**Fig. 154. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Potencias  $p$  y  $q$  de carga y potencia  $p_0$  de carga**  
 Al haber componente de tensión homopolar, esta genera potencia homopolar junto a la corriente homopolar. Para eliminar las potencias  $\tilde{p}$  y  $q$ , se aplicará el procedimiento habitual en el filtro. Sin embargo, para eliminar  $p_0$  solo es necesario eliminar  $i_0$  de la red para que no genere potencia con  $v_0$ .

Por lo tanto, se muestran en primer lugar las corrientes de red al activarse el filtro en 0,1s.



**Fig. 155. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes de red (IR) y corriente de neutro de red**

Al activarse el filtro, se elimina la corriente del neutro de red y los desequilibrios, haciendo que las corrientes de red sean equilibradas de 50Hz. Esto hace que la red solo alimente con  $\bar{p}$ .

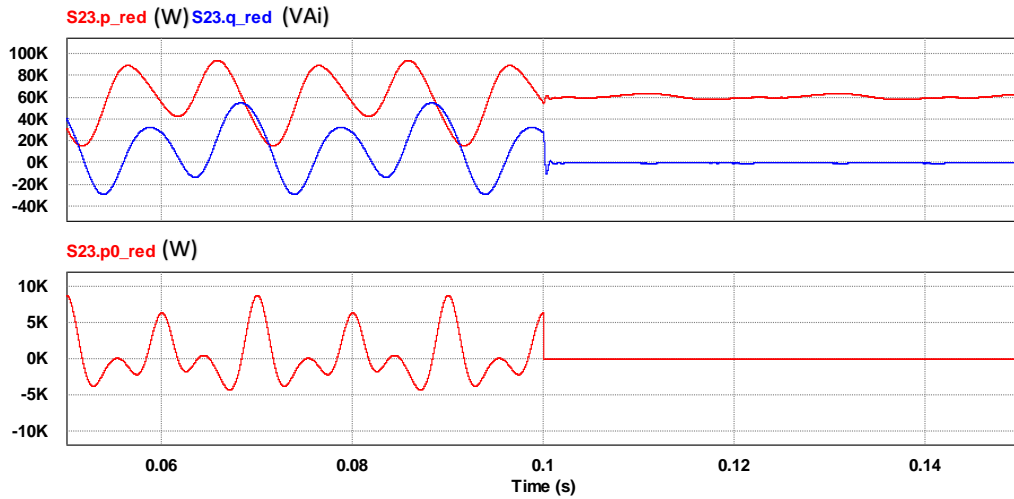


Fig. 156. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Potencias  $p$  y  $q$  de red y potencia  $p_0$  de red

En cuanto a la gráfica superior, al activarse el filtro se elimina  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  y  $\bar{q}$  como en el filtro de 3 hilos. En cuanto a la gráfica inferior, al eliminarse la corriente de neutro, se elimina la potencia homopolar de la red.

Finalmente, para poder tener estas corrientes y potencias en red, el convertidor del filtro inyecta las siguientes corrientes en su activación.

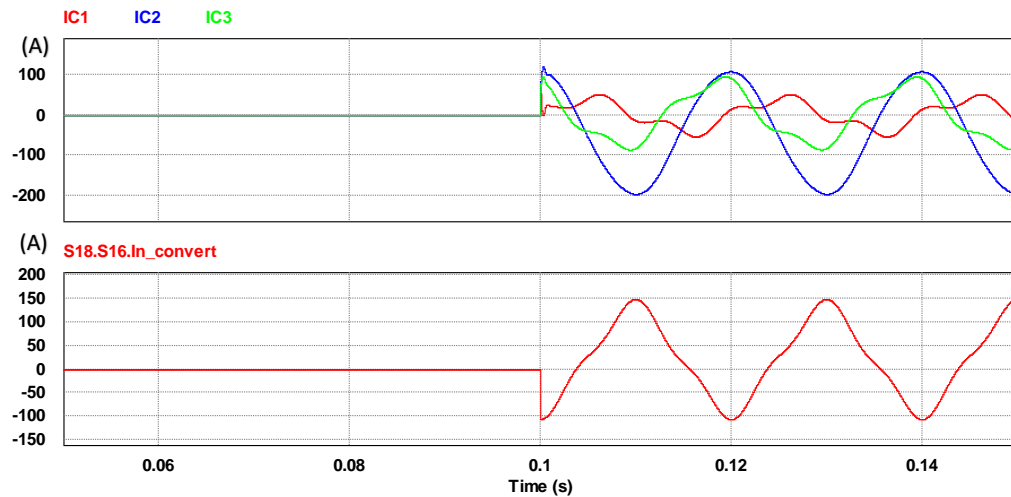


Fig. 157. Filtro 4 hilos, potencia constante. Tensión homopolar: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente de neutro del convertidor

### 5.3. Estrategia de control de corriente sinusoidal

Tal y como ha sido comentado con anterioridad, esta estrategia de control permite compensar una carga no lineal garantizando corrientes sinusoidales de red. Además, al ser un filtro de cuatro hilos, también se compensa la corriente de neutro a diferencia de los filtros de tres hilos con esta misma estrategia de control. El siguiente esquema muestra la implementación de esta estrategia.

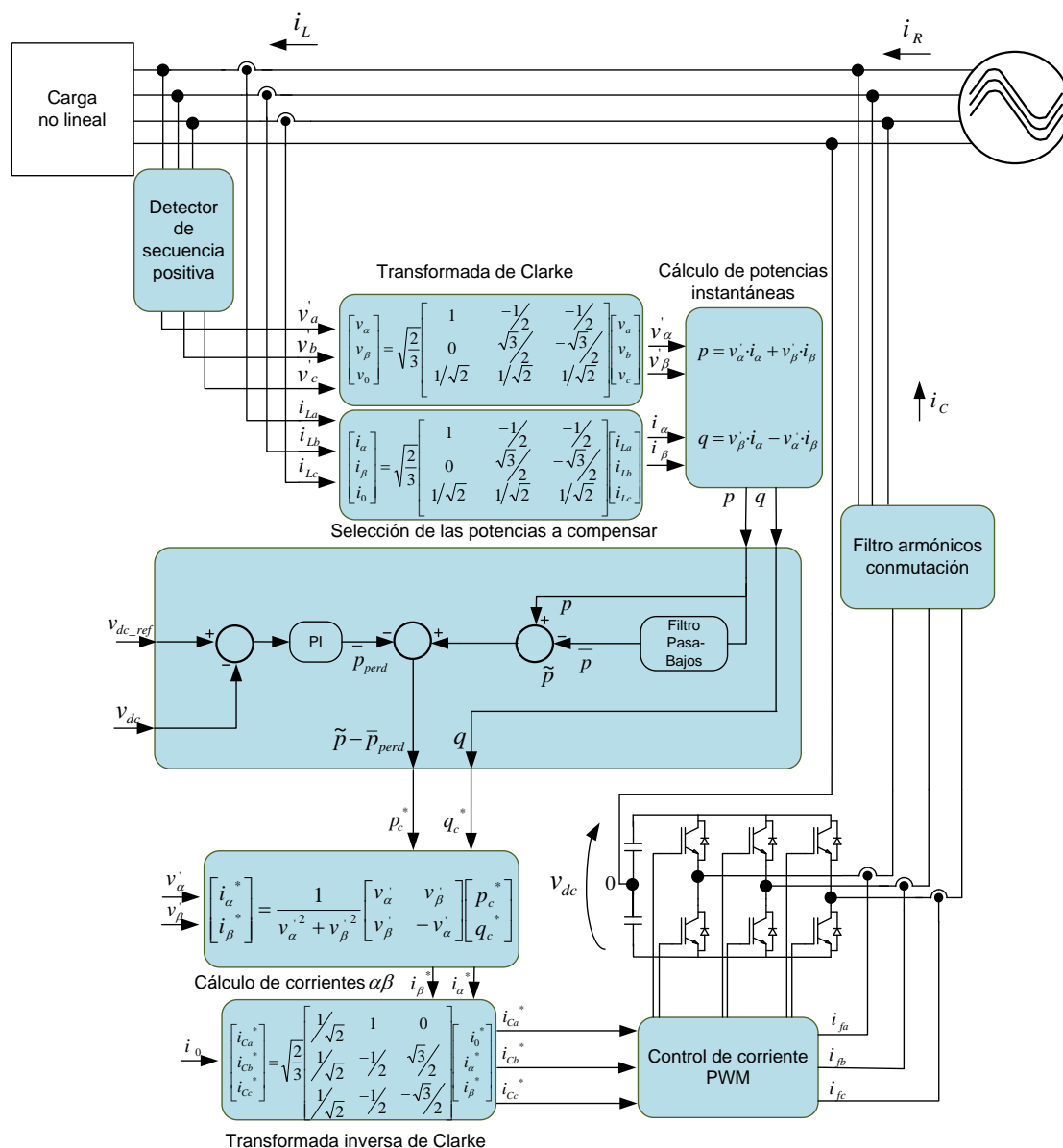


Fig. 158. Modelo del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante

Las diferencias entre el filtro con esta estrategia y con la estrategia de potencia constante son las siguientes:

- En primer lugar, se ha incorporado el detector de secuencia positiva exactamente igual al explicado con el filtro de tres hilos.
- Por otro lado, se ha eliminado el cálculo de la potencia  $p_0$ . Esto se debe a que la componente de tensión homopolar  $v_0$  desaparece con el detector de secuencia positiva, por lo que el cálculo de  $p_0$  resulta cero. De todas formas, se mantiene la eliminación de la corriente homopolar  $i_0$ . El hecho de eliminar el cálculo de  $p_0$ , comporta también la eliminación de la aplicación de las condiciones óptimas de flujo de potencia.

