



Control convertidor dc-ac de 100kW

Proyecto Final de Grado

Autor: Juan Carlos Olives Camps

Tutor: Joan Rocabert Delgado

10/12/2013

Resumen

Este proyecto desarrolla un estudio y diseño de un inversor trifásico que trabaja como fuente de corriente conectado a red. Tanto a nivel de hardware (los elementos físicos necesarios para su funcionamiento) como el desarrollo del software de control.

A nivel de hardware se explicará la función de los componentes y estudiará la necesidad y las variables que determinan su dimensionado. Al mismo tiempo, el uso de convertidores de potencia conectados a red requiere la implementación de un adecuado sistema de filtrado. Es por este motivo que en este proyecto se dedicarán unas líneas al diseño de este.

A nivel de software se pretende desarrollar una evolución, en cuanto a complejidad, del sistema de control así como las etapas necesarias para el desempeño de su función. Se presentarán los resultados obtenidos mediante la simulación de los circuitos y los resultados experimentales del testeo de un inversor real.

Las etapas de control y software se realizarán para un inversor de 100kW, mientras que el dimensionado de los elementos de hardware se llevará a cabo para uno de 50kW. Finalmente, los ensayos realizados sobre el inversor serán realizados controlando un convertidor de 10kW.

Abstract

This project develops the study and design of a three-phase inverter connected to the grid working as a current source. Both hardware level (the physical elements necessary for its operation) as the development of the control software.

About the hardware level, the role of the components and the need for their existence will be explained as the variables that determine its sizing. The use of power converters connected to the grid requires the implementation of a suitable filtering system. For this reason, a few lines of this project will try to explain the filter design.

The study about de software level will try to develop an evolution, in terms of complexity, of the control system as well as the steps needed to carry out its work. The results obtained by simulating the circuits and experimental results of testing will be presented and compared.

Control stages and software will be performed for a 100kW inverter; however, the sizing of the hardware elements will be calculated for one of 50kW. Finally, testing of the inverter will be carried out by controlling a 10kW converter.

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia todo el apoyo recibido, en sus diferentes vertientes, no sólo durante el transcurso de este proyecto sino durante los cuatro años de duración de la carrera, en los que he estado lejos de casa.

Seguidamente agradecer a todo el equipo del SEER sus aportaciones, conocimientos y ayuda, ya que sin estos habría sido imposible la realización de esta obra, destacando la contribución de mi tutor, Joan Rocabert, que siempre ha tenido un minuto para orientarme y contribuir a la resolución de dudas. Así como a los doctorandos y alumnos en prácticas que han permanecido/pasado durante mi estancia.

Finalmente, agradecer la colaboración de todas aquellas personas que no se encuentran catalogadas en los grupos anteriores y han aportado cualquier detalle a la realización del proyecto.

A todos ellos: Gracias.

A mis padres, por enseñarme todas aquellas cosas que no siempre he sabido valorar a tiempo.

A Laura, por ser Laura.

"El verdadero progreso es el que pone la tecnología al alcance de todos."

Ford, Henry (1863-1947. Industrial estadounidense.)

Motivación y objetivos

La integración de fuentes de energía renovable a la red es, a día de hoy, una realidad y una necesidad que ha ido *in crescendo* a lo largo de los últimos años. Esta interconexión requiere una tecnología que la permite y la sustente, como es el caso del convertidor dc/ac. Es por este motivo que el estudio del comportamiento de un convertidor es un paso importante en el desarrollo de los sistemas eléctricos de vanguardia.

El mejor método de conocer esta tecnología es enfrentándose a su diseño, comprendiendo la necesidad de las distintas etapas que juegan un papel en su funcionamiento, buscando información acerca de las tendencias actuales y tratando de aplicar esa información teórica al modelo deseado.

Los objetivos que pretende abarcar este proyecto son:

- Análisis de los componentes necesarios para la construcción del inversor.
- Desarrollo de las etapas necesarias para el control.
- Obtención de resultados mediante software de simulación.
- Programación de un código de control capaz de obtener los mismos resultados que los obtenidos mediante el software de simulación.
- Integración del programa en el inversor y pruebas experimentales.

Índice

Resumen	3
Abstract	3
Agradecimientos	4
Motivación y objetivos.....	7
Índice de figuras y tablas.....	10
MEMORIA	
Capítulo 1: Introducción	
1.1. Estado del arte	18
1.1.1. Tipologías de inversores.....	20
1.1.2. Métodos de modulación	25
1.1.3. Estrategia de control.....	36
1.1.4. Control digital y discretización	40
1.1.5. Anti-windup	43
Capítulo 2: Hardware	
2.1. Inversor o Convertidor de dc-ac.....	45
2.1.1. IGBT	45
2.1.2. Condensador electrolítico.....	46
2.1.2.1. Resistencias de equilibrado	46
2.1.3. Condensador de respuesta dinámica.....	48
2.1.4. Pletinas de cobre (conductores).....	48
2.1.5. Disipador	48
2.1.6. Protecciones	50
2.1.6.1. Protecciones DC.....	50
2.1.6.2. Protecciones AC.....	51
2.1.7. Resistencias de conexión a red.....	52
2.1.8. Resistencias de descarga	53
2.1.9. Elementos de medida	54
2.2. Filtro LCL+trap.....	56
Capítulo 3: Control en tiempo continuo	
3.1. Etapa de sincronización.....	60
3.1.1. Mediante sistema de referencia $d-q-0$	61
3.1.2. Mediante sistema de referencia $\alpha-\beta$	72

3.2. Bloque de control vectorial	86
3.3. Control de corriente con referencia de corriente	88
3.3.1. Control proporcional en campo de referencia $a-b-c$	89
3.3.2. Control proporcional-integrador en campo de referencia $a-b-c$	93
3.3.3. Control de corriente mediante controlador proporcional integrador en un campo de referencia síncrono ($d-q-0$).....	97
3.3.4. Control de corriente mediante controlador proporcional integrador en un marco de referencia estático de dos ejes ($\alpha-\beta$).....	103
3.3.5. Control de corriente mediante controlador proporcional resonante en un marco de referencia estático de dos ejes ($\alpha-\beta$).....	108
3.4. Control de corriente con referencia de potencia.....	113
Capítulo 4: Control digital y tiempo discreto	
4.1. Discretización.....	119
4.2. Digitalización	123
4.2. Filtro Anti-windup	124
4.3. Código de control.....	133
Capítulo 5: Ensayos y resultados experimentales	
5.1. Pruebas preliminares	141
5.2. Ensayo conectado a una carga resistiva	142
5.3. Ensayo en cortocircuito.....	147
5.4. Ensayo inyectando a red.....	151
5.5. Ensayo con el inversor de 100kW.....	159
Capítulo 6: Conclusiones.....	161
Bibliografía	
Libros	163
Artículos.....	163
Otros.....	164
Reporte fotográfico.....	166
ANEXOS	
A.1. Cálculos necesarios para el dimensionado de los elementos del inversor de 50kW	171
A.2. Función de transferencia del SOGI	177
A.3. Función de transferencia del filtro LCL y el filtro LCL+”trap”.....	178
A.4. Función de transferencia del SOGI-FLL.....	183
A.5. Discretización de las ecuaciones del SOGI.....	186
A.6. Obtención de los parámetros del controlador mediante sisotool de matlab	189

A.7.Normativa y legislación.....	194
PRESUPUESTO.....	196
PLANOS / ESQUEMAS.....	204

Índice de figuras y tablas

Fig. 1. Representación del IGBT.....	19
Fig. 2. Esquema del inversor Push-Pull monofásico.....	20
Fig. 3. Esquema del inversor de medio puente monofásico.....	21
Fig. 4. Esquema del inversor de puente completo monofásico.....	22
Fig. 5. Esquema del inversor trifásico.....	23
Fig. 6. Forma de onda de tensión cuadrada oscilando entre +/-100V.....	25
Fig. 7. Espectro de onda cuadrada de tensión.....	26
Fig. 8. Forma de onda de tensión casi-cuadrada oscilando entre +/-100V.....	27
Fig. 9. Espectro de onda casi cuadrada de tensión.....	27
Fig. 10. Esquema de control de la modulación unipolar.....	28
Fig. 11. Señales portadoras y moduladoras de la conmutación unipolar.....	29
Fig. 12. Señales de control de los interruptores.....	29
Fig. 13. Voltaje de salida del inversor de puente completo controlado mediante modulación unipolar.....	30
Fig. 14. Esquema de control de la modulación bipolar.....	30
Fig. 15. Ondas portadora y moduladora de la modulación bipolar.....	30
Fig. 16. Onda de control de los interruptores S1 y S2.....	31
Fig. 17. Onda de tensión de salida del inversor y los efectos de su filtrado.....	31
Fig. 18. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 1000Hz.....	32
Fig. 19. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 5000Hz.....	32
Fig. 20. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 10000Hz.....	33
Fig. 21. Esquema de control de la modulación bipolar trifásica.....	33
Fig. 22. Ondas portadora y moduladora de la modulación bipolar.....	34
Fig. 23. Onda de control de la puerta del interruptor S1.....	34
Fig. 24. Tensiones de línea trifásicas a la salida del inversor.....	35
Fig. 25. Representación por bloques de un sistema de control realimentado.....	36
Fig. 26. Diagrama de bloque del integrador generalizado de segundo orden (SOGI).....	37
Fig. 27. Diagrama de Bode de la estructura del integrador generalizado de segundo orden.....	38
Fig. 28. Diagrama de Bode de la estructura del integrador generalizado de segundo orden trabajando con distintas ganancias.....	38
Fig. 29. Diagrama de bloques del sistema de control digital.....	40
Fig. 30. Efecto aliasing.....	41
Fig. 31. Esquema de rastreo de anti-windup.....	44
Fig. 32. Esquema de integración condicional.....	44
Fig. 33. Resistencias de equilibrado.....	47
Fig. 34. Esquema del circuito térmico entre el módulo IGBT y el ambiente.....	49
Fig. 35. Modelo equivalente del convertidor con resistencias de conexión a red.....	53

Fig. 36. Modelo equivalente del convertidor con resistencia de descarga.....	54
Fig. 37. Filtro LCL+”trap” monofásico.....	56
Fig. 38. Diagrama de bode del filtro LCL.....	57
Fig. 39. Diagrama de Bode del filtro LCL+”trap”.....	58
Fig. 40. Esquema de sincronización trabajando en el sistema de referencia $d-q-0$	61
Fig. 41. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ actuando en un sistema estable.....	62
Fig. 42. Variación de frecuencia del generador para testear la PLL.....	64
Fig. 43. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con variación en la frecuencia.....	64
Fig. 44. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a variaciones de frecuencia.....	65
Fig. 45. Variación de la tensión eficaz de fase del generador.....	66
Fig. 46. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con variación en la frecuencia y en la tensión.....	66
Fig. 47. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a variaciones de frecuencia y tensión.....	67
Fig. 48. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con sistema de tensiones desequilibrado.....	68
Fig. 49. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a un sistema desequilibrado.....	69
Fig. 50. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con sistema de tensiones contaminado por armónicos.....	70
Fig. 51. Tensión de red y tensión leída por la PLL.....	71
Fig. 52. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a un sistema de tensiones con un THD del 5%.....	71
Fig. 53. Esquema SOGI-QSG.....	72
Fig. 54. Diagramas de Bode del SOGI-QSG para distintas ganancias.....	73
Fig. 55. Determinación del ángulo de fase.....	74
Fig. 56. Determinación de la frecuencia.....	74
Fig. 57. Esquema de sincronización del sistema SOGI-QSG.....	75
Fig. 58. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $\alpha-\beta$ actuando en un sistema estable y equilibrado en condiciones nominales.....	75
Fig. 59. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema nominal, estable y equilibrado.....	76
Fig. 60. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $\alpha-\beta$ con variación en la frecuencia.....	77
Fig. 61. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a variaciones de frecuencia.....	77
Fig. 62. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $\alpha-\beta$ con variación en la frecuencia y en la tensión.....	79
Fig. 63. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a variaciones de tensión y frecuencia.....	79
Fig. 64. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $\alpha-\beta$ con sistema de tensiones desequilibrado.....	81
Fig. 65. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema desequilibrado.....	81
Fig. 66. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $\alpha-\beta$ con sistema de tensiones contaminado por armónicos.....	83
Fig. 67. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema de tensiones contaminado por armónicos.....	83
Fig. 68. Comparación de seguimiento de frecuencia para la SFR-PLL y el SOGI-QSG.....	85
Fig. 69. Bloque de control vectorial.....	86

Fig. 70. Señales del bloque de control vectorial.....	86
Fig. 71. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional en campo de referencia $a-b-c$	89
Fig. 72. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional en sistema referencia $a-b-c$	90
Fig. 73. Resultados de la simulación del mismo esquema de control con el filtro amortiguado.	91
Fig. 74. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia $a-b-c$	93
Fig. 75. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema referencia $a-b-c$	94
Fig. 76. Resultados de la simulación del mismo esquema de control con el filtro amortiguado.	95
Fig. 77. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia síncrono $d-q-0$	98
Fig. 78. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia $d-q$	99
Fig. 79. Transformada de Fourier del sistema de tensiones.	100
Fig. 80. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia $d-q$ y filtro amortiguado.....	101
Fig. 81. Transformada de Fourier del sistema trifásico de tensiones.	102
Fig. 82. Etapa de cálculo de los vectores unitarios $\alpha-\beta$	103
Fig. 83. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia síncrono $d-q$	104
Fig. 84. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia $\alpha-\beta$	105
Fig. 85. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia $\alpha-\beta$ y filtro amortiguado.....	107
Fig. 86. Diagrama de Bode del controlador proporcional-resonante, resonante puro y proporcional-integrador.....	108
Fig. 87. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia síncrono $\alpha-\beta$	110
Fig. 88. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia $\alpha-\beta$	111
Fig. 89. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia $\alpha-\beta$	112
Fig. 90. Onda de corriente recortada un 20%	113
Fig. 91. Etapa de transformación de potencia en referencia de corriente expresada en el campo $\alpha-\beta$	114
Fig. 92. Esquema de control de corriente con referencia de potencia mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia estático $\alpha-\beta$	116
Fig. 93. Resultados de la simulación de control de corriente con referencia de potencia mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia $\alpha-\beta$	117
Fig. 94. Esquema de control digital de corriente con referencia de potencia mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia estático $\alpha-\beta$	120
Fig. 95. Resultados de la simulación de control digital de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia estático $\alpha-\beta$	121
Fig. 96. Ampliación de los resultados de seguimiento realizado por la corriente a la referencia.	121