### 5.3.1. Modelo de simulación

El modelo de simulación implementado en PSIM 9.0.3 es el siguiente.

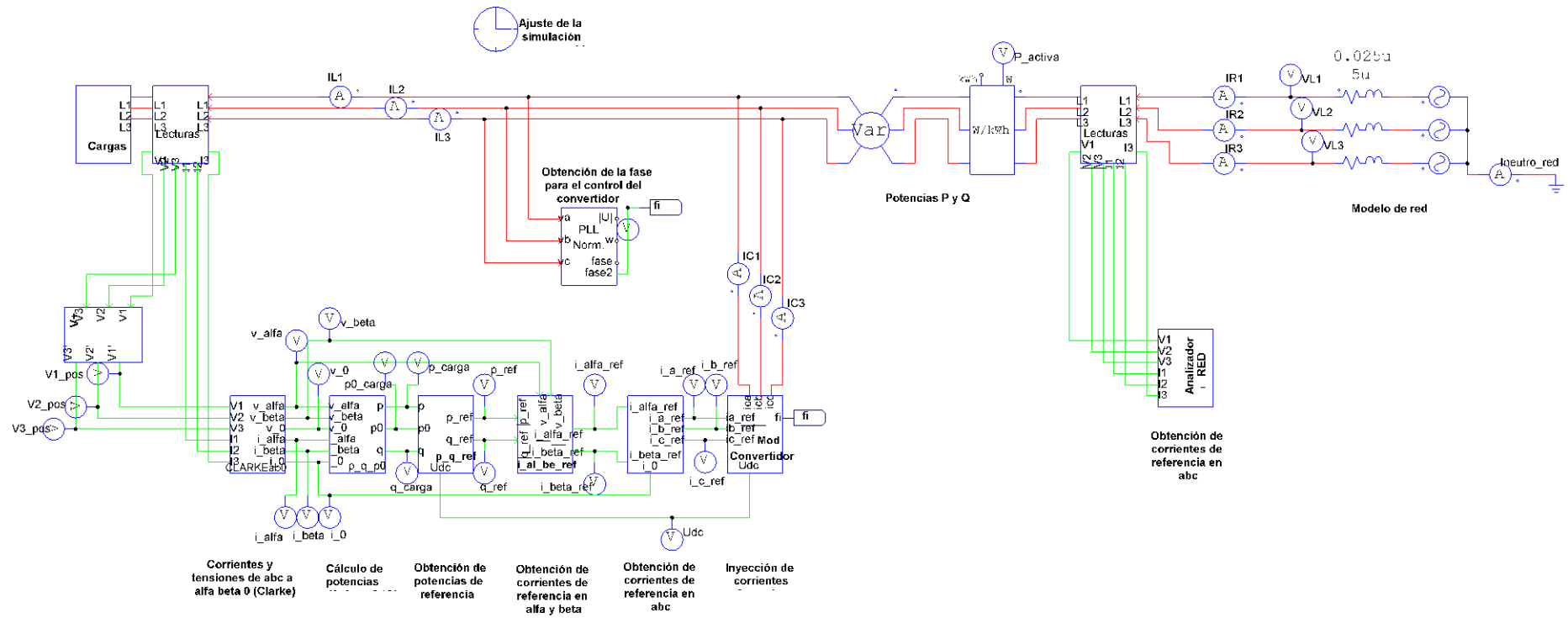


Fig. 159. Modelo en PSIM del filtro de 4 hilos con estrategia de control de potencia constante

Respecto al modelo con estrategia de control de potencia constante, en este modelo se incluye el detector de secuencia positiva. Este es exactamente igual que el empleado en el modelo de 3 hilos. El hecho de incorporar el detector de secuencia positiva hace que la potencia  $p_0$  sea siempre 0, ya que el control solo podrá ver las tensiones  $V_{1+}$ . Por lo tanto, en este caso la implementación de las condiciones óptimas de flujo de potencia no tendrá ningún efecto sobre las potencias referencia.

### 5.3.2. Simulaciones

En las simulaciones de este modelo, se comprobará que el filtro mantiene el comportamiento expuesto en el modelo de 3 hilos y que además elimina las corrientes de neutro.

#### 5.3.2.1. Ensayo con la tensión desequilibrada

En esta simulación, se ensayará el modelo de filtro bajo tensiones desequilibradas. Estas no serán tensiones realistas desde un punto de vista industrial, pero al ser tan severas para el filtro, se verificará el funcionamiento cuando la red tenga tensiones ligeramente desequilibradas. Las tensiones de alimentación para este sistema son las siguientes:

$$\begin{cases} V_{L1} = 230,94 \angle 0^\circ \text{ V} \\ V_{L2} = \frac{50}{\sqrt{2}} \angle 280^\circ \text{ V} \\ V_{L3} = 230,94 \angle 120^\circ \text{ V} \end{cases}$$

Las cargas se componen en primer lugar en una carga trifásica RL con neutro de las siguientes características:

$$\begin{cases} R_{L1-N} = 2\Omega \\ L_{L2-N} = 12\text{mH} \\ R_{L3-N} = 1,6\Omega \end{cases}$$

Además, se emplean cargas no lineales monofásicas de las siguientes características:

- Puente de diodos entre L1 y N:  $R = 15\Omega$  y  $L = 9\text{mH}$
- Puente de diodos entre L2 y N:  $R = 12\Omega$  y  $L = 7\text{mH}$
- Puente de diodos entre L1 y N:  $R = 5\Omega$  y  $L = 12\text{mH}$

Las corrientes de carga que aparecen al aplicarse las tensiones descritas tienen la siguiente forma de onda.



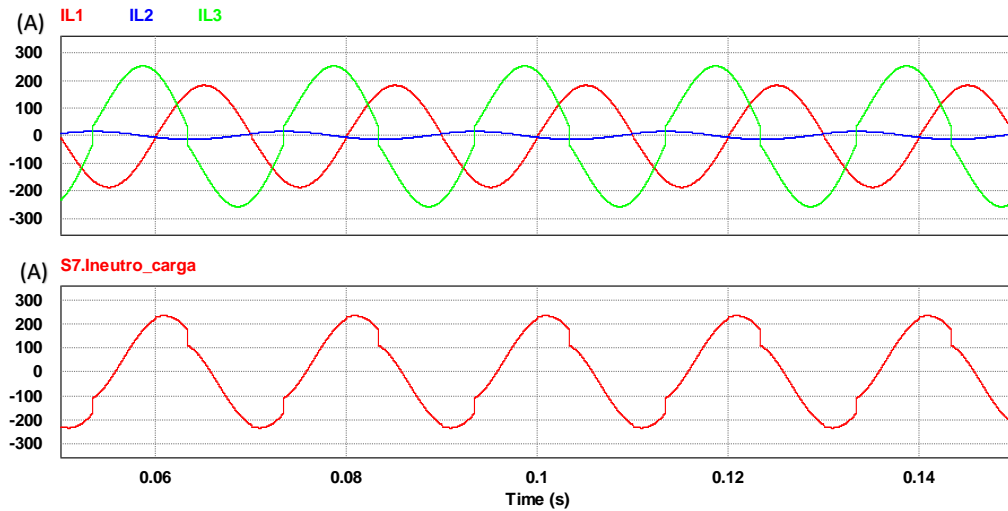


Fig. 160. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga

Las corrientes de la carga son muy desequilibradas, ya que, al haber conductor neutro, estas son proporcionales a las tensiones de fase aplicadas. Además, la corriente de neutro es muy elevada en comparación a las de fase.

Para obtener en red corrientes sinusoidales, se activa el filtro a los 0,1 segundos.

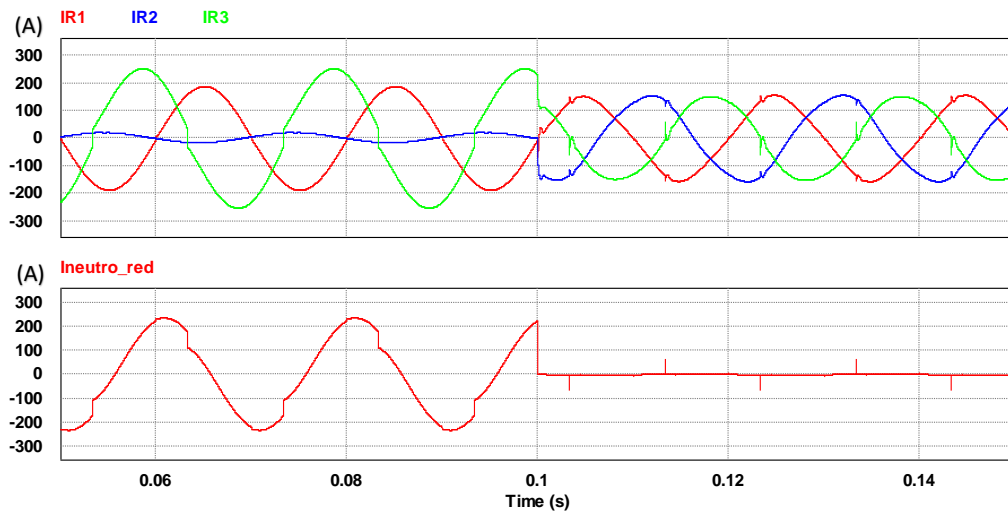
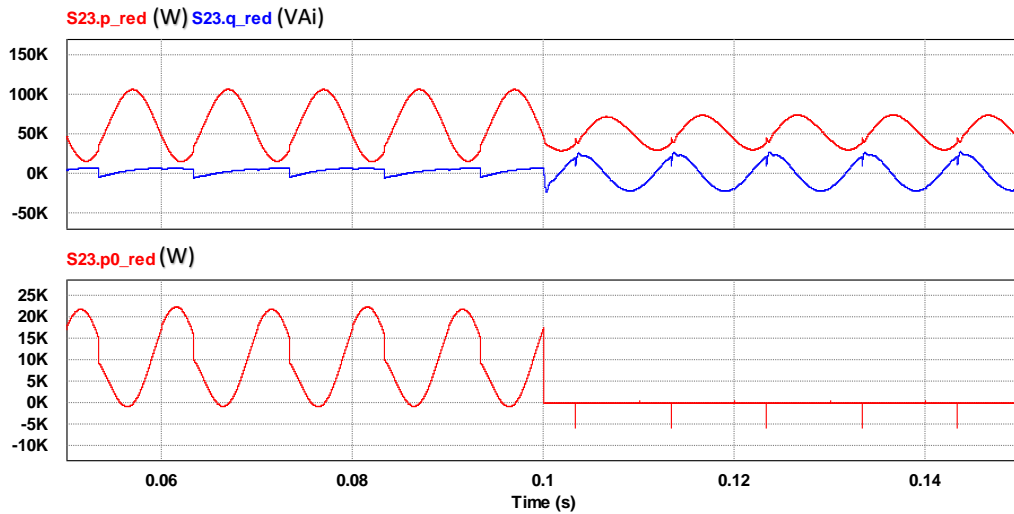


Fig. 161. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes de red (IR) y corrientes del neutro de red

Gracias al control del filtro, en la red las corrientes son sinusoidales y equilibradas. El hecho de que estén ligeramente distorsionadas se debe a que la fase de la PLL oscila ligeramente como ha sido explicado en el filtro de tres hilos. En cuanto a la corriente de neutro, el filtro es capaz de eliminarla por completo aun con la estrategia de corrientes sinusoidales.

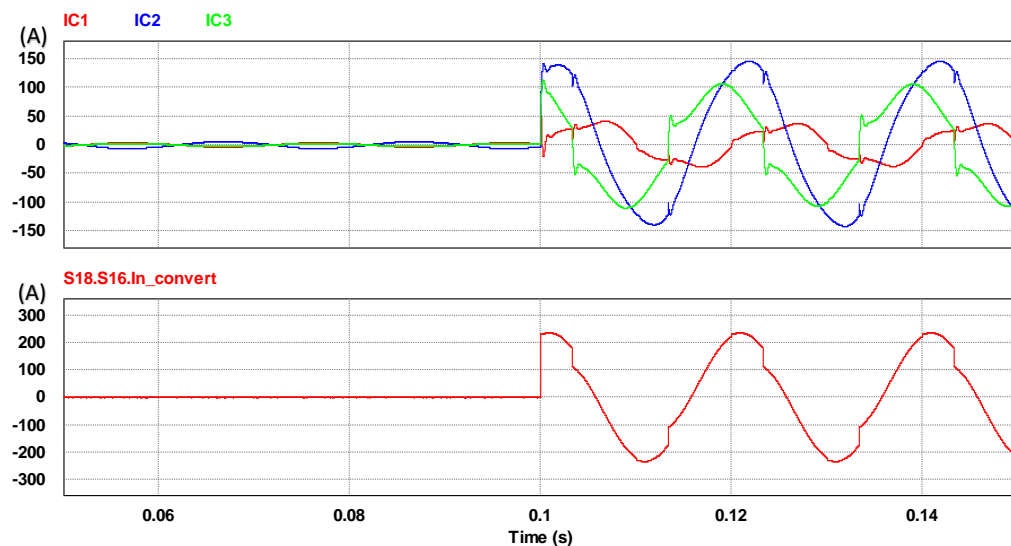
También se puede ver la actuación del filtro sobre las corrientes de red al activarse en 0.1s.



**Fig. 162. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Potencias de red  $p$  y  $q$  y potencia de red  $p_0$**

En cuanto a las potencias  $p$  y  $q$  de red, el resultado es similar al obtenido en el modelo de tres hilos. Sin embargo, para este caso hay potencia homopolar. Esto se debe a que al haber un desequilibrio en las tensiones, pueden existir componentes de secuencia negativa y homopolar, tal y como se explica en la Fig. 12. De igual manera, al eliminarse la corriente de neutro, deja de haber corriente con componente de secuencia homopolar que pueda generar potencia con la componente de tensión de secuencia homopolar.

Finalmente, se muestran las corrientes inyectadas por el convertidor del filtro.



**Fig. 163. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión desequilibrada: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corrientes del neutro del convertidor del filtro**

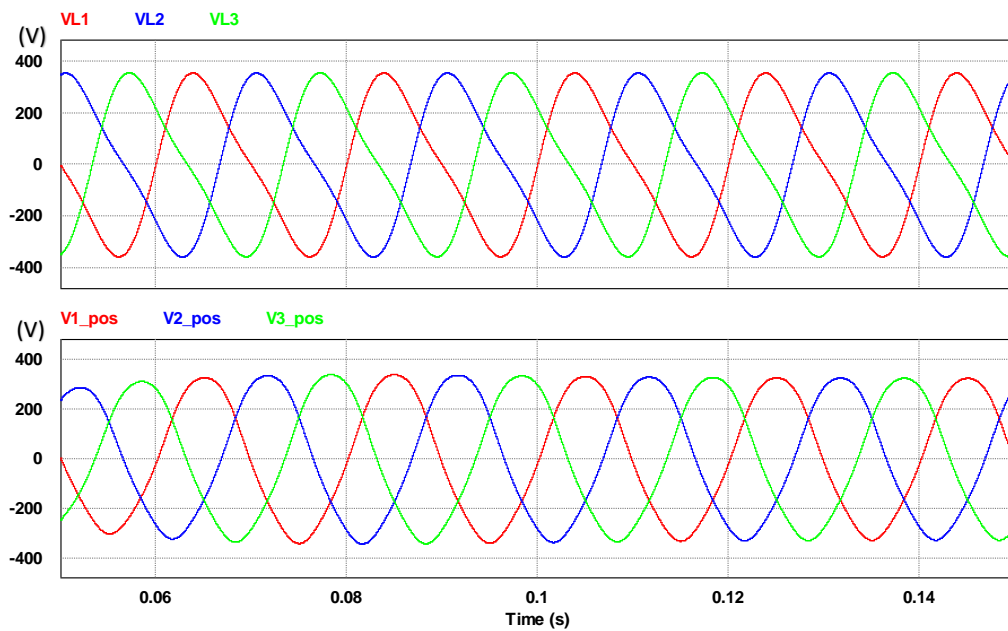
### 5.3.2.2. Ensayo con la tensión distorsionada

El ensayo a realizar en esta simulación es similar al del apartado anterior. Sin embargo, para este ensayo se empleará una tensión con la componente  $V_{1+}$  de 400V de línea y 50Hz junto a una tensión de 100Hz. Entonces, la tensión es la siguiente:

$$\begin{cases} v_{L1} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin(2\pi 50t) + 75 \cdot \sin(2\pi 100t) \\ v_{L2} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + 75 \cdot \sin\left(2\pi 100t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{L3} = \sqrt{2} \cdot 230,94 \cdot \sin\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + 75 \cdot \sin\left(2\pi 100t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

La carga a ensayar es la misma que el apartado anterior.

En primer lugar, se muestran las tensiones y la tensión generada por el detector de secuencia positiva.



**Fig. 164. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Tensión de carga (VL) y tensión del detector de secuencia positiva(V\_pos)**

Para poder apreciar la actuación del detector de secuencia positiva, se hace la transformada de Fourier.

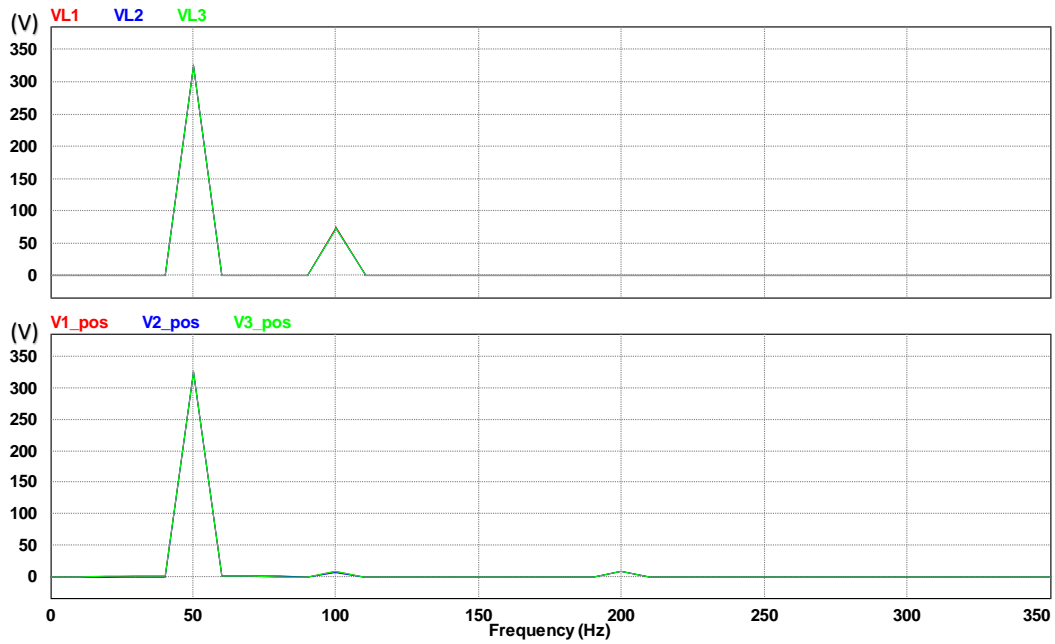


Fig. 165. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: FTT de la tensión de carga (VL) y de la tensión del detector de secuencia positiva (V\_pos)

Como muestra la gráfica inferior, el detector de secuencia positiva es capaz de eliminar la componente de tensión de 100Hz, a pesar de introducir algunos armónicos residuales por la oscilación de la frecuencia calculada en la PLL.