Fig. 97. Resultados de la simulación de control digital de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia estático α - β , incrementando la frecuencia de muestreo.	122
Fig. 98. Ampliación de los resultados de seguimiento realizado por la corriente a la referencia.	122
Fig. 99. Diagrama de bloque del integrador generalizado de segundo orden (SOGI)	123
Fig. 100. Esquema de anti-windup conectado al controlador P+Res digital.....	124
Fig. 101. Simulación del controlador con error constante sin etapa de anti-windup	125
Fig. 102. Simulación del controlador con error constante activando la etapa de anti-windup..	126
Fig. 103. Forma de onda triangular utilizada para modificar el error.	128
Fig. 104. Simulación del controlador con error variable activando la etapa de anti-windup....	129
Fig. 105. Esquema de control del interruptor anti-windup.....	130
Fig. 106. Sistema de control anti-windup.....	131
Fig. 107. Resultados de la simulación con el control del interruptor con dos límites.....	131
Fig. 108. Esquema del convertidor conectado a red controlado mediante un bloque DLL.	134
Fig. 109. Esquema del ensayo con carga resistiva por fase.....	143
Fig. 110. Esquema ampliado del ensayo con carga monofásica resistiva.	143
Fig. 111. Esquema del ensayo con carga trifásica resistiva.	143
Fig. 112. Resultados de la alimentación de una carga resistiva.	145
Fig. 113. Seguimiento de la corriente inyectada respecto a la corriente de referencia.	146
Fig. 114. Esquema del ensayo en cortocircuito.....	147
Fig. 115. Resultados del ensayo cortocircuitando la salida del inversor.....	149
Fig. 116. Incremento de corriente en el ensayo en cortocircuito.....	150
Fig. 117. Seguimiento de la onda de corriente de salida respecto a la referencia dada.....	150
Fig. 118. Esquema del ensayo inyectando energía a red con autotransformador.....	151
Fig. 119. Esquema del ensayo inyectando energía a red sin autotransformador.....	151
Fig. 120. Resultados del ensayo inyectando a red con el convertidor de 10kW trabajando a potencia nominal.	153
Fig. 121. Comparación entre la señal de salida y la referencia de corriente den el campo de referencia α - β	154
Fig. 122. Valor de potencia instantánea.	155
Fig. 123. Variación de corriente desde cero amperios hasta corriente nominal inyectando a red.	155
Fig. 124. Resultados del ensayo inyectando a red 8kW y 5.6kVAr trabajando a potencia nominal.....	156
Fig. 125. Seguimiento de la corriente inyectada respecto a la señal de referencia.	156
Fig. 126. Potencia instantánea en el ensayo.	157
Fig. 127. Corriente de magnetización del transformador y corriente consumida por los condensadores.	157
Fig. 128. Resultados del ensayo del inversor de 100kW, trabajando a un cuarto de su potencia nominal.....	159
Fig. 129. Montaje del disipador, los IGBTs con sus placas de control, los condensadores de respuesta dinámica y los “plates” de cobre con el aislante. Inversor de 50kW.	166
Fig. 130. Montaje del inversor de 50kW con los condensadores electrolíticos y protegido por medio chasis.	167
Fig. 131. Armario del inversor de 100kW.....	167
Fig. 132. Placa de montaje frontal del inversor de 100kW. Contactores y protecciones.....	168
Fig. 133. Placa de montaje posterior del inversor de 100kW.....	168

Fig. 134. Pantalla Melcosim de asignación de datos.....	172
Fig. 135. Resultados de Melcosim de la simulación.	173
Fig. 136. Circuito térmico equivalente del sistema compuesto por los módulos IGBTs y el disipador.....	173
Fig. 137. Circuito equivalente utilizado para el dimensionado de las resistencias de conexión a red.....	174
Fig. 138. Resultados de la simulación con resistencias de 20R.	175
Fig. 139. Diagrama de bloques del integrador de segundo orden, SOGI.....	177
Fig. 140. Modelo monofásico del filtro LCL con una componente de absorción.....	178
Fig. 141. Diagrama de bloques de la etapa de sinconización SOGI-FLL	183
Fig. 142. Diagrama de bloques del control de corriente en lazo cerrado.	189
Fig. 143. Arquitectura de control del caso de estudio.	189
Fig. 144. Ventanas de <i>Sisotool</i> introduciendo el lazo de control de corriente sin ceros en el controlador.	190
Fig. 145. Ampliación del estado de la función de transferencia del controlador sin ceros.	190
Fig. 146. Mapa de polos y ceros en las condiciones de entrada de cálculo (sin ceros en el controlador).....	191
Fig. 147. Mapa de polos y ceros del sistema, añadiendo dos ceros conjugados.	192
Fig. 148. Nuevo estado de la función de transferencia del controlador.	192
Fig. 149. Mapa de polos y ceros y estado de la función de transferencia con los ajustes deseados.	193
Tabla 1. Ventajas Inconvenientes del inversor Push-Pull.	20
Tabla 2. Ventajas Inconvenientes del inversor de medio puente.	21
Tabla 3. Tensión de salida del inversor monofásico en función del estado de los interruptores.	22
Tabla 4. Ventajas Inconvenientes del inversor de puente completo.	23
Tabla 5. Estados y salidas del inversor trifásico.	24
Tabla 6. Transformadas de z.	42
Tabla 7. Resultados de la simulación mediante Melcosim.....	50
Tabla 8. Medidas tomadas simultáneamente por el CVM-NRG 96 (tabla obtenida del catálogo).	55
Tabla 9. Armónicos del sistema trifásico de tensiones.	70
Tabla 10. Estudio del seguimiento de la corriente directa y en cuadratura respecto a su respectiva referencia.....	102
Tabla 11. Valores de sintonización de los controladores.	109
Tabla 12. Valores de ganancia y fase de los controladores a 1000Hz.	109
Tabla 13. Características de la señal triangular.....	128
Tabla 14. Distorsión armónica total en la corriente de cada fase, inyectando a red 10kW.....	153
Tabla 15. Valores del parámetro X en las ecuaciones de compensación de tiempos muertos..	154
Tabla 16. Distorsión armónica total en la corriente de cada fase, inyectando a red 8kW y 5.6kVAr.....	156
Tabla 17. Parámetros conocidos del inversor.....	171

MEMORIA

Capítulo 1: Introducción

La actual problemática con el aumento del consumo energético mundial ha provocado un aumento de los precios de las fuentes primarias de energía no renovable (petróleo y gas, principalmente, y carbón en segunda instancia). Este hecho ha obligado a un crecimiento de las fuentes de energía renovable y a una importante política a favor de la eficiencia energética en los distintos procesos de la transmisión de energía eléctrica (generación, transporte, distribución y consumo).

La inserción en la red de generadores de energía de fuentes alternativas (cada vez más abundantes) supone un desafío tecnológico, ya que la regulación de potencia de estos es totalmente diferente a la de los generadores síncronos típicamente utilizados en centrales y que tan beneficiosos son para la red eléctrica. Este desafío viene dado por la necesidad de corregir aspectos de la energía eléctrica generada, como las perturbaciones producidas por el comportamiento estocástico del viento, en el caso de aerogeneradores, o la transformación de la forma de onda distinta a la de red, generada por una tecnología como las placas fotovoltaicas.

Además, el desarrollo de estas tecnologías está provocando un cambio de paradigma en la comprensión del sistema eléctrico, permitiendo la evolución del clásico modelo en que una gran central produce la energía eléctrica en un punto alejado del consumidor, acercándose a un modelo en el cual la generación queda más cercana al consumidor, desarrollando un modelo más eficiente y sostenible, aportando:

- Independencia energética (abandono de combustibles fósiles, por norma general, en Europa, importados).
- Integración de nuevas tecnologías al mix de generación.
- Reducción de emisiones de CO₂.
- Disminución en la necesidad de grandes infraestructuras de transporte de energía, reduciendo gastos de inversión y mantenimiento, al mismo tiempo que pérdidas.

Debido a los problemas referentes a la regulación y adecuación de potencia se hace imprescindible el uso de la electrónica de potencia y las estrategias de control, para poder regular y adaptar la energía eléctrica producida por estas fuentes a las condiciones de funcionamiento de la red.

La electrónica de potencia es un campo en desarrollo a medio camino entre la electricidad y la electrónica. Esta se ocupa de la conversión de potencia eléctrica mediante dispositivos semiconductores, elementos que abren y cierran circuitos eléctricos de potencia, igual que un interruptor, mediante una orden de tensión. De este modo se puede generar una secuencia de pulsos para determinar el comportamiento del flujo de potencia.

El problema que presenta este tipo de tecnologías, debido al modelo de funcionamiento comentado anteriormente, es la generación de armónicos. Estos son generados en el proceso de conmutación de los dispositivos semiconductores y deben ser eliminados mediante filtros para poder inyectar potencia a red sin causar desperfectos en la cargas y cumplir con la normativa establecida.

1.1. Estado del arte

La tecnología tratada en este proyecto se conoce como “convertidor estático de potencia” y se caracteriza por transformar la energía eléctrica de unos parámetros de entrada a otros de salida sin la necesidad de elementos móviles. Suponen una ventaja, en cuanto a rendimiento, respecto a composiciones de motor-generator, ya que desaparecen las pérdidas mecánicas.

Esta conversión es posible gracias al avance técnico producido en la electrónica de potencia, que permite el procesado de señales eléctricas de potencia. Según la naturaleza de la entrada y la salida se pueden clasificar los convertidores como:

- Rectificadores: ofrecen una salida de CC siendo la entrada CA.
- Inversores: convierten una entrada CC en AC.
- “Chopper”: suministra una salida de CC a partir de una entrada de CC, aumentando o disminuyendo el valor de tensión.
- Convertidor de CA a CA: se pueden identificar dos casos en función de si se modifica la frecuencia. En caso de mantener fija la frecuencia y variar solo la tensión se denominará *regulador por control de fase*, mientras que si varía la frecuencia será designado como *variador de frecuencia*.

La tipología de convertidor en la que se centra este proyecto son los sistemas electrónicos que convierten la energía de corriente continua a corriente alterna, los denominados inversores.

Estos convertidores deben ser entendidos como un circuito electrónico cuya función es la de convertir potencia de una fuente de tensión continua en un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario. Los inversores pueden ser utilizados en aplicaciones diversas, como son el control de motores de alterna de velocidad variable (drivers), sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI) o simplemente para alimentar una carga AC a partir de una fuente primaria DC.

Actualmente existe gran variedad de tipologías de inversores y cada una presenta una serie de ventajas y desventajas respecto a las otras. Por ese motivo es importante conocer cuáles son las especificaciones de la salida del inversor para poder seleccionar aquel que se ajusta mejor en prestaciones.

Principalmente se distinguen dos grandes tipos de inversores:

- CSI (*current source inverter*): la intensidad suministrada desde la fuente de continua es constante.
- VSI (*voltage source inverter*): la tensión suministrada por la fuente de continua es constante.

En una segunda distinción se catalogarían los inversores en función de trabajar con salidas monofásicas o trifásicas. Dentro de esta clasificación aparecerían diversas tipologías como:

- Push-Pull
- Medio puente en H
- Puente en H

Antes de entrar de lleno en la explicación de cada tipología de inversor citada, se presentará un elemento fundamental para el montaje de estos: el IGBT.

Los IGBTs son un tipo de transistores. Los transistores son dispositivos electrónicos semiconductores utilizados como interruptores en los circuitos, ya que están diseñados para trabajar en saturación o en corte. Los transistores pertenecen al tipo de semiconductores que permiten controlar tanto la activación como la desactivación, a diferencia de otros elementos como diodos o tiristores.

El IGBT, cuyo nombre proviene de las siglas de *Transistor Bipolar de Puerta Aislada* (en inglés: *Insulated Gate Bipolar Transistor*), nace como híbrido entre los transistores de unión bipolar (BJT) y los FETs, para la entrada de control.

Las principales características de los IGBT's son:

- Elevada corriente.
- Bajo voltaje de saturación.
- Elevadas velocidades de conmutación.

El símbolo del IGBT es:

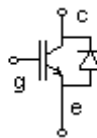


Fig. 1. Representación del IGBT.

Dónde:

- g representa la puerta (*gate*)
- c es el colector
- e es el emisor

El diodo en antiparalelo que se observa en el símbolo es una característica intrínseca del mismo, que aparece en el proceso de construcción y que permite la circulación de corriente en sentido opuesto. En algunas aplicaciones esto supone una ventaja ya que en el caso en que el inversor consuma potencia, ésta puede circular hacia el bus de continua sin provocar sobretensiones en bornes del IGBT.

El funcionamiento del IGBT se determina mediante una señal de tensión de entrada en la puerta. Si en el nodo g aparece una tensión de referencia, el IGBT se satura y permite la circulación de corriente entre sus nodos colector y emisor, si, por el contrario, la tensión en el nodo de puerta es cero, el IGBT entra en estado de corte y abre el circuito, de modo que no permite el flujo de corriente.

1.1.1. Tipologías de inversores.

Inversores Push-Pull.

El funcionamiento de este inversor se basa en hacer circular por los devanados primarios de un transformador una corriente cuyo sentido depende del interruptor que esté cerrado. La siguiente figura muestra el esquema de este circuito:

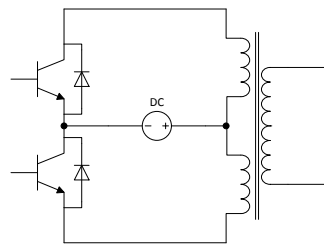


Fig. 2. Esquema del inversor Push-Pull monofásico.

El sentido de la corriente por la bobina primaria determina el sentido de circulación del flujo magnético, que variará su polaridad con la conmutación de los interruptores. Esto provoca en el secundario una tensión inducida que varía en el tiempo entre un valor positivo y uno negativo.

Ventajas	Inconvenientes
Solo se emplean dos interruptores de potencia.	Aumento del precio por culpa del transformador.
El disparo resulta sencillo ya que los elementos de conmutación están referenciados a masa.	Los interruptores de potencia deben soportar el doble de la tensión de entrada debido a que a la propia tensión se le suma el valor reflejado en el primario del transformador.
Fácil ajuste de tensión de salida por medio del número de espiras del transformador.	