Con las tensiones de alimentación mostradas, las corrientes de carga son las siguientes.

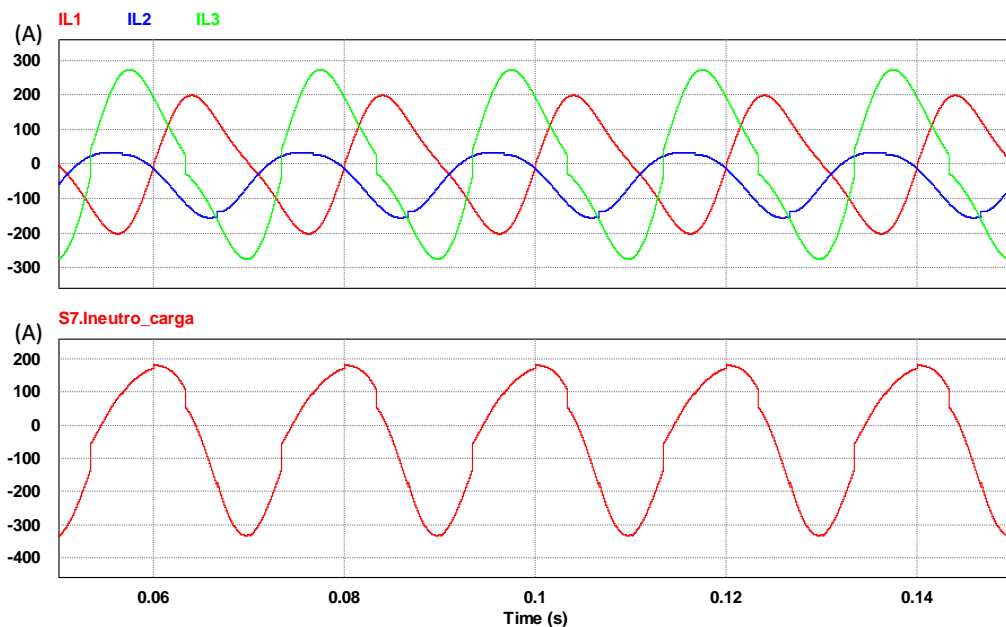
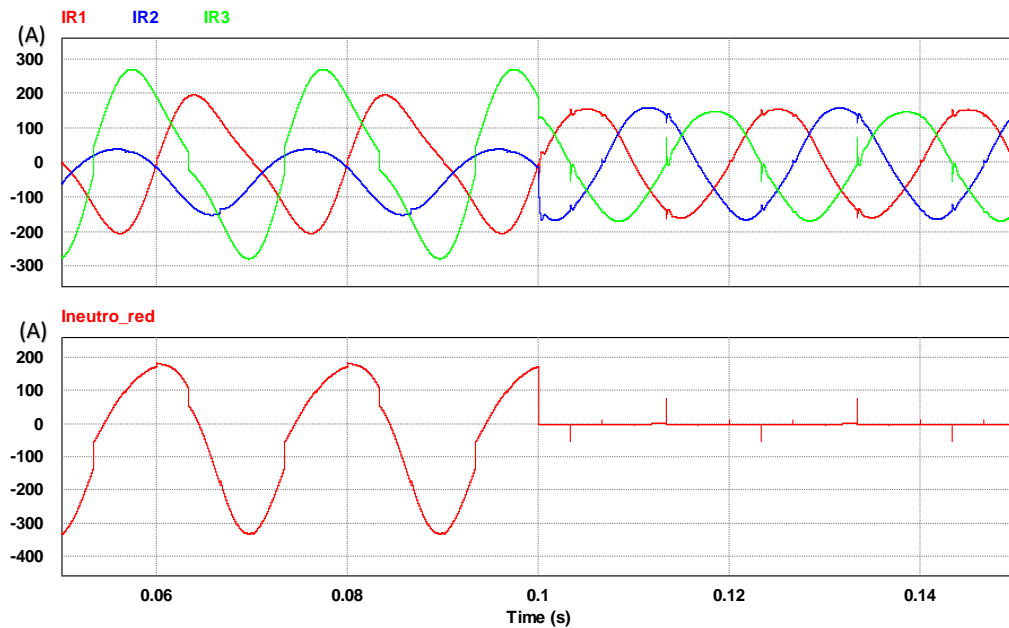


Fig. 166. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente de carga (IL) y corriente del neutro de carga

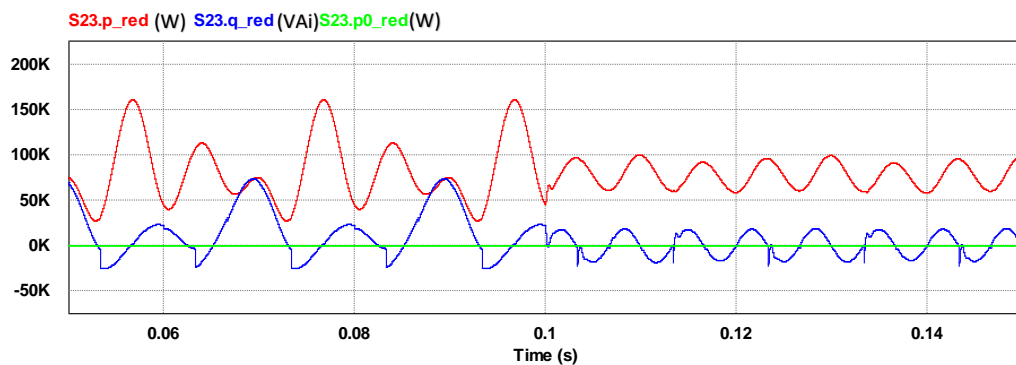
Las corrientes mostradas son muy desequilibradas y con contenido armónico. Para resolver este problema, se activa el filtro a los 0,1 segundos filtrando la corriente de red.



**Fig. 167. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente de red (IR) y corriente del neutro de red**

Gracias al control del filtro, se consigue que las corrientes de red sean sinusoidales con ligeras distorsiones debidas a la naturaleza de la carga. Además, se elimina toda la corriente de neutro.

Las potencias de red resultantes al filtrar son las siguientes.



**Fig. 168. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Potencias  $p$ ,  $q$  y  $p_0$  de red**

En este caso, no se genera potencia  $p_0$  en ningún momento al no haber componente de tensión de secuencia homopolar.

Finalmente, se muestran las corrientes inyectadas por el convertidor del filtro.

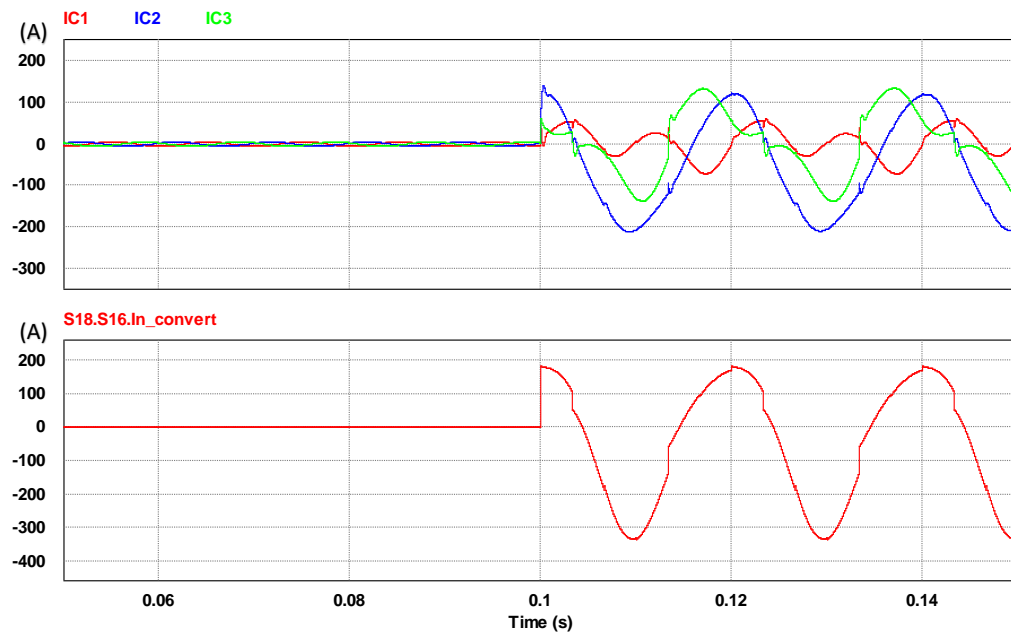


Fig. 169. Filtro 4 hilos, corriente sinusoidal. Tensión distorsionada: Corriente del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor del filtro

## 5.4. Filtros activos selectivos de 4 hilos

El principio de funcionamiento del filtro activo de 4 hilos es el mismo que el de 3 hilos, aunque en el de 4 hilos debe considerarse la corriente del conductor neutro. En cuanto al esquema de control, las células básicas del filtro selectivo (CBSF) son iguales que en el filtro de 3 hilos. Sin embargo, para la parte de frecuencia fundamental, se deben incorporar las implementaciones de potencia y corriente homopolar, manteniendo las condiciones óptimas de flujo de potencia y eliminando las corrientes de neutro de red.

En este modelo de 4 hilos se emplea el mismo código de control que en el de 3 hilos, controlando primeramente el 5º armónico, después el 7º y finalmente la potencia reactiva y los desequilibrios conjuntamente.

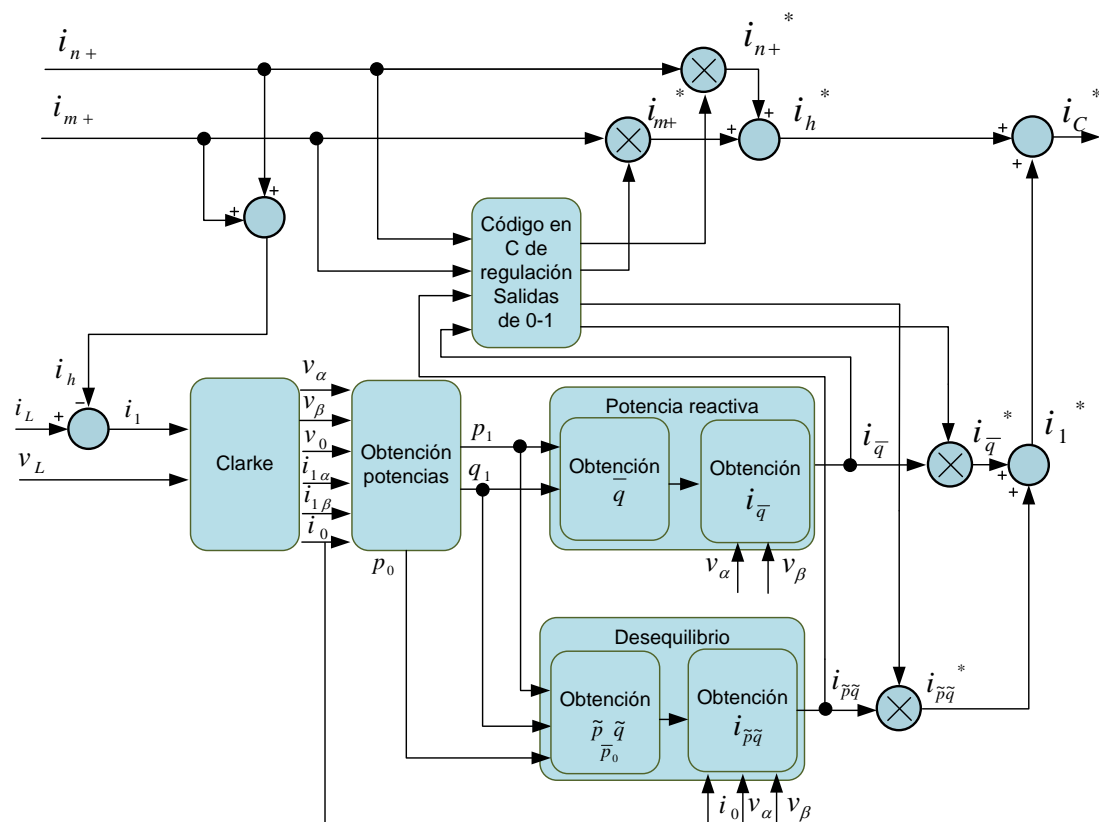


Fig. 170. Estrategia de compensación selectiva en 4 hilos

### 5.4.1. Modelo de simulación

La implementación de la estrategia de compensación selectiva en cuatro hilos se hace en PSIM 9.0.3. Esta es similar a la del filtro selectivo de 3 hilos junto al filtro con estrategia de potencia constante en 4 hilos. El esquema de potencia y control del filtro es el siguiente.

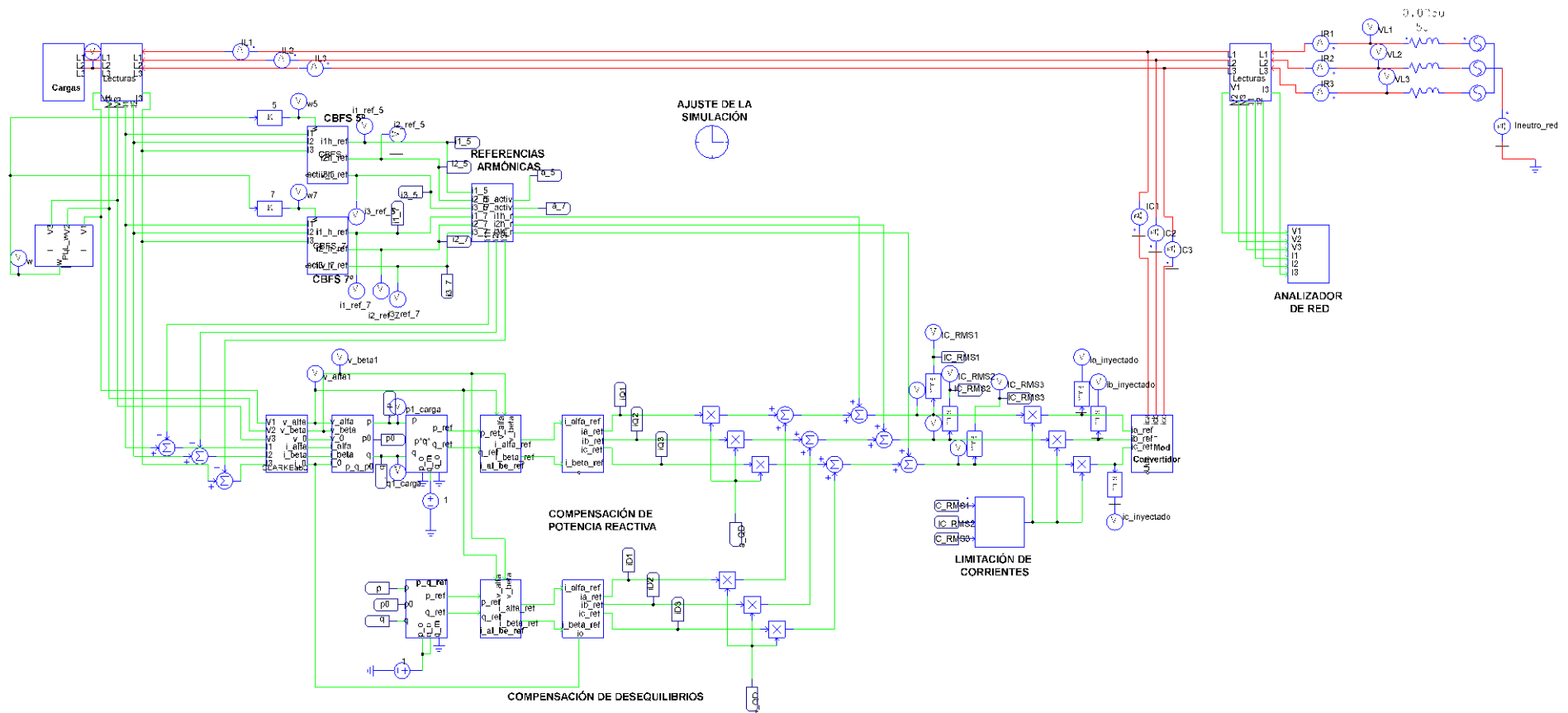


Fig. 171. Parte 1 del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos selectivo



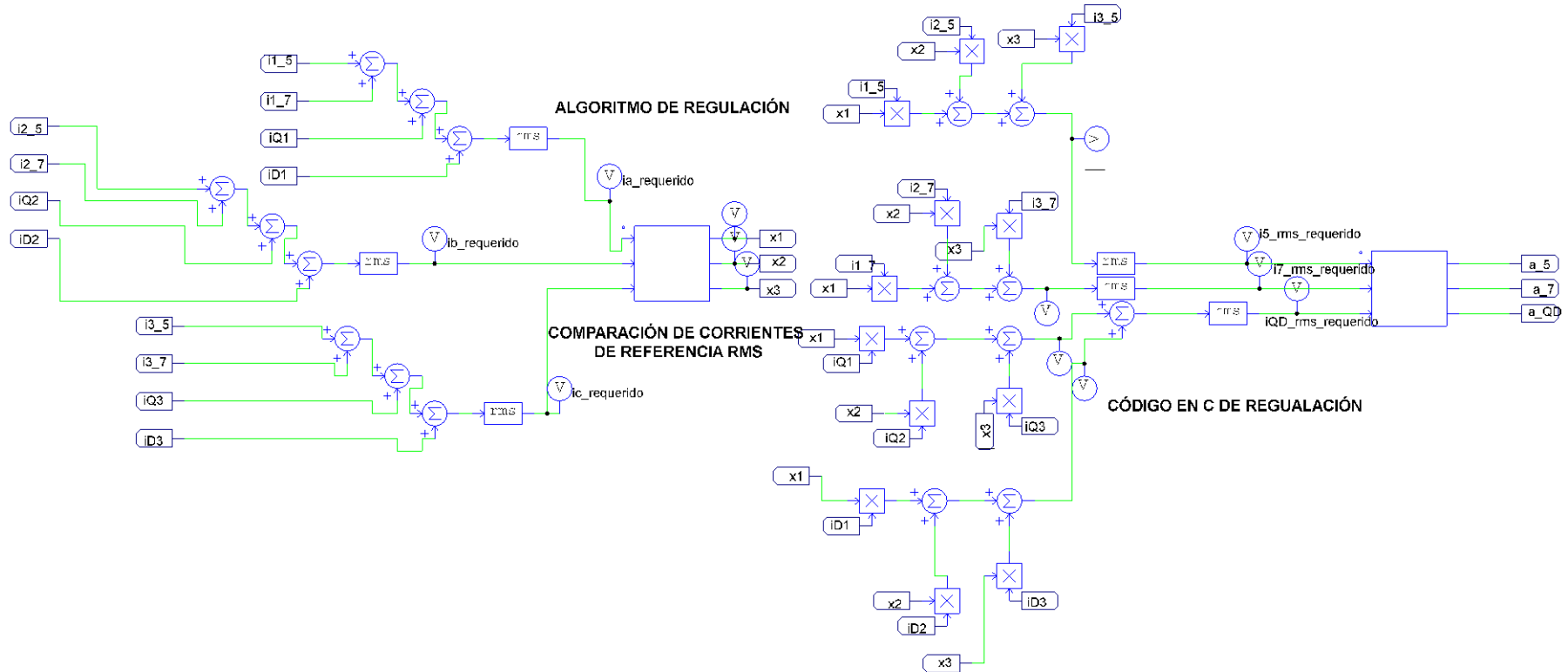


Fig. 172. Parte 2 del modelo en PSIM del filtro de 4 hilos selectivo

Como muestra el modelo, la diferencia entre el filtro de 3 hilos y el de 4 es la implementación de la componente homopolar. Respecto al control, este se mantiene igual. Los subcircuitos de cálculo de corrientes, tensiones y potencias homopolares son los mismos que los empleados en el filtro de 4 hilos bajo estrategia de potencia constante.