Tabla 1. Ventajas Inconvenientes del inversor Push-Pull.

Inversores de medio puente (Half Bridge)

El inversor de medio puente emplea dos condensadores para crear un punto de tensión que es la mitad del valor de entrada. De este modo la señal de salida oscilará entre más/menos la mitad del valor de tensión de la fuente primaria. El circuito equivalente de este modelo es:

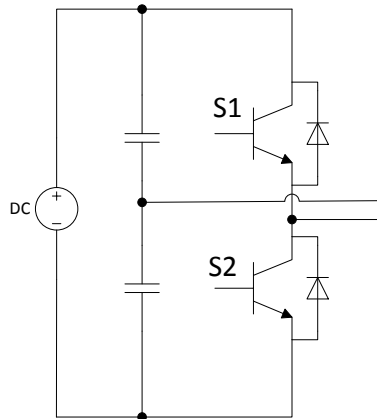


Fig. 3. Esquema del inversor de medio puente monofásico.

Es posible encontrar la misma configuración de inversor con el punto medio de los condensadores referenciado a tierra.

Se debe tener en cuenta que los condensadores deben ser capaces de suministrar suficiente energía en cada ciclo de conmutación sin una descompensación excesiva de su tensión.

Ventajas	Inconvenientes
Sólo se utilizan dos interruptores de potencia.	Los interruptores deben ser capaces de soportar el doble de la tensión de salida.
	Uno de los interruptores no queda referenciado a tierra, por lo que será necesario emplear un circuito que permita aplicar tensión flotante.
	Desaprovechamiento del bus de continua. La tensión máxima de salida es la mitad de la del bus DC.

Tabla 2. Ventajas Inconvenientes del inversor de medio puente.

Inversores de puente completo

Es la topología más utilizada para elevadas potencias. Su funcionamiento se basa en la conmutación de los interruptores para conseguir permutar la polaridad de la tensión en bornes de la salida. El esquema de este modelo de inversor es:

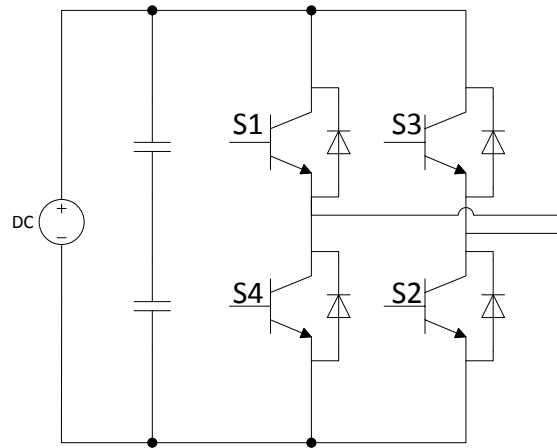


Fig. 4. Esquema del inversor de puente completo monofásico.

Hay estados de los interruptores que quedan prohibidos debido a que se produciría el cortocircuito de la fuente de tensión primaria. La siguiente tabla muestra los estados de los interruptores y la tensión de salida:

Interruptor cerrado	S1	S2	S3	S4
S1	/	Vdc	0	0*
S2	Vdc	/	0*	0
S3	0	0*	/	-Vdc
S4	0*	0	-Vdc	/

Tabla 3. Tensión de salida del inversor monofásico en función del estado de los interruptores.

En la tabla cabe destacar la diferencia entre 0V y 0*V. El asterisco señala que la tensión de cero voltios es debida a un cortocircuito, mientras que el cero sin asterisco es debido a que el circuito no se cierra, ya que se conecta el mismo borne de la fuente en los bornes de la carga.

Puesto que el cierre y apertura de los interruptores no es instantáneo se debe tener en cuenta un tiempo entre conmutaciones para evitar estos cortocircuitos. Este intervalo de tiempo es conocido como tiempo muerto.

Ventajas	Inconvenientes
La tensión máxima de la salida es, en valor absoluto, igual a la tensión de la fuente de continua	Se duplica el número de interruptores utilizados con respecto a las tipologías anteriores.
Aprovechamiento total del bus de continua.	Dos interruptores no quedan referenciados a tierra, por lo que serán necesarios dos circuitos de disparo que permitan aplicar tensión flotante
La tensión que deben soportar los interruptores es igual que el valor de la fuente primaria.	

Tabla 4. Ventajas Inconvenientes del inversor de puente completo.

El modelo del inversor trifásico añade una rama más de interruptores, consiguiendo así los tres hilos necesarios para la transmisión de energía en forma trifásica.

El modelo se representa como:

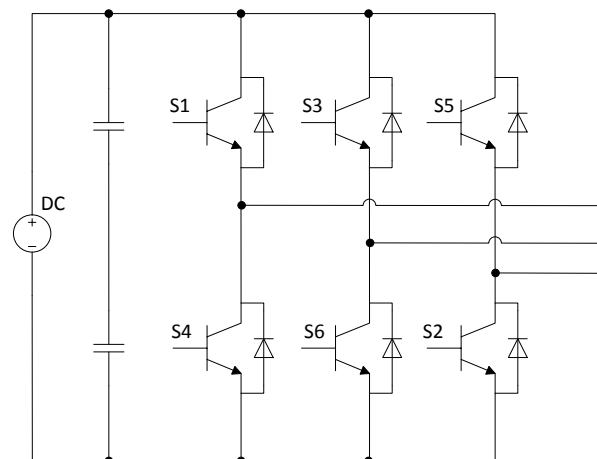


Fig. 5. Esquema del inversor trifásico.

Para explicar el funcionamiento de esta tipología de inversor se considera que la señal de puerta de los interruptores de la misma rama es la misma negada, de modo que cuando un interruptor alto está cerrado, el interruptor bajo de la misma rama está abierto, por ejemplo:

$$V_{G1} = \overline{V_{G4}}$$

Esta suposición elimina los cortocircuitos de la fuente primaria.

Siguiendo este criterio, la tabla que modeliza el estado de los interruptores y la tensión de salida es:

(V_{GA}, V_{GB}, V_{GC})	Interruptores cerrados	(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})
(0, 0, 0)	(S4, S6, S2)	(0, 0, 0)
(1, 0, 0)	(S1, S6, S2)	$(V_{DC}, 0, -V_{DC})$
(0, 1, 0)	(S4, S3, S2)	$(-V_{DC}, V_{DC}, 0)$
(0, 0, 1)	(S4, S6, S5)	$(0, -V_{DC}, V_{DC})$
(1, 1, 0)	(S1, S3, S2)	$(0, V_{DC}, -V_{DC})$
(1, 0, 1)	(S1, S6, S5)	$(V_{DC}, -V_{DC}, 0)$
(0, 1, 1)	(S4, S3, S5)	$(-V_{DC}, 0, V_{DC})$
(1, 1, 1)	(S1, S3, S5)	(0, 0, 0)

Tabla 5. Estados y salidas del inversor trifásico.

La numeración de los interruptores es la comentada en la Fig. 5. Esquema del inversor trifásico.

El subíndice de las tensiones de puerta representa la fase de la puerta a la que se ataca, de modo que:

$$V_{GA} \rightarrow S1 \text{ y } S4$$

$$V_{GB} \rightarrow S3 \text{ y } S6$$

$$V_{GC} \rightarrow S5 \text{ y } S2$$

Observando el resultado de la tabla anterior se puede lograr un algoritmo que consiga una tensión trifásica, modificando solo el estado de un interruptor cada vez.

La determinación de ese tren de pulsos se explica a continuación.

1.1.2. Métodos de modulación

Otro aspecto clave en el inversor es la técnica de modulación, entre las más utilizadas, para el inversor de puente completo, se encuentran:

- Modulación por onda cuadrada.
- Modulación por onda casi cuadrada.
- Modulación de anchura de pulsos.

Modulación por onda cuadrada

Es la forma más sencilla de obtener una tensión de salida que varíe entre positivo y negativo, pero la forma de onda es cuadrada. En este caso el sistema conecta a la salida el valor máximo de tensión si se encuentran cerrados los interruptores S1 y S2 (estando abiertos S3 y S4) y, por el contrario, se consigue que la salida tome el valor máximo de la fuente de tensión, pero con polaridad negativa, cuando los interruptores cerrados son S3 y S4 (encontrándose abiertos S1 y S2).

Conmutando periódicamente estas combinaciones se consigue obtener a la salida una forma de onda cuadrada que oscila entre $+E$ y $-E$ (siendo E el valor de tensión de la fuente de CC), de la siguiente forma:

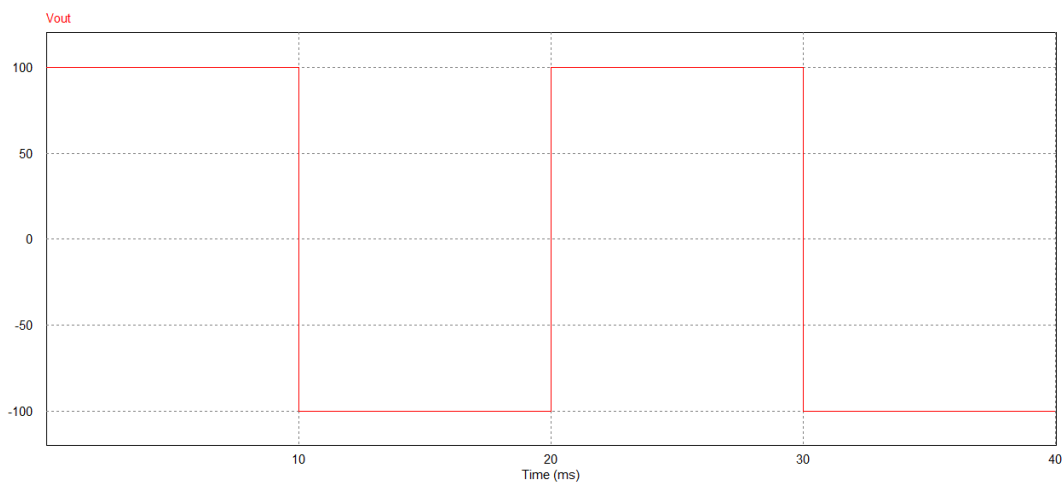


Fig. 6. Forma de onda de tensión cuadrada oscilando entre $\pm 100V$.

Aunque no sea una forma de onda sinusoidal pura, puede ser suficiente para algunas aplicaciones. La forma de la corriente no se puede determinar, ya que depende de la naturaleza de la carga.

En el caso de encontrarse conectado a una carga resistiva, la forma de la corriente será igual que la tensión de salida. Si la carga es inductiva se debe tener en cuenta la capacidad de almacenar energía de las bobinas o las propiedades de filtrado, lo que provocaría que la polaridad de la corriente no siguiera la de la tensión, incluso podría

llegarse a que la corriente fuere siempre positiva o negativa. Por este motivo se hacen necesarios los diodos colocados en anti-paralelo.

Una desventaja importante que presenta esta forma de modulación es que no permite el control de amplitud, ni el valor eficaz de la tensión de salida, que siempre vendrá determinada por la fuente de tensión primaria. El único sistema de control posible es que la tensión continua de la fuente fuera ajustable.

La transformada de Fourier de una onda cuadrada es ya conocida y presenta amplitud para todos los armónicos impares, reduciéndose de forma proporcional a la frecuencia, como se muestra a continuación:

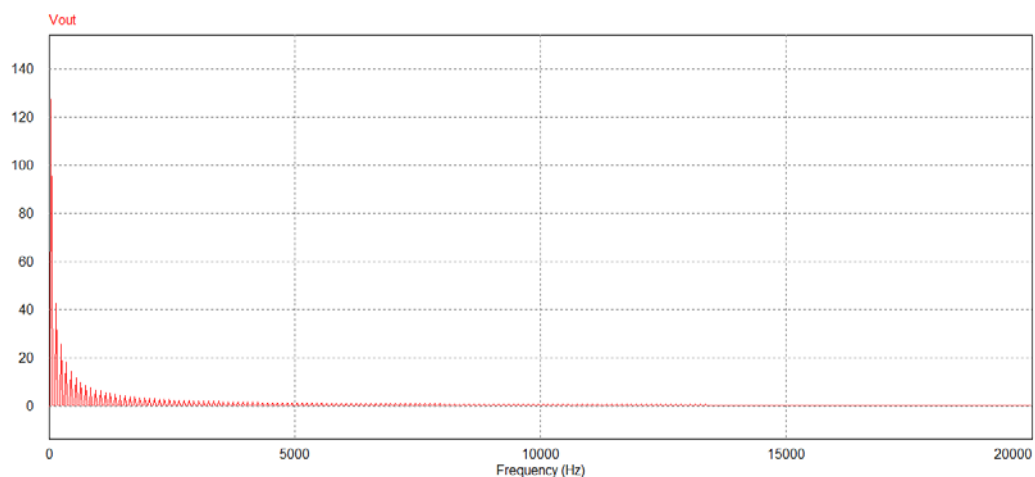


Fig. 7. Espectro de onda cuadrada de tensión.

Modulación por onda casi cuadrada

Como se ha observado en el caso anterior, el gran número de armónicos que aparece en la onda (teóricamente infinitos) obliga a mejorar la forma de onda de tensión.

Esto se podría conseguir con un filtro pasivo LC (bobina-condensador) a la salida del inversor. Aunque esta primera solución sería posible, aumentaría el coste del sistema debido a la cantidad de armónicos de baja frecuencia que hay que filtrar.

Una segunda opción es mejorar el control de los interruptores de potencia. Además de plantear una mejora al problema de los armónicos, esta solución permitirá solucionar el ajuste del valor de tensión eficaz a la salida del inversor.

La idea de este modelo de modulación es mantener un nivel nulo de tensión de salida durante parte del periodo.

El funcionamiento de los interruptores es el mismo que en el caso anterior, S1 y S2 estarán abiertos o cerrados durante el mismo instante y S3 y S4 se encontrarán en el estado contrario. La particularidad del sistema es que entre la desconexión de unos

interruptores y la conexión de los contrarios se mantendrá un estado en el cual los cuatro interruptores se mantendrán abiertos, impidiendo el flujo de potencia.