## 5.4.2. Simulaciones

### 5.4.2.1. Ensayo de compensación selectiva manual

En este ensayo se pretende mostrar que el filtro es capaz de compensar los distintos armónicos, la reactiva y los desequilibrios por separado de forma manual. El procedimiento es similar al empleado en el filtro de 3 hilos. En cuanto a las cargas armónicas, se colocará una carga que consuma 50 A de 5º armónico y 40 A de 7º. Además, se colocará una carga trifásica desequilibrada con neutro de las siguientes características:

$$\begin{cases} R_{L1-N} = 1.5 \Omega \\ L_{L2-N} = 12 \text{ mH} \\ R_{L3-N} = 2 \Omega \end{cases}$$

La compensación se hará de forma escalonada. En primer lugar, se compensará el 5º armónico en 0.1s; después, se eliminará el 7º armónico en 0.15s; seguidamente, en 0.2s se eliminará la potencia reactiva; finalmente, se equilibrarán las fases en 0.25s.

De forma previa a la compensación, se muestran las corrientes generadas por estas cargas.

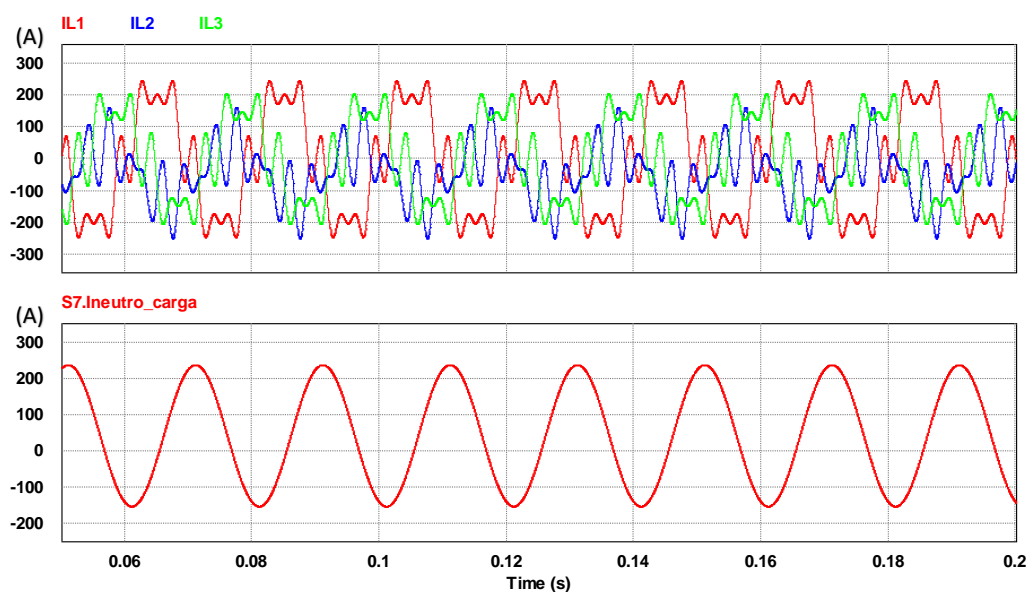
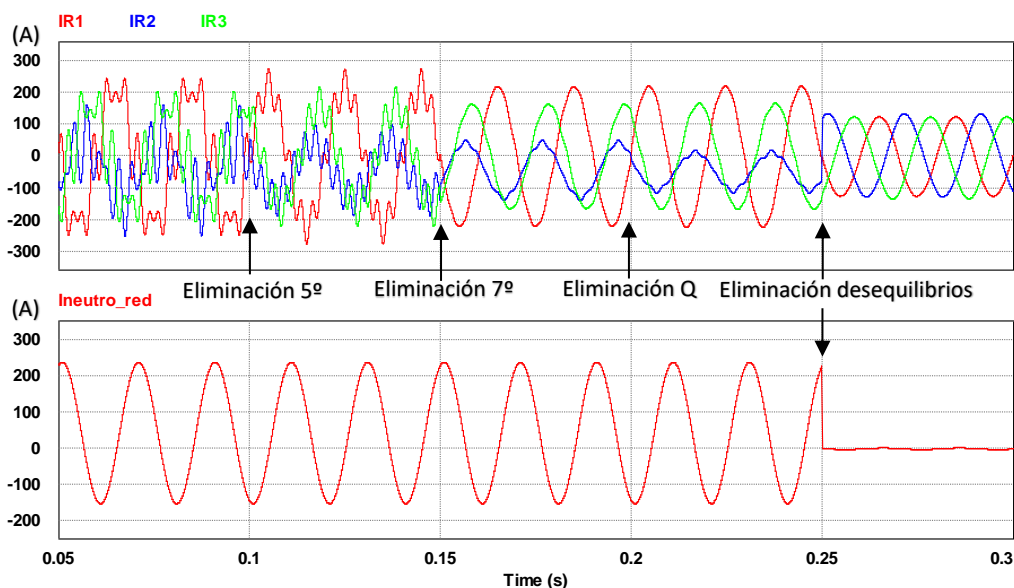


Fig. 173. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga

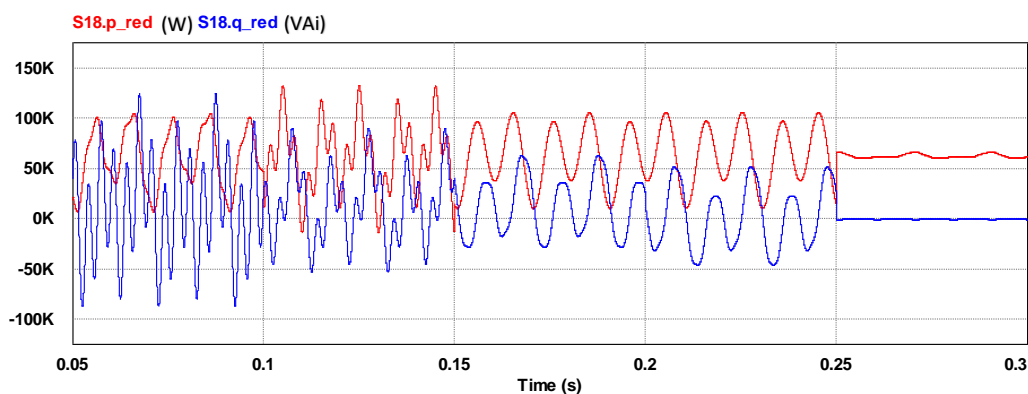
Como muestran los gráficos, las corrientes de línea son desequilibradas y con un alto contenido armónico. Además, circula una gran corriente de neutro. Para mejorar estas corrientes, se aplica la compensación manual según la secuencia explicada.



**Fig. 174. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de red (IR) y corriente del neutro de red**

El filtro elimina correctamente las corrientes armónicas, la reactiva y los desequilibrios cuando se precisa. Cabe destacar que después de la eliminación de todos los armónicos, las corrientes de línea están ligeramente distorsionadas debido a los pequeños errores e imprecisiones del control.

Observando las corrientes es difícil apreciar la eliminación de potencia reactiva. Para ello, se muestran las potencias de red a lo largo de la simulación.

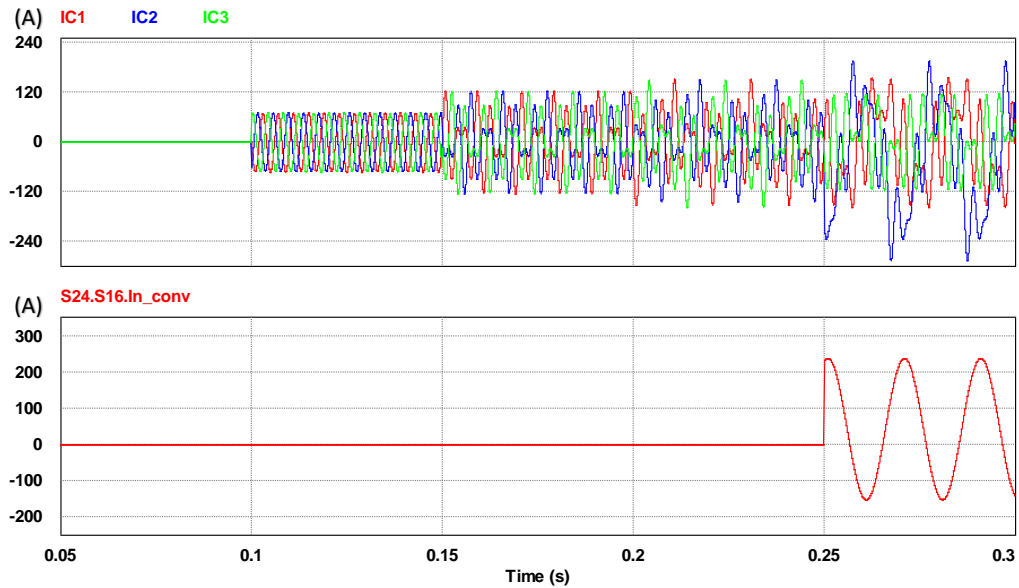


**Fig. 175. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Potencias de red**

La etapa más representativa de esta simulación es la eliminación de la potencia reactiva en 0.2 s, ya que se observa la eliminación de  $\bar{q}$  haciendo que el gráfico de  $q$  baje para tener un valor medio

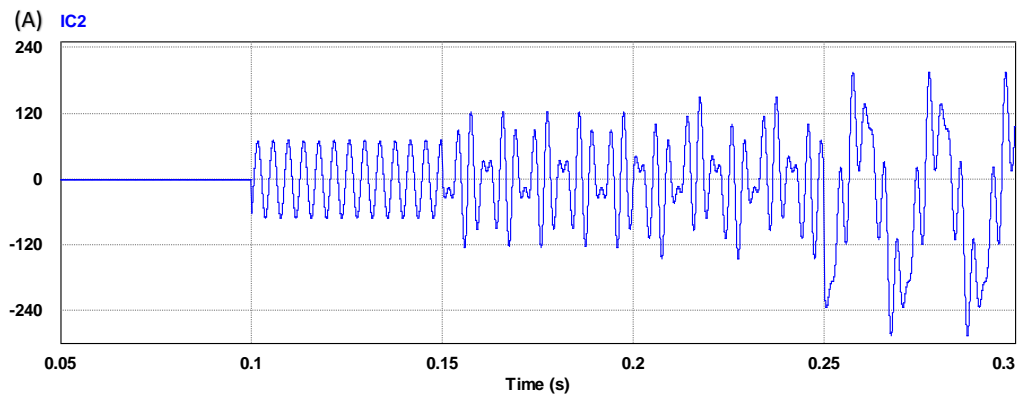
de cero. Por lo demás, la respuesta de la potencia es la esperada, haciendo que la red alimente con  $\bar{p}$ .

Para conseguir estas potencias y corrientes en red, el convertidor del filtro debe inyectar las siguientes corrientes por fase y neutro.



**Fig. 176. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor**

A medida que la simulación avanza, el convertidor inyecta una mayor corriente. Para visualizar mejor la corriente de línea, se muestra la corriente de L2 del convertidor.



**Fig. 177. Filtro 4 hilos selectivo. Compensación selectiva manual: Corrientes de L2 del convertidor del filtro (IC2)**

Inicialmente, el convertidor inyecta 5º armónico, después inyecta 5º y 7º conjuntamente, y finalmente, a partir de 0.2s, inyecta corrientes de 50Hz eliminando primero la potencia reactiva y después los desequilibrios.

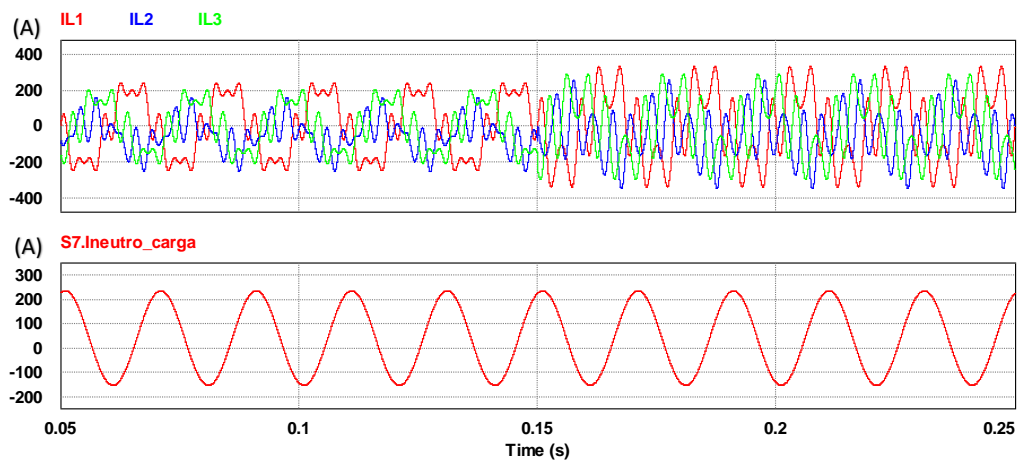
### 5.4.2.2. Ensayo con carga superior a la potencia nominal

El objetivo de este ensayo es comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo del filtro selectivo de 4 hilos. Para ello, inicialmente se conectará una carga la cual podrá ser compensada en su totalidad por el filtro. Seguidamente, se conectará otra carga armónica que provocará la saturación del filtro, haciendo que este deje de compensar parcialmente limitando la corriente inyectada a 144 A en la fase más cargada.

La carga inicial es la misma que la empleada en el apartado anterior, la cual tiene un consumo armónico de 50 A de 5º armónico y 40 A de 7º. Además, también se conecta una carga lineal, pasiva, trifásica y con neutro con los siguientes valores:

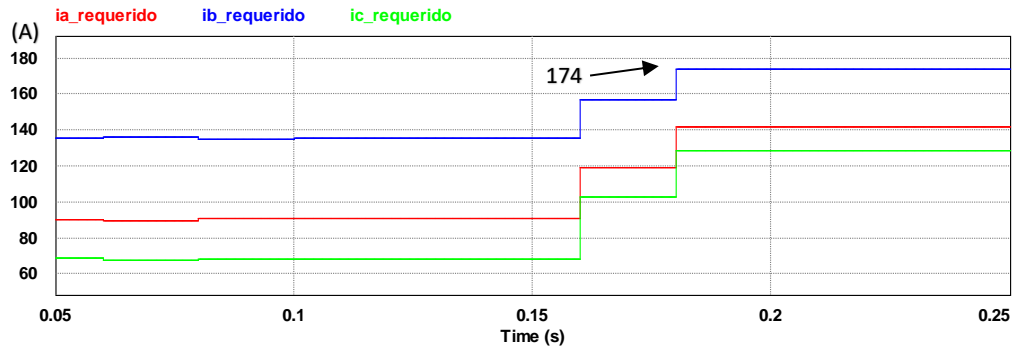
$$\begin{cases} R_{L1-N} = 1.5 \Omega \\ L_{L2-N} = 12 \text{ mH} \\ R_{L3-N} = 2 \Omega \end{cases}$$

El filtro activo compensará esta carga en 0,1 s. Posteriormente, en 0,15 s, se conectará una carga ficticia con un consumo de 70 A de 5º armónico. El consumo de las cargas a lo largo de la simulación es el siguiente.



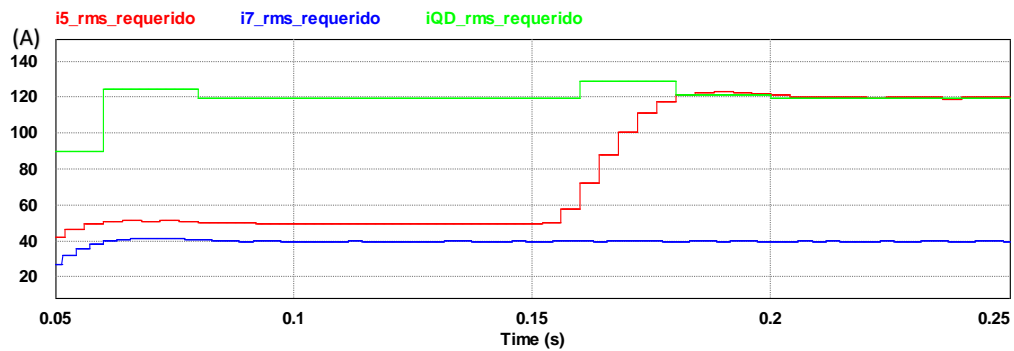
**Fig. 178. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes de carga (IL) y corrientes del neutro de carga**

Los gráficos de corriente de carga muestran un consumo con una gran contenido armónico y desequilibrios. Sobre estas corrientes, el algoritmo de regulación calcula la corriente a inyectar por fase en valor RMS.



**Fig. 179. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes requeridas a inyectar por fase**

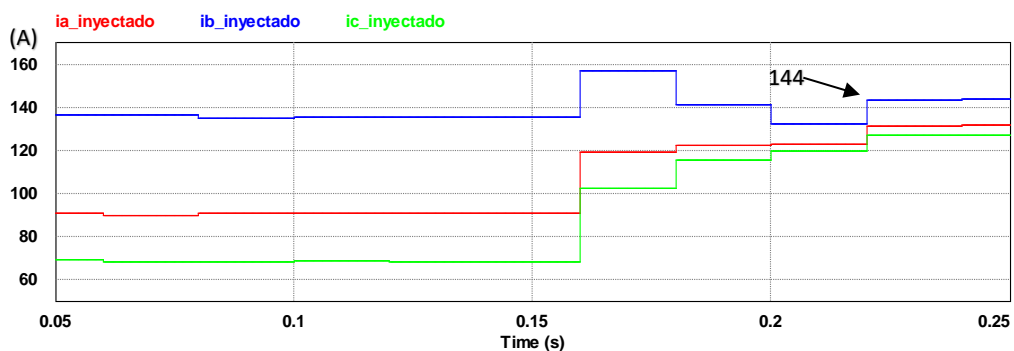
Antes de la conexión de la segunda carga de 70 A de 5° armónico, ninguna fase requiere inyectar más de 144 A. Sin embargo, en la conexión, la fase L2 (b) requiere compensar 174 A, lo que hace que el control deba limitar las corrientes. La corriente de la fase L2 puede descomponerse observando el contenido armónico y la reactiva junto a los desequilibrios.



**Fig. 180. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Componentes de la corriente requerida a inyectar en L2**

En la conexión de la segunda carga, se suman las corrientes de 5° armónico llegando a 120 A.