La forma de onda de esta señal es:

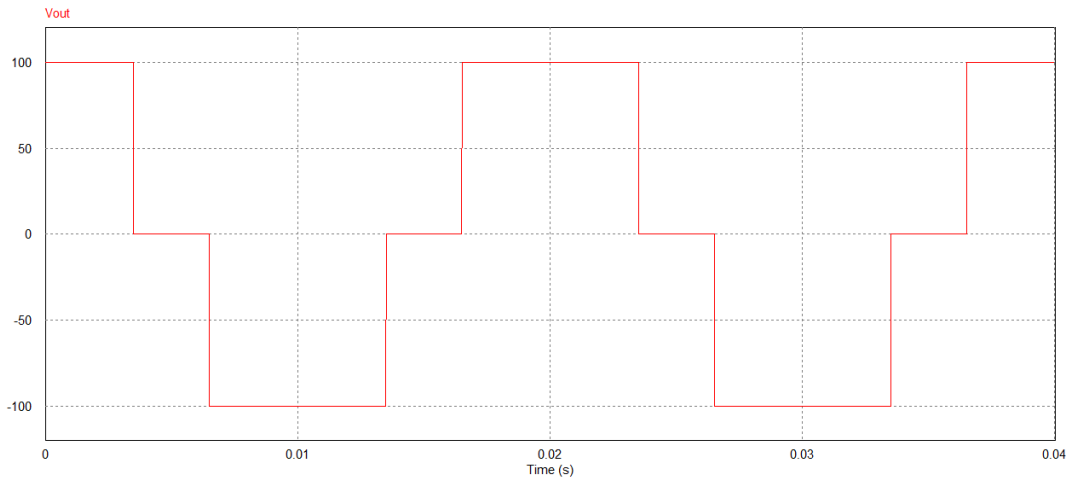


Fig. 8. Forma de onda de tensión casi-cuadrada oscilando entre +/-100V.

Pasando del dominio de tiempo al dominio frecuencial, el espectro de frecuencias de esta onda de tensión es:

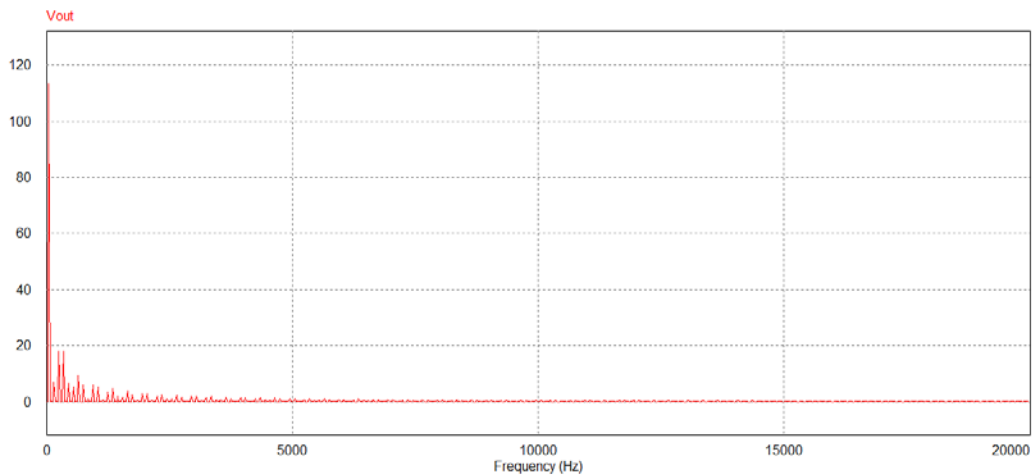


Fig. 9. Espectro de onda casi cuadrada de tensión.

En este caso concreto en que el estado nulo ocupa el 30% del periodo, el índice de distorsión armónico (conocido como THD *total harmonic distortion*), respecto a la frecuencia fundamental de 50Hz (a la que pulsan los dos casos) se ha reducido de un 50% a un 30%, apareciendo de nuevo solo armónicos impares.

Con las características de modulación especificadas la tensión eficaz de esta onda es de 83.6660V.

Modulación por ancho de pulsos

Conocido como PWM por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*, este método es, indudablemente, el más utilizado para controlar el VSI, entre sus ventajas se encuentra, por ejemplo, la mejora del contenido armónico en la salida.

La idea básica de funcionamiento es comparar una tensión de referencia sinusoidal de baja frecuencia, llamada moduladora, (adopta la imagen de la tensión de salida deseada) con una señal conocida como portadora, típicamente una onda triangular o con forma de diente de sierra, de elevada frecuencia. La señal obtenida de esta comparación genera los pulsos que actúan como lógica para abrir y cerrar los semiconductores de potencia.

Se trata de un sistema de simple implementación, sólo es necesario un comparador y una fuente que genere la onda portadora, citada anteriormente. La onda moduladora, por su parte, será resultado del sistema de control.

Entre sus ventajas se encuentran la reducción de los requerimientos del filtro y el control de amplitud de la señal de salida. Como desventajas se nombraría una mayor complejidad (a pesar de ser simple) y un aumento de pérdidas por conmutación.

Se distinguen principalmente dos posibilidades de esta configuración, en función de cómo es la señal de salida, estas son:

1. Modulación unipolar
2. Modulación bipolar

A continuación se presentan cada tipo de modulación, dando más atención a la modulación bipolar, que es la utilizada en este trabajo.

- Modulación Unipolar

El esquema de control mediante modulación unipolar de los interruptores de un puente completo como el de la figura3:

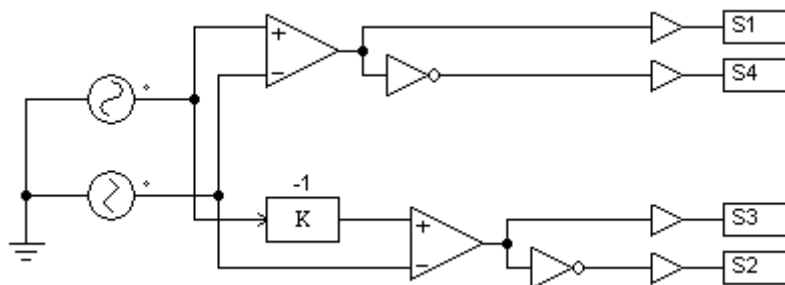


Fig. 10. Esquema de control de la modulación unipolar.

La numeración de las etiquetas sigue la numeración de la Fig. 4. Esquema del inversor de puente completo monofásico.

Las ondas portadora y moduladoras son:

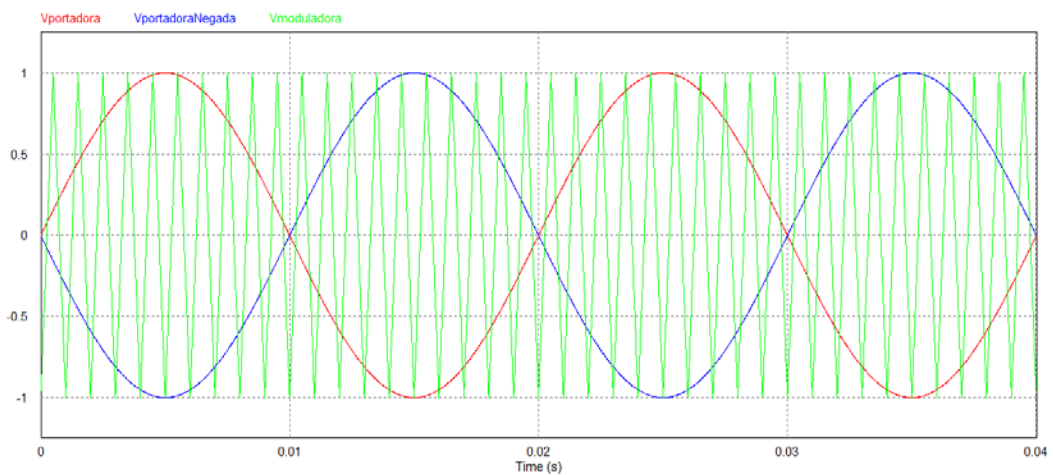


Fig. 11. Señales portadoras y moduladoras de la conmutación unipolar.

Las ondas moduladoras oscilan a 50Hz y la moduladora a 1000Hz.

Las señales de la puerta de los IGBTs S1 y S3:

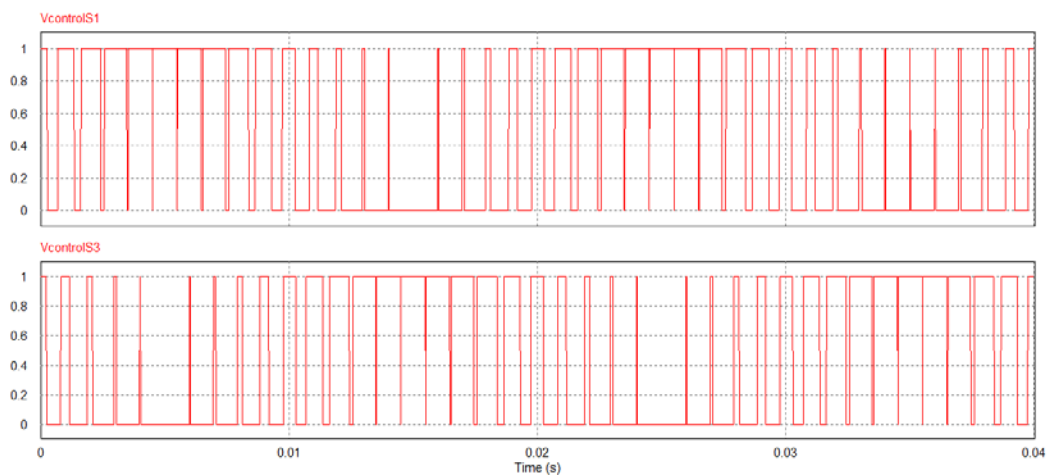


Fig. 12. Señales de control de los interruptores.

Como era de esperar las ondas son, prácticamente, opuestas. Del mismo modo que las señales de control de los IGBTs restantes también son opuestas.

Finalmente la tensión de salida del inversor es:

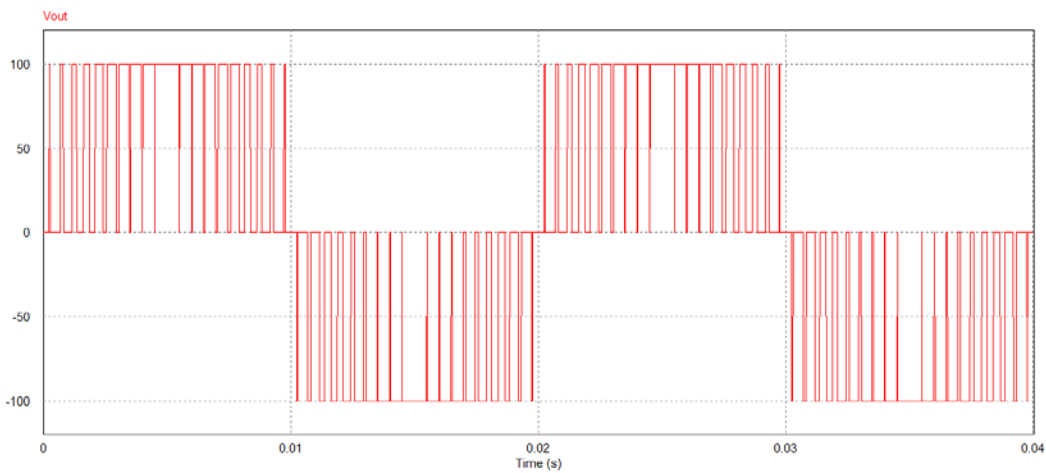


Fig. 13. Voltaje de salida del inversor de puente completo controlado mediante modulación unipolar.

- Modulación bipolar

La modulación bipolar aprovecha que las señales de los interruptores S1 y S2, por un lado, y S3 y S4, por el otro, son idénticas. Su esquema de control es:

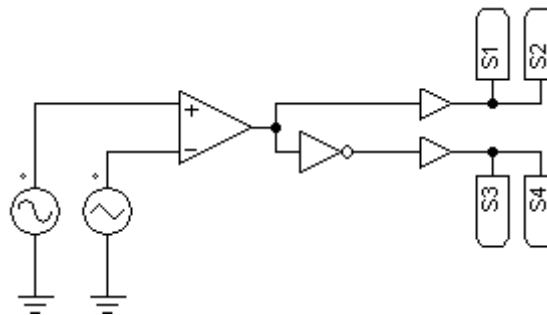


Fig. 14. Esquema de control de la modulación bipolar.

La siguiente figura muestra la comparación de una onda sinusoidal de 50Hz y una onda triangular de 1000Hz:

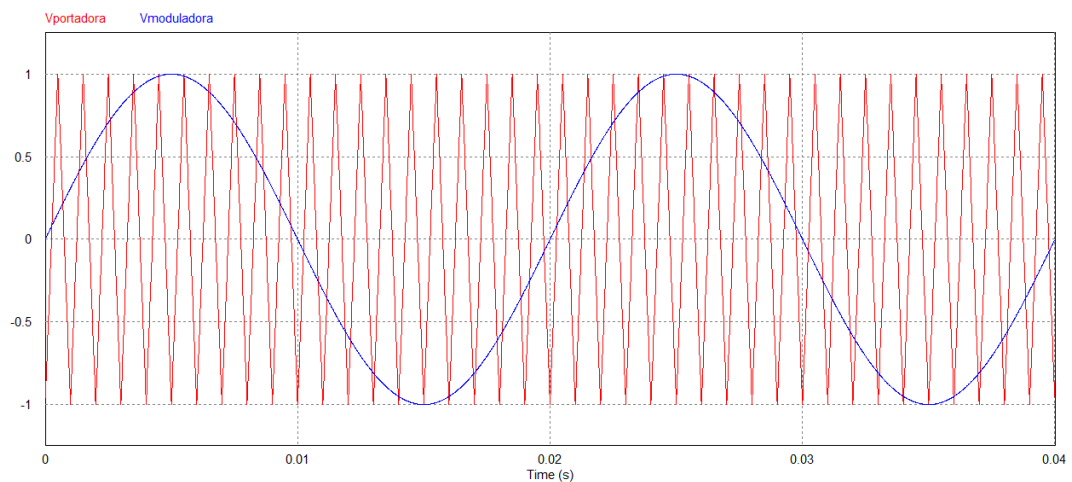


Fig. 15. Ondas portadora y moduladora de la modulación bipolar.

El resultado de esta comparación es:

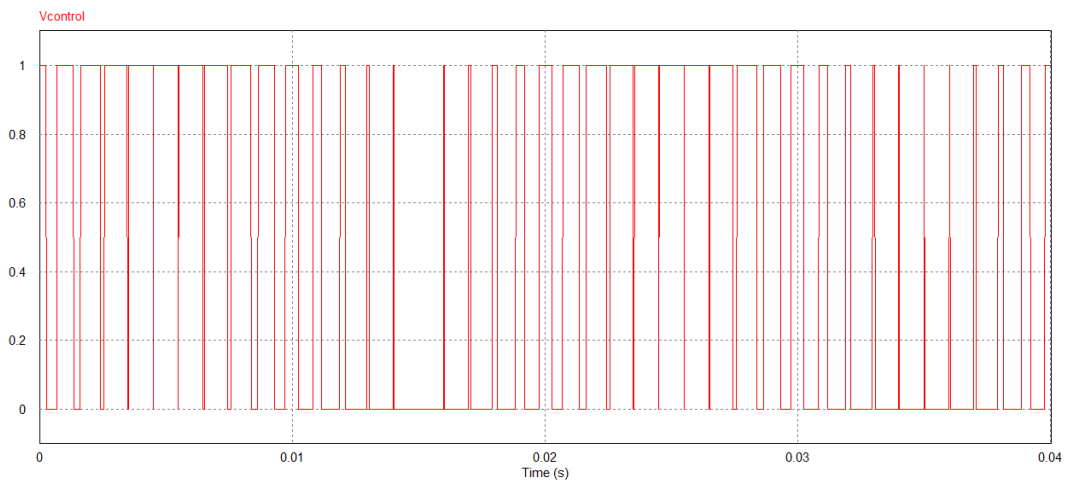


Fig. 16. Onda de control de los interruptores S1 y S2.

Esta onda muestra la señal que será utilizada para el control de los interruptores de potencia del inversor. La señal de potencia a la salida del inversor seguirá el mismo patrón, aunque escalado al nivel de tensión del bus de continua del mismo.

Se define el *duty cycle* (ciclo de trabajo) como la relación entre el tiempo en que la función está en valor alto, partido por el periodo de la señal, matemáticamente:

$$D = \frac{t_{on}}{T}$$

Se observa como con una frecuencia igual a la de la onda moduladora los pulsos van aumentando y disminuyendo su anchura, el *duty cycle* toma valores muy próximos a la unidad, lo que se traduce en un aumento y disminución de tensión en la salida. Filtrando esta señal se obtiene idealmente:

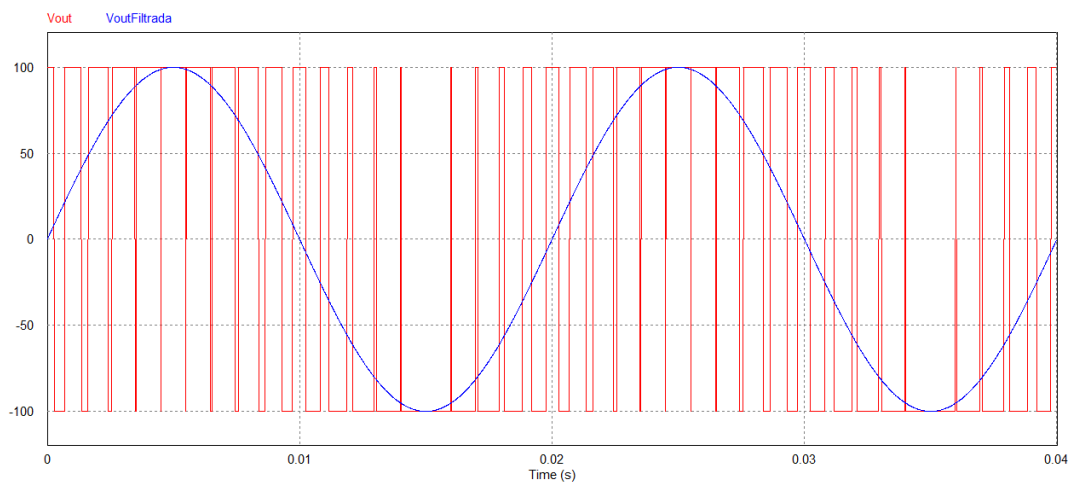


Fig. 17. Onda de tensión de salida del inversor y los efectos de su filtrado.

Con este modelo se puede conseguir una buena señal de salida ajustándose a los parámetros y requerimientos de red.

Una variable importante es la frecuencia de modulación, la frecuencia de la fuente triangular utilizada para conseguir el tren de pulsos mandado a la puerta del IGBT. A medida que aumenta la frecuencia de conmutación se puede observar un efecto beneficioso para la señal de potencia como muestran las gráficas siguientes:

- Frecuencia de conmutación igual a 1000Hz:

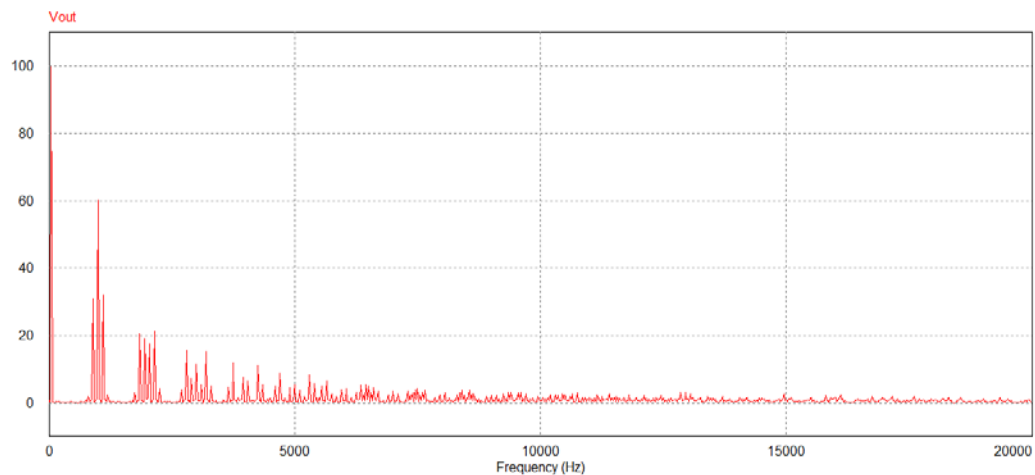


Fig. 18. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 1000Hz.

- Frecuencia de conmutación igual a 5000Hz:

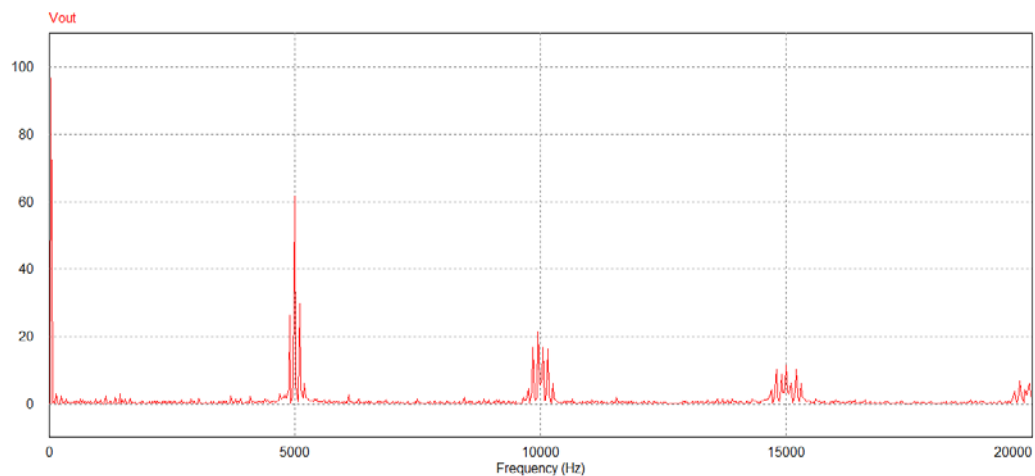


Fig. 19. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 5000Hz.

- Frecuencia de conmutación igual a 10000Hz:

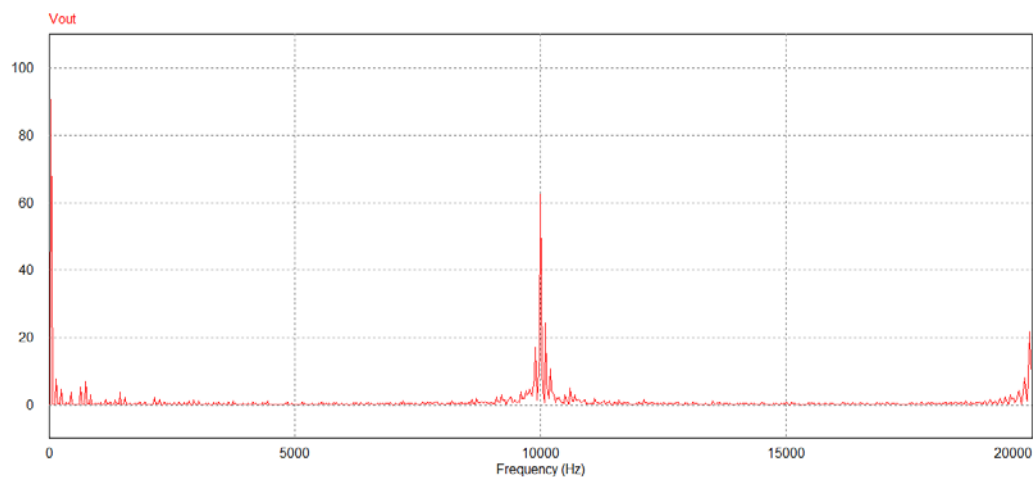


Fig. 20. Transformada de Fourier de la modulación PWM bipolar conmutando a 10000Hz.

La ventaja que se presenta es que aunque no se produce una destacada mejora del THD, los armónicos de mayor amplitud, que aparecen en múltiplos de la frecuencia fundamental de conmutación, se encuentran cada vez más alejados de la frecuencia de red, por lo que su filtrado es más sencillo.

Por contra, el aumento de la frecuencia de conmutación provoca mayor pérdidas en los módulos de conmutación de potencia, debido a que las pérdidas de conmutación en forma de calor con lineales con la frecuencia.

El sistema de modulación PWM bipolar para un inversor trifásico sigue el mismo modelo que uno monofásico, pero multiplicado por tres, al disponer de tres ramas (una por fase).

De esta premisa ya se entiende que el esquema de control partirá de la comparación entre la onda portadora y tres ondas moduladoras sinusoidales, desfasadas 120° , emulando el sistema trifásico que se quiere reproducir.

El esquema quedará como:

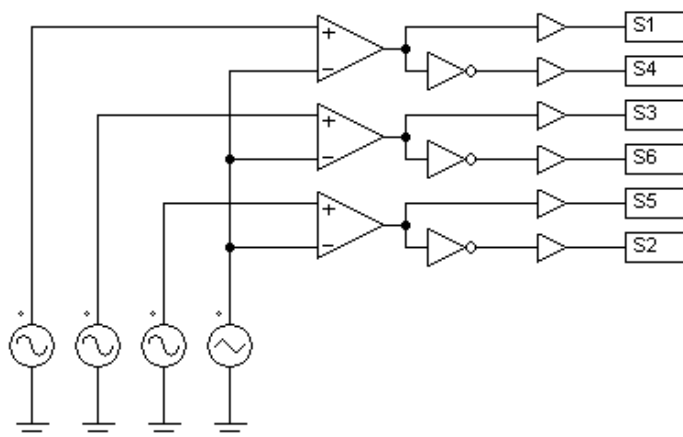


Fig. 21. Esquema de control de la modulación bipolar trifásica.

La numeración de las etiquetas representa a que IGBT se envía la señal de control y está basada en la numeración de la Fig. 5. Esquema de inversor trifásico.

Las señales moduladoras son tres senoides pulsando a 50Hz y desfasadas 120° y la señal portadora es una onda triangular con una frecuencia de 1000Hz. La representación gráfica de estas ondas es:

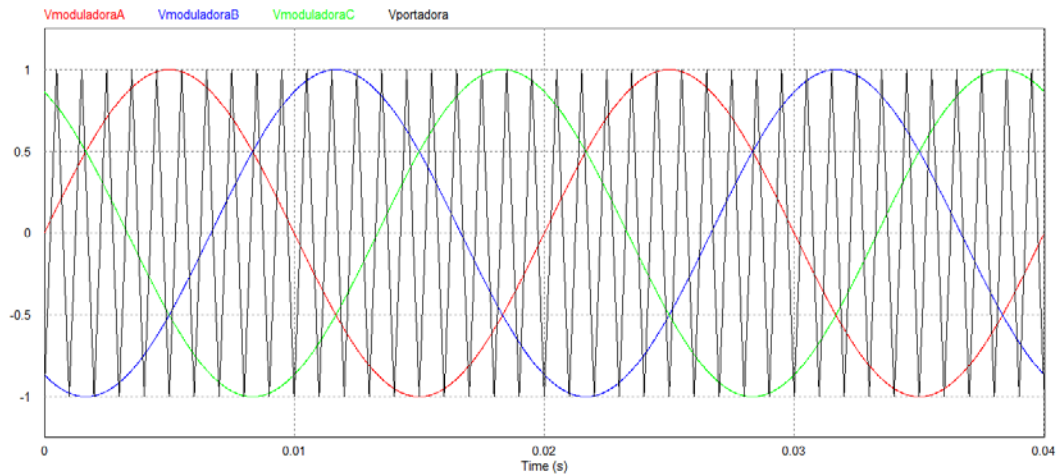


Fig. 22. Ondas portadora y moduladora de la modulación bipolar.

El resultado de cada comparación es la señal de control de puerta de los interruptores. Para la fase “a” se obtiene:

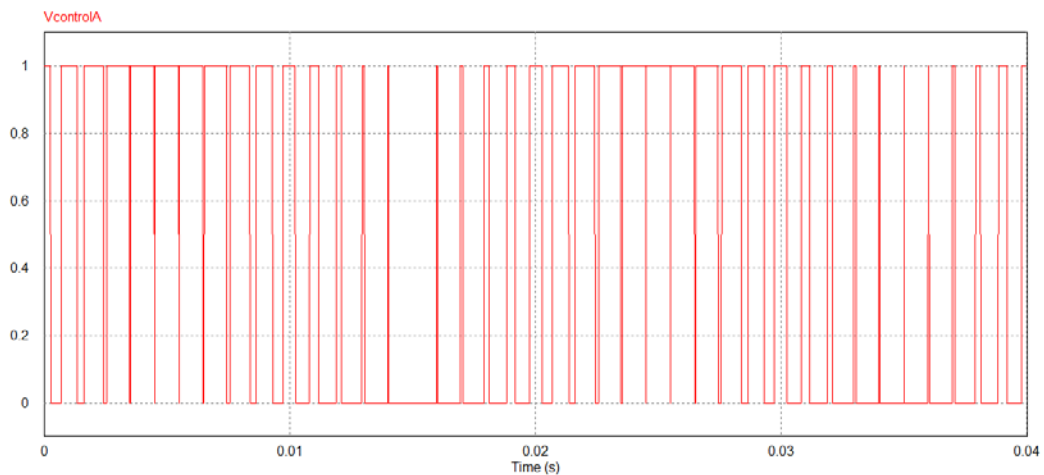


Fig. 23. Onda de control de la puerta del interruptor S1.

Las tensiones de línea de salida del inversor trifásico son:

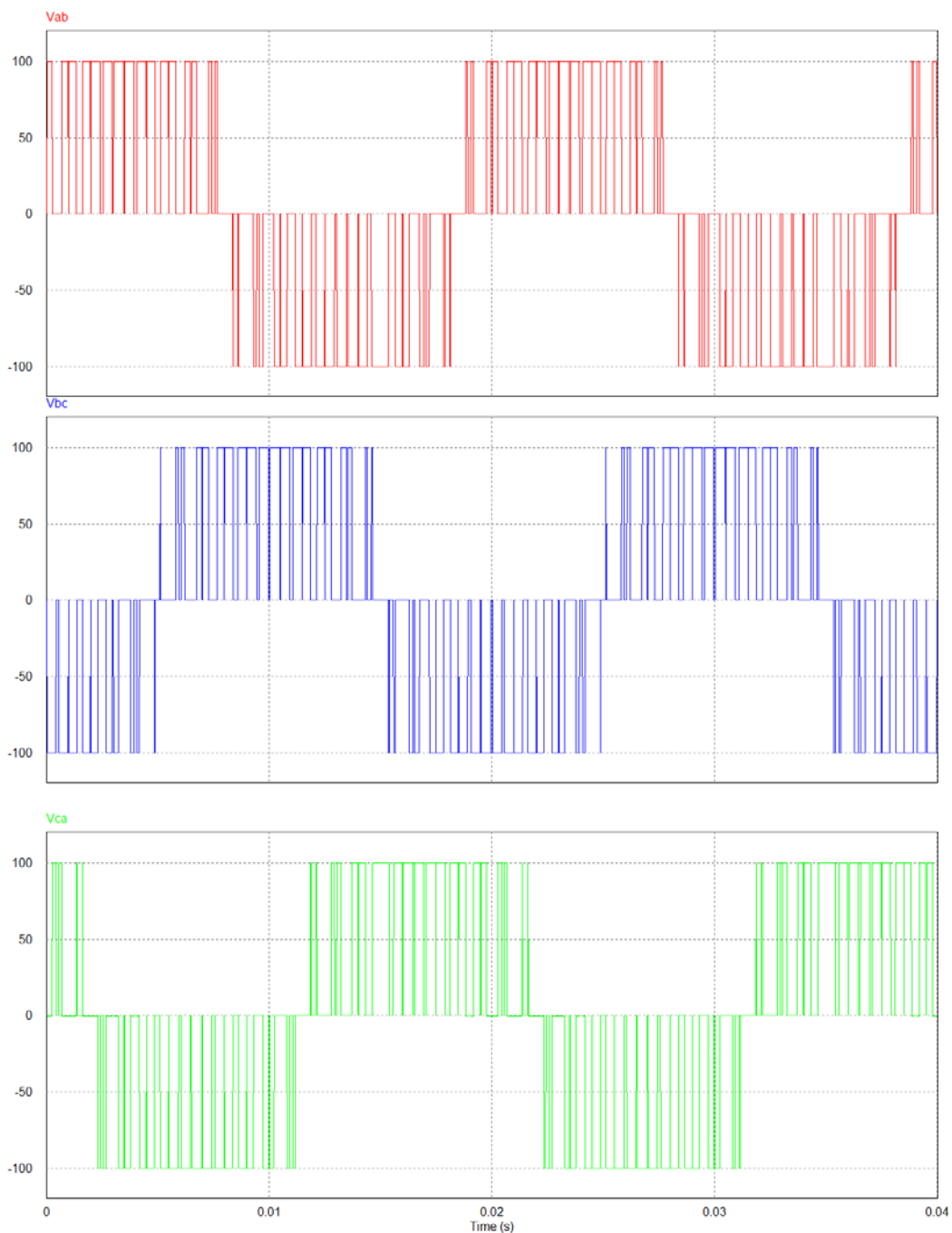


Fig. 24. Tensiones de línea trifásicas a la salida del inversor.

El contenido armónico de estas señales sigue un patrón parecido a la modulación monofásica. A mayor frecuencia de conmutación más fácil es sintonizar el filtro pasabajos.

Se puede observar en las figuras que las señales están desfasadas 120° y con la secuencia de fase deseada: *a-b-c*.

1.1.3. Estrategia de control

Cualquier sistema realimentado empieza por la comparación de la señal de consigna con la señal medida del sistema (que debe ser de la misma magnitud), este error es pasado por el controlador para adecuar la señal, de forma que sea una señal que permita cambiar el comportamiento de la planta para ajustar su respuesta a la consigna. La siguiente figura muestra el sistema descrito:

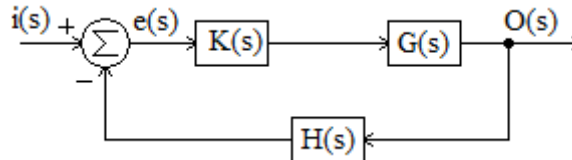


Fig. 25. Representación por bloques de un sistema de control realimentado.

En la imagen se define:

- $i(s)$: señal de entrada (input).
- $O(s)$: señal de salida (output).
- $e(s)$: error, diferencia entre la señal de entrada y de salida.
- $K(s)$: controlador, etapa encargada de procesar la señal de error para transformarla en una señal que provoque una variación en el sistema.
- $G(s)$: planta, sistema físico sobre el cual se desea actuar.
- $H(s)$: medida, señal enviada por el sensor, proporcional a la salida.

El sistema de control más utilizado y presente en cantidad de procesos industriales es el sistema de control proporcional integrador derivativo (PID). Este sistema trabaja en tres bloques en paralelo:

1. Bloque proporcional: la salida de este bloque es el producto de la señal error por una constante.
2. Bloque integrador: la salida de este bloque es la acumulación de error que entra al sistema.
3. Bloque derivativo: la salida de este bloque es la variación temporal del error (la derivada en función del tiempo).

En sistemas eléctricos de control de corriente, como el control de máquinas, en los que los sensores pueden incluir ruido fácilmente, suele eliminarse este último bloque debido a que puede ser peligroso por la aparición de picos de corriente e inestabilidades, por lo que el sistema de control queda reducido a un PI.

Generalmente el control proporcional integral (PI) es incapaz de eliminar los armónicos de corriente de baja frecuencia debido al limitado bandwidth que presenta. Si se desea incrementar el ancho de banda del controlador se requiere una elevada ganancia en la constante del proporcional, lo que supone sacrificar estabilidad del sistema. Encontrar

una solución que pueda satisfacer la demanda de calidad de energía, consiguiendo un sistema robusto (poco sensible a perturbaciones) complica el diseño del controlador.

Esto se complica aún más si a la salida del convertidor dc/ac se encuentra un filtro LCL para atenuar el rizado de conmutación, ya que el inversor puede alimentar con elevadas ganancias frecuencias que exciten la resonancia del filtro y conduzcan a la inestabilidad.

Una opción de mejora para los sistemas de tres fases es la utilización del controlador PI en un campo de referencia síncrono (coordenadas $d-q$). El problema que presenta este sistema es que requiere el cambio de sistema de coordenadas, incrementando la complejidad del mismo.

Esto ha llevado a la necesidad de estructuras de sistemas de control alternativos, que ofrezcan mejores rendimientos y menor coste de aplicación.

Una solución surgida para mitigar estos problemas es el uso de un integrador generalizado de segundo orden. Este doble integrador es capaz de conseguir una ganancia infinita (en su modelo ideal), en su salida, a una determinada frecuencia, llamada frecuencia de resonancia, atenuando la señal en el resto del espectro de frecuencias. Por tanto actúa como filtro rechaza banda. El diagrama de bloques y la función de transferencia son:

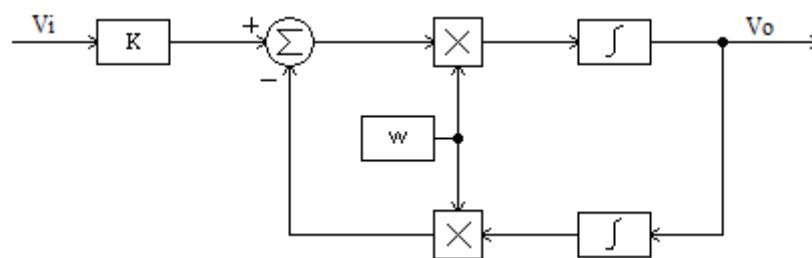


Fig. 26. Diagrama de bloque del integrador generalizado de segundo orden (SOGI).

En el diagrama de bloques:

- V_i : señal de entrada.
- V_o : señal de salida.
- ω : frecuencia de resonancia.
- K : ganancia.

Su función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = K \frac{\omega s}{s^2 + \omega^2}$$

Como se puede deducir el valor de la ganancia K permite determinar el ancho de banda del controlador, de modo que si K tiende a un valor bajo se obtendrá una banda estrecha y, por el contrario, si K aumenta se ensancha la banda. De este modo se puede sintonizar el controlador de acuerdo a las necesidades.

Un buen método con el que puede observarse mejor el comportamiento de esta tipología de control es presentando su diagrama de Bode:

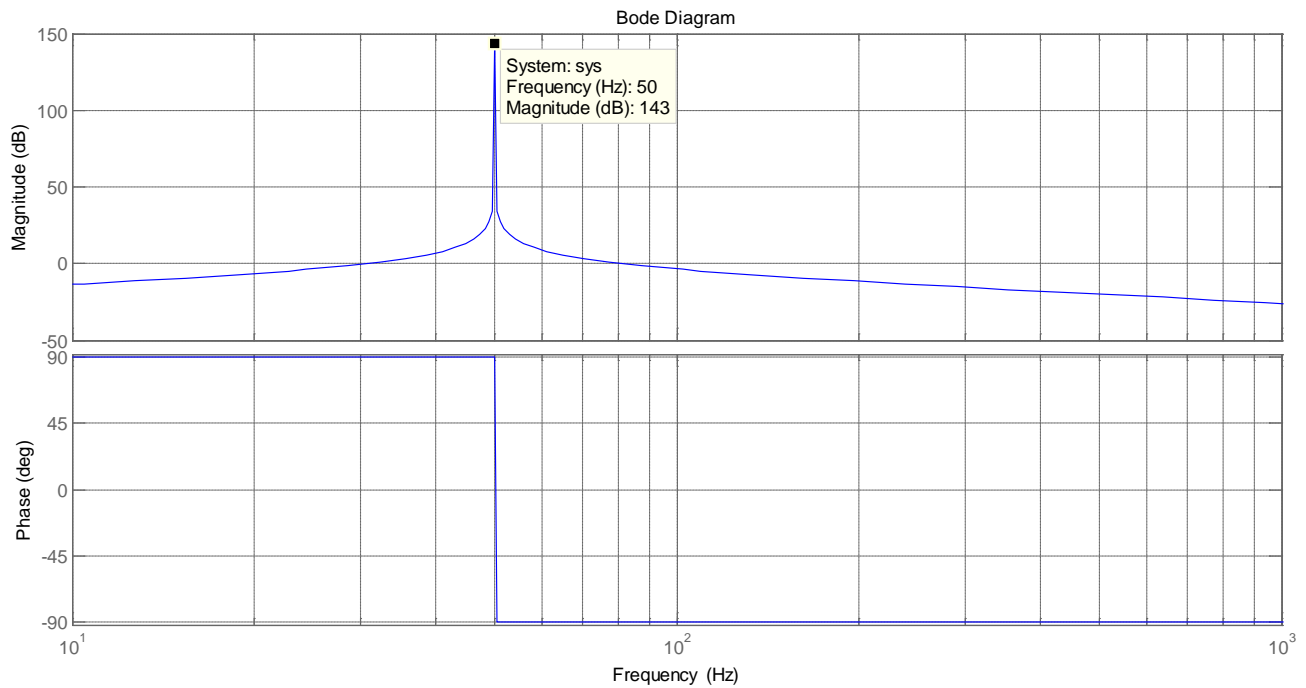


Fig. 27. Diagrama de Bode de la estructura del integrador generalizado de segundo orden.

Los efectos de la variación de la ganancia pueden verse a continuación:

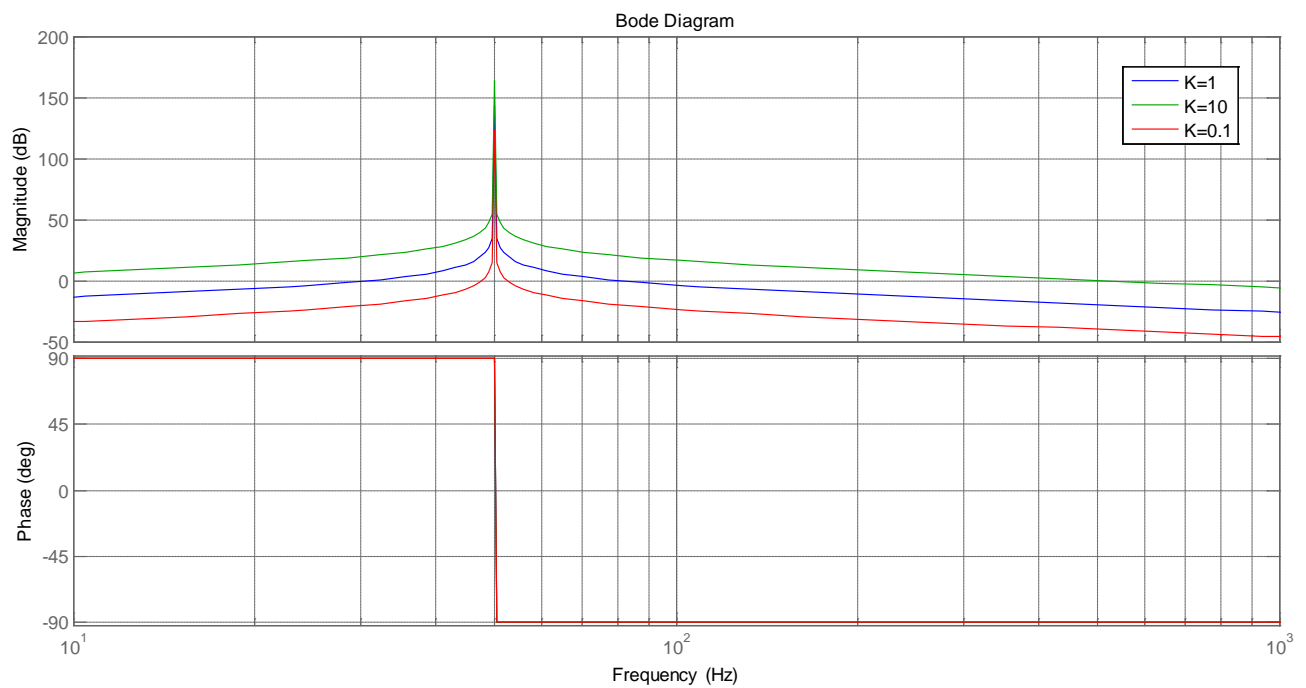


Fig. 28. Diagrama de Bode de la estructura del integrador generalizado de segundo orden trabajando con distintas ganancias.

De las gráficas se deduce que el comportamiento de la fase no está relacionado con el valor de la ganancia, sino que permanece inmutable. La curva de la fase muestra un sistema estable en el dominio de frecuencia, ya que posee un buen margen de fase, en otras palabras se mantiene alejado de la inestabilidad, 180° .

En cambio en la curva de magnitud sí pueden observarse los efectos de la variación de la ganancia, demostrando que la variación de la ganancia provoca cambios en la atenuación de señales.

Observando la función de transferencia del controlador resonante se puede deducir que esta es un estado particular de la función de transferencia de un sistema de segundo orden cualquiera, cuya función de transferencia es:

$$G_s = \frac{K \omega_n}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}$$

Concretamente, la función de transferencia resonante pura se produce para el valor cero del factor de amortiguamiento:

$$G_s|_{\xi=0} = \frac{K \omega_n}{s^2 + \omega_n^2}$$

Si este factor es cero, los polos de la función son dos polos complejos conjugados, provocando que la respuesta sea oscilante (lo que se desea en el resonante).

Por tanto, mediante el uso del doble integrador, un sistema relativamente simple, se consigue trabajar con un controlador estable que permite obtener en su salida una respuesta filtrada, con una ganancia muy elevada dada a la frecuencia de resonancia, lo que en control de corriente supone la atenuación de armónicos, ya citada.

1.1.4. Control digital y discretización

En las últimas décadas, el uso de computadores digitales como dispositivos de control ha aumentado, debido a un gran número de ventajas que proporciona frente al control analógico (éstas se comentarán a continuación). El diagrama de bloques de esta tipología de control es el siguiente:

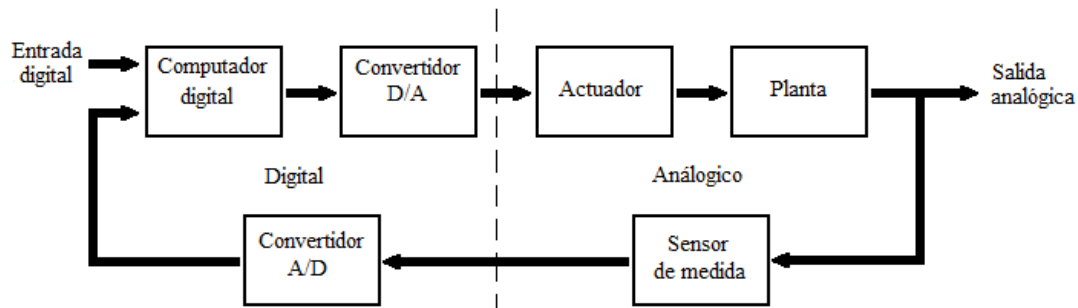


Fig. 29. Diagrama de bloques del sistema de control digital.

En esta configuración de sistema, el computador digital recibe el error de forma digital, para realizar los cálculos previamente programados y proporcionar una salida digital. Esta programación se realiza de forma tal, que emule el comportamiento deseado en el control analógico.

Por lo tanto, se definirá un sistema de control digital como aquel sistema de control que utiliza señales digitales y un computador digital para controlar un proceso. Los datos medidos en el sistema real, en forma analógica, son transformados por un convertidor analógico-digital (A/D) y llevados al computador, que, después de procesar estas entradas, proporciona una salida digital que a su vez será convertida por un convertidor digital-analógico (D/A) y llevadas a un actuador.

La evolución en prestaciones de la tecnología digital permite:

- Capacidad para resolver problemas complejos inviables para la tecnología analógica.
- Flexibilidad a la hora de reconfigurar el sistema, como este método no lleva a cabo un rediseño de hardware.
- Menor susceptibilidad al deterioro debido al transcurso del tiempo o factores ambientales (entorno).
- Componentes menos sensibles a ruidos y a vibraciones en las señales.
- Simplicidad y precisión en la etapa de diseño, ya que las limitaciones no aparecen por valores normalizados y tolerancias, sino por el convertidor A/D o D/A y el procesador.
- Mayor fiabilidad y robustez.
- Capacidad de integración con otros sistemas mediante comunicaciones.
- Ahorro económico. La construcción de un modelo digital es más barato que su equivalente analógico, ocupando menos espacio.

Como en cualquier sistema en el que se consiguen una serie de ventajas respecto a otro, también se generan una serie de desventajas del mismo. En este caso se deben tener en cuenta una serie de aspectos que aumentan la complejidad del sistema:

- El uso de convertidores analógico-digitales conduce a que se deba tener en cuenta la frecuencia de muestreo así como la resolución en las señales muestreadas.
- Introducción de retardos.

El control digital requiere la discretización de las ecuaciones utilizadas en el control en tiempo continuo. La discretización es un proceso matemático mediante el cual se obtienen resultados aproximados de una ecuación diferencial.

Este proceso consiste en extraer de un conjunto infinito de puntos una cantidad finita. De esta forma, al discretizar se está renunciando al conocimiento exhaustivo del conjunto continuo de puntos, trabajando con un conjunto de puntos equidistantes un intervalo Δt en el tiempo, llamado periodo de muestreo.

Como se ha comentado anteriormente el periodo de muestreo es una variable significativa en el diseño de un sistema digital, ya que el subconjunto de puntos con el que se trabaja debe ser tal que permita la reconstrucción de la señal continua. Según el teorema de Nyquist (conocido como teorema de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon), para que sea posible la reconstrucción de la señal analógica original (a partir de las muestras), siendo ésta periódica y continua, la frecuencia de muestreo debe ser, como mínimo, el doble de la frecuencia máxima de la señal continua.

$$f_s \geq 2 \cdot f_{max}$$

Si esta consideración no se satisface, se puede producir el efecto llamado aliasing. Este fenómeno produce que la señal no se reconstruya de forma correcta, debido a que las muestras obtenidas pueden reconstruir una señal de frecuencia más baja, como se muestra en la siguiente imagen:

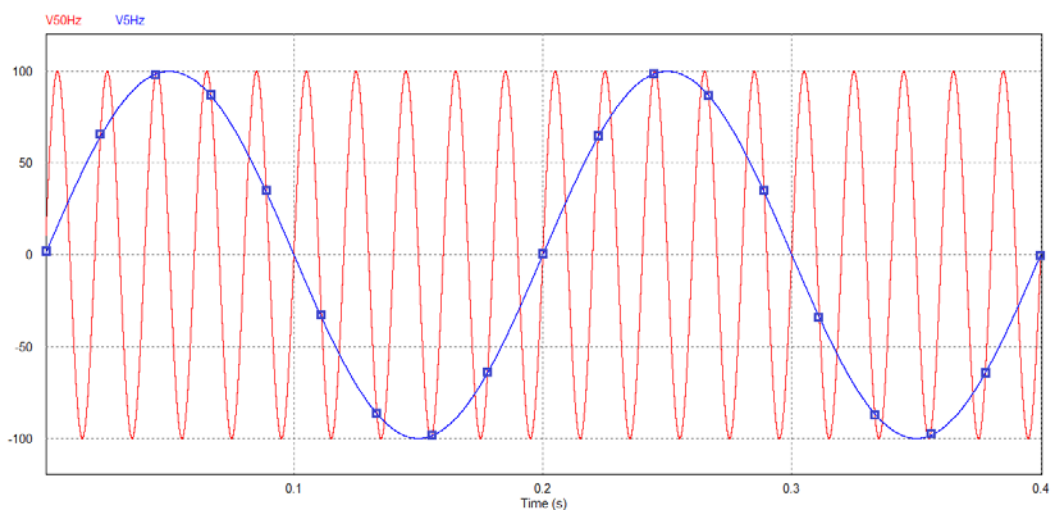


Fig. 30. Efecto aliasing.

En este caso la curva roja muestra una señal con una frecuencia de 50Hz, los cuadrados azules marcan el instante en el que se muestrea la señal, la frecuencia de muestreo utilizada es de 45Hz. La onda azul representa la reconstrucción de los puntos muestreados, la señal resultante es una onda sinusoidal de 5Hz.

A diferencia de lo que se puede pensar inicialmente, durante el proceso de discretización no se pierde información. En el punto en el que se muestrea la señal, la información relativa no ha sido truncada, se mantienen los valores exactos. La información se pierde en la siguiente acción de la digitalización, la cuantificación, proceso en el cual el valor de la muestra toma un valor discreto (finito).

Matemáticamente hay diversas estrategias para discretizar una ecuación, algunas basadas en los métodos de integración numérica y otros en la invariancia de la respuesta dinámica a señales particulares. Los métodos más comunes son:

Método de transformación	Transformada z
Backward Euler	$s = \frac{z - 1}{zT_s}$
Forward Euler	$s = \frac{z - 1}{T_s}$
Tustin o Trapezoidal	$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}$

Tabla 6. Transformadas de z.

Hay que tener en cuenta que cualquier método de discretización supone una pérdida de rendimiento respecto a su homólogo en tiempo continuo, de acuerdo con la teoría de control discreto.

1.1.5. Anti-windup

El windup es un problema muy extendido que ha llevado a una multitud de estudios. Este problema consiste en la saturación del controlador, provocando una pérdida del control en los transitorios.

La saturación es debida a un error de elevada magnitud en la entrada del controlador, o por un largo período de tiempo en el que el error no toma el valor cero. Esto provoca que el integrador acumule todo este error, aumentando la magnitud de la salida para tratar de reducirlo.

El problema que se produce, ocurre cuando se restablece el sistema, aunque el error disminuya o tome valores negativos, el controlador será incapaz de responder rápidamente, provocando que la salida del mismo, afectada la acumulación, sea imprecisa. Dicho de otra forma, el controlador es incapaz de ver lo que realmente está ocurriendo y actúa con retraso.

Este problema crea la necesidad de colocar un esquema anti-windup, una etapa que limite el error que entra en el integrador cuando este acumule un valor demasiado elevado.

El principal problema que presenta este bloque es que no se dispone de gran cantidad de artículos acerca del uso de la etapa de anti-windup trabajando con un controlador proporcional-resonante (PR). La mayoría de la literatura disponible está orientada al controlador proporcional-integrador (PI) o proporcional-integrador-derivativo (PID).

Principalmente se destacan dos esquemas anti-windup, estos son:

1. Rastreo Anti-windup.
2. Integración condicional.

Ambos modelos, en su versión para un controlador PI, atacan la rama integradora (la que puede saturar). Siguiendo el mismo razonamiento para el controlador PR, se deduce que la rama afectada será la resonante.

A continuación se exponen los dos esquemas:

Rastreo Antiwindup

Este esquema se centra en reducir el valor que entra a la rama de control resonante sustrayendo a esa señal una parte proporcional de la diferencia entre la salida del controlador y la salida saturada. El esquema es presentado a continuación:

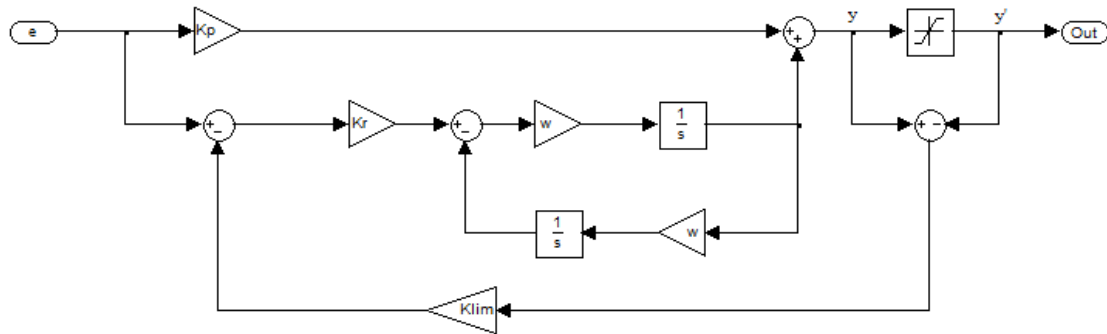


Fig. 31. Esquema de rastreo de anti-windup.

Integración condicional

Este esquema es más drástico que el anterior, ya que su método de reducción de error es cortar la entrada de esta señal a la rama resonante. Esto se llevará a cabo siempre que la señal de salida sea distinta de la señal de salida saturada. El esquema de este modelo se presenta en la siguiente figura:

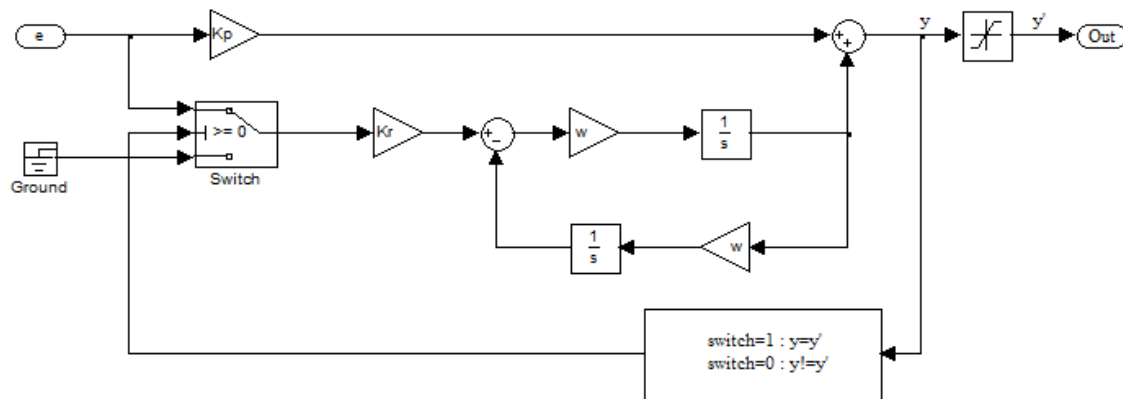


Fig. 32. Esquema de integración condicional.

Capítulo 2: Hardware

2.1. Inversor o Convertidor de dc-ac

El objetivo del inversor desarrollado en este proyecto es el de inyectar la potencia transformada a la red, por lo que los parámetros de referencia de salida serán una tensión de $230V_{\text{rms}}$ (por fase) y una frecuencia de 50Hz.

El convertidor DC/AC de este proyecto está dimensionado, como se ha comentado en el resumen, para convertir una potencia de 50kW. Además se considera un coseno de ϕ de 0.8, manteniendo constante la potencia activa, lo que significa una potencia aparente igual a 62.5kVA. La tensión de entrada es de 750V de CC y los valores de salida son los parámetros de red especificados anteriormente.

A continuación se realizará un análisis de los componentes del inversor y qué se ha tenido en cuenta en su dimensionado, para satisfacer las condiciones de entrada y salida especificadas.

2.1.1. IGBT

El dimensionado del IGBT depende principalmente de la frecuencia de conmutación y de la corriente nominal con la que se debe operar.

Las características para el dimensionamiento del IGBT de este convertidor son una corriente nominal de salida de 90.21A, soportando una tensión continua de 750V.

Como modelo comercial se ha seleccionado un módulo de dos IGBTs en serie capaz de soportar una tensión de 1200V y trabajar con corrientes de 200A. Aunque el IGBT pueda trabajar a cualquier frecuencia, siempre que se encuentre en un buen sistema de refrigeración, según el fabricante se recomienda trabajar a frecuencias inferiores de 20000 Hz, valor que queda suficientemente alejado de los 3150 Hz nominales a los que trabajará el inversor y de los 10000 Hz a los que se desea testarlo en un futuro.

Por lo tanto el IGBT seleccionado es de MITSUBISHI CORPORATION y su referencia es PM200DV1A120.

2.1.2. Condensador electrolítico

Los condensadores, en electricidad o electrónica, son elementos pasivos caracterizados por almacenar energía mediante un campo eléctrico.

En este caso los condensadores utilizados son electrolíticos, esto significa que un electrolito hace la función de cátodo. Aplicando la tensión adecuada se deposita una capa aislante sobre el ánodo, esto permite tener capacidades muy elevadas.

Por otro lado este mismo efecto produce una desventaja importante y es que si el condensador queda polarizado de forma inversa se produce un cortocircuito que incrementa la temperatura interior, provocando que el condensador arda o explote.

Los condensadores se encuentran en el bus de continua, el dimensionado de estos dependerá de la tensión en bornes y la capacidad total que se desea conseguir.

Finalmente, con los criterios establecidos se seleccionaron los condensadores de la gama KEMET con número de serie: ALS31M332NP500. Cuya hoja de características se anexa al final del documento. Estos condensadores quedaran estructurados en una distribución de 6x2, seis ramas de dos condensadores en serie, consiguiendo así una capacidad equivalente de $9.9\mu\text{F}$ (micro Faradios) y una tensión en bornes (máxima) de 1000V.

2.1.2.1. Resistencias de equilibrado

Estas resistencias se colocaran en paralelo a los condensadores del bus de continua. Su función es la de equilibrar (como su nombre indica) la tensión en cada condensador.

Al estar dos condensadores en serie, la tensión en bornes de la asociación viene determinada por la fuente de continua, pero la tensión a la que está sometido cada condensador puede variar debido a su corriente de fuga, propia de cada condensador. Dicha corriente de fuga es de bajo valor amperimétrico, en los condensadores seleccionados, concretamente, es de seis miliamperios (6mA) según el catálogo.

La siguiente ilustración simula el caso de estudio:

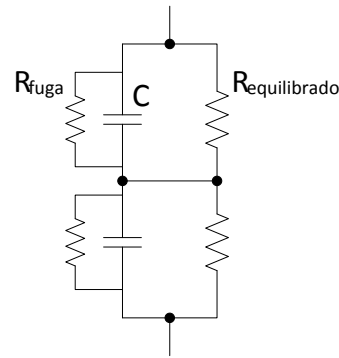


Fig. 33. Resistencias de equilibrado.

En este, la resistencia de fuga (R_{fuga}) es una resistencia ficticia que simboliza el camino que sigue esa corriente, mientras que la resistencia de equilibrado ($R_{equilibrado}$) es la resistencia real que se colocará.

En el dimensionado de estas resistencias inicialmente se probaron distintas alternativas como la regla de dimensionar las resistencias de equilibrado para que la corriente de equilibrado sea 10 veces la de fuga. Viendo que estos sistemas no eran muy eficientes ni viables se ha optado por limitar la potencia de las resistencias para evitar calentamientos.

Este valor se ha fijado en máximo 10W por resistencia.

Una vez fijado este valor se puede calcular la resistencia mínima de una rama es de 28 125 Ω .

Este valor es el mínimo que debe tomar la asociación de las resistencias, por tanto se determina que el valor mínimo de cada resistencia es de 14 602.5 Ω .

En el catálogo se observan que las resistencias que superan ese valor son de:

- 18 000 Ω
- 27 000 Ω
- 47 000 Ω

Evitando un exceso de corriente se decide tomar el valor de 27 k Ω .

El resultado de la corriente de fuga es cercana a 14 mA, más del doble que la resistencia de fuga observada en el catálogo.

Con una tolerancia del 5%, el código de estas resistencias es: YP1027K

2.1.3. Condensador de respuesta dinámica

Estos condensadores, del tipo película plástica, no son capaces de almacenar gran cantidad de energía, como los condensadores electrolíticos, pero en cambio ofrecen una muy buena característica de variación de corriente en el tiempo, permitiendo que la fuente primaria pueda reducir su rizado de corriente, entregando una corriente más parecida a una señal continua.

Los condensadores seleccionados son capaces de soportar una tensión continua de 1000V o $480V_{RMS}$ para frecuencias inferiores a 1000Hz y tienen una capacidad de 1500nF. Su referencia es B32656S0155K561.

2.1.4. Pletinas de cobre (conductores)

La utilización de pletinas de cobre como conductores entre el bus de continua y los transistores permite la eliminación de los efectos inductivos que se producirían utilizando cables. Se considerará una pletina de cobre para unir todos los bornes positivos y otra pletina de cobre para unir los negativos, separando estas pletinas por un papel aislante tratado. Esta configuración es propia de los condensadores, consiguiendo así un efecto capacitivo.

Aunque se esté hablando del bus de continua, los efectos capacitivos e inductivos se producen debido a la conmutación de los interruptores, generando una corriente oscilante entre su valor máximo y 0A.

Si no se eliminase este efecto inductivo, teniendo en cuenta que la variación de corrientes es el valor de pico con una frecuencia de 6300Hz, los efectos electromagnéticos producidos serían devastadores para los elementos sensibles como placas de control y elementos de medida.

2.1.5. Disipador

El disipador es un elemento con una función puramente mecánica, disipar el calor generado por los IGBTs debido a las pérdidas por conmutación, permitiendo que el sistema trabaje a una temperatura inferior.

Esta refrigeración se lleva a cabo aumentando la superficie de contacto con el aire, además de utilizar un ventilador que fuerza la circulación del fluido. Asimismo, para asegurar una buena conducción de calor el disipador se construye de aluminio.

El dimensionado de este elemento se realiza en función de las pérdidas por calor producidas en los módulos IGBTs. En este caso el calentamiento de los IGBTs está considerado para una potencia de 50kW conmutando a 10kHz.

El circuito térmico equivalente para dimensionar este elemento es el siguiente:

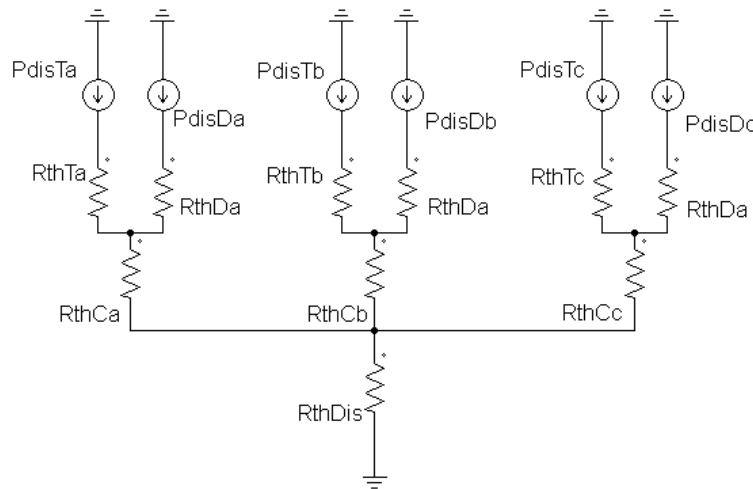


Fig. 34. Esquema del circuito térmico entre el módulo IGBT y el ambiente

En el esquema debe entenderse:

- $R_{thTa,b,c}$: resistencia térmica entre el módulo y la carcasa, para los transistores de cada rama.
- $R_{thDa,b,c}$: resistencia térmica entre el módulo y la carcasa, para los diodos de cada rama.
- $R_{thCa,b,c}$: resistencia térmica entre el módulo y el disipador, para cada rama.
- R_{thDis} : resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.
- $P_{disTa,b,c}$: potencia disipada por la conmutación del transistor.
- $P_{disDa,b,c}$: potencia disipada en la conducción del diodo.

El dimensionado del disipador parte por determinar su resistencia térmica, considerando que la temperatura del módulo no puede superar los 150°C , considerada esta temperatura la que separaría la unión de los elementos N-P. Otra consideración es la temperatura ambiental, de 27°C .

La resistencia térmica entre el módulo y la carcasa, así como entre la carcasa y el disipador son obtenidas en la hoja de características de módulos IGBT.

El problema que se presenta es determinar las pérdidas generadas en la conmutación de los módulos, esta potencia se determina teniendo en cuenta las pérdidas del transistor y el diodo tanto en la conmutación como en la conducción mediante:

$$P_{condT} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cos \varphi}{8} \right) V_{CEO(Tj)} \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cos \varphi}{3\pi} \right) r_{CE(Tj)} \hat{I}_1^2$$

$$P_{swT} = f_{sw} E_{on+off} \frac{\sqrt{2} I_{out}}{\pi I_{ref}} \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{Kv} \left(1 + T c_{ESW} (T_j - T_{ref}) \right)$$

$$P_{condD} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cos \varphi}{8} \right) V_{FO(Tj)} \hat{I}_1 + \left(\frac{1}{8} - \frac{m \cos \varphi}{3\pi} \right) r_{F(Tj)} \hat{I}_1^2$$

$$P_{swT} = f_{sw} E_{rr} \left(\frac{\sqrt{2} I_{out}}{\pi I_{ref}} \right)^{Kj} \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{Kv} \left(1 + T_{c_{Esw}} (T_j - T_{ref}) \right)$$

Debido a la dificultad que presenta el cálculo de algunos de estos términos, finalmente se calculan las pérdidas de conmutación mediante un software de MITSUBISHI ELECTRIC, llamado Melcosim, diseñado para este propósito. En este software se introduce el módulo seleccionado así como las condiciones y se realiza la simulación de conmutación para determinar las pérdidas.

La potencia disipada calculada por el programa en los módulos se divide en:

Elemento	Perdidas [W]
IGBT	183.26
diodo	52.44

Tabla 7. Resultados de la simulación mediante Melcosim

Las pérdidas totales en el módulo son de 470.66W

Obteniendo como resultado, para el camino más restrictivo, el del transistor:

$$R_{thd} = 0.05$$

El disipador seleccionado, cuya resistencia térmica es de 0.015 K/W para una longitud de 400mm, es de Fischer Elektronik y su referencia es LA 20 400. Consiguiendo así, que la temperatura de la unión sea de 101.17°C.

2.1.6. Protecciones

En un convertidor debe haber tanto protecciones para el lado de continua como el de alterna.

2.1.6.1. Protecciones DC

En cuanto a protecciones para continua los elementos utilizados son el varistor y el fusible.

Varistor

El varistor se caracteriza por variar su resistencia en función de la tensión en bornes.

Para proteger el bus de continua se colocará un varistor en paralelo con cada condensador. Para los cálculos se considerará un sobrepico del 20% y una tolerancia del 10%. Obteniendo así una tensión de consumo de 1mA de 533V.

La tensión comercial de varistor más cercano a ese valor es 515V (para el consumo de 1mA). Estos varistores son distribuidos por RS y su referencia es 289-7711.

Fusibles

Los fusibles del lado DC estarán conectados a 750V y, la corriente nominal que los atraviesa, de 83.333A. El valor comercial más próximo es de 100A. Los fusibles seleccionados son de 1000V 100A de corriente nominal, cuya referencia es 373245.

Otros fusibles en el lado DC serán la protección entre las fuentes de 24V que alimentan al PLC y a la PCB, así como otros