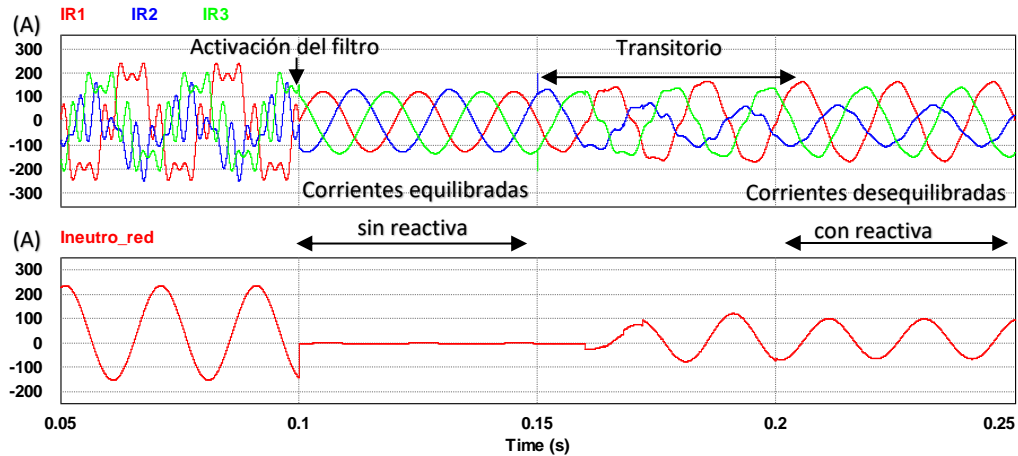
Mediante el algoritmo, se limitan las corrientes RMS a inyectar tal y como muestra la siguiente gráfica.



**Fig. 181. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Componentes de la corriente requerida a inyectar en L2**

Después del transitorio, la corriente a inyectar se limita a 144 A en la fase más cargada del convertidor.

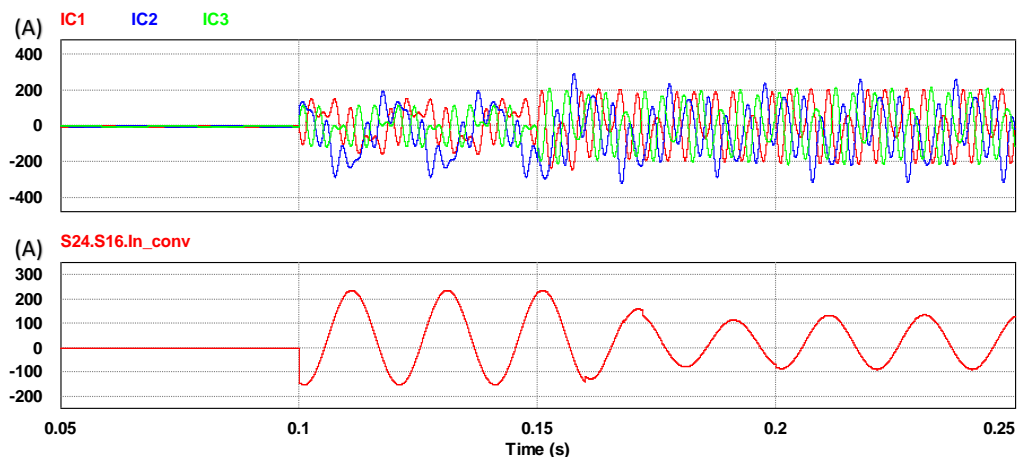
La dinámica de la conexión de la segunda carga y la limitación de corriente puede observarse de forma clara en las corrientes de red.



**Fig. 182. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de red (IR) y corriente del neutro de red**

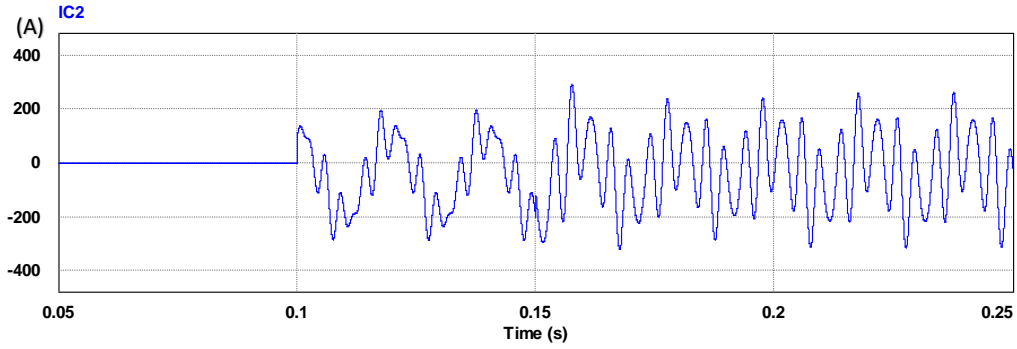
Como muestran las corrientes de red, inicialmente en la conexión del filtro activo, este es capaz de compensar toda la carga. Sin embargo, al conectarse la segunda carga, el filtro debe limitar la corriente dejando pasar a red corrientes con reactiva y desequilibrios. Esto también implica corrientes en el neutro de red al ser un sistema de 4 hilos.

Por otro lado, el convertidor del filtro debe inyectar las siguientes corrientes.



**Fig. 183. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corrientes del convertidor del filtro (IC) y corriente del neutro del convertidor**

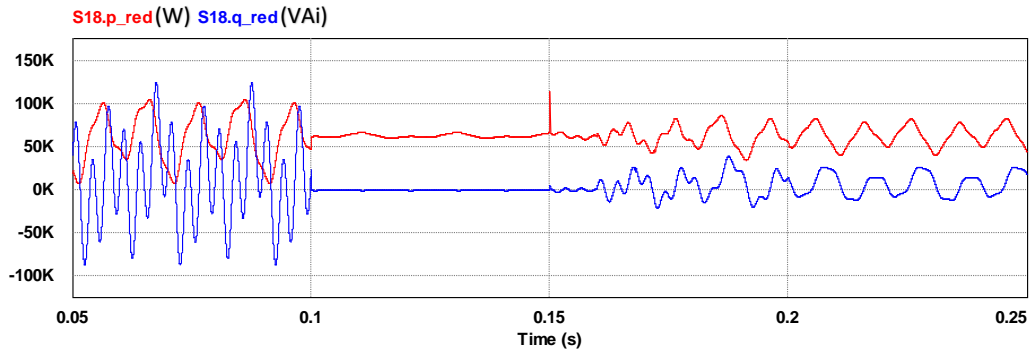
Para observar mejor las corrientes del convertidor, se muestra la corriente de la fase L2, la más cargada.



**Fig. 184. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Corriente de la fase L2 del convertidor del filtro**

Tal y como muestra el gráfico, la corriente del convertidor tiene un gran contenido armónico y la componente de 50Hz.

Finalmente, el efecto de la limitación se puede observar mediante las potencias de red.



**Fig. 185. Filtro 4 hilos selectivo. Limitación de corriente: Potencias de red**

Las potencias muestran cómo antes de la conexión de la segunda carga, la red solo alimenta con  $\bar{p}$ . Sin embargo, en la conexión de la segunda carga, la red también contribuye con  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  y  $\bar{q}$ .



# Capítulo 6: Conclusiones

---

En este estudio se han tratado varios aspectos sobre filtros activos de potencia en paralelo.

- Se ha hecho un repaso a las definiciones de potencia clásicas en circuitos eléctricos. Ante la falta de soluciones que estas teorías dan, se ha estudiado y analizado en profundidad la teoría de la potencia instantánea y su aplicación en el filtrado de corrientes.
- Se ha diseñado un convertidor para ser empleado en un filtro activo de 100 kVA y 400V, con su filtro LCL de salida y su lazo de control de corriente. El proceso de diseño incluye las estrategias de control para maximizar el ancho de banda del filtro, el efecto del muestreo digital y la modulación SVPWM. El diseño resultante se ha modelado en un programa de simulación y se han validado sus prestaciones.
- Al modelo de convertidor se le han añadido diferentes prestaciones de filtrado activo, consiguiendo filtrar la potencia reactiva, los desequilibrios de fases y los armónicos. Todo esto en base a dos estrategias, filtrado de la potencia activa instantánea y filtrado en base a inyectar corrientes senoidales de secuencia positiva.
- Por último, se ha diseñado un sistema de control de más alto nivel que permite ser selectivo en las prestaciones de filtrado a realizar, y que de forma manual o automática controla los niveles de filtrado para no sobrepasar la potencia nominal del convertidor.
- Todas estas estrategias de control se han simulado, comentado y validado en diferentes escenarios de perturbaciones en redes de 3 y 4 hilos.

Con la realización de este trabajo, se ha comprendido la complejidad de la teoría de la potencia instantánea, pero también su potencial para el control de los filtros activos en paralelo en aplicaciones de filtrado. Se considera que se han cumplido los objetivos marcados al inicio del proyecto.

A pesar de que este estudio alcanza sus objetivos con la validación mediante la simulación, permitirá continuar futuros trabajos para conseguir la construcción del filtro activo. Estos van desde la transformación de los modelos a tiempo discreto, posteriormente a programación de los algoritmos en C y su implementación en un microprocesador, a la construcción del hardware y finalmente a la validación mediante ensayo.

# Bibliografía

---

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de potencia : convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw Hill, 2009.
- [2] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- [3] G. Instantaneous and R. Power, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, no. 1, pp. 293–297, 1996.
- [4] L. M. Junior, W. Komatsu, and F. O. Martinz, “Positive Sequence Tracking Phase Locked Loops: A Unified Graphical Explanation.”
- [5] R. Peña-Alzola, “Design and Control of Voltage Source Converters With LCL-Filters,” *Control Power Electron. Convert. Syst.*, pp. 207–242, Jan. 2018.
- [6] IEEE Standards Coordinating Committee 21, Institute of Electrical and Electronics Engineers., and IEEE-SA Standards Board., *IEEE recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2000.
- [7] IEEE Standards Coordinating Committee 21 (Fuel Cells, Institute of Electrical and Electronics Engineers., and IEEE-SA Standards Board., *IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. Amendment 1. .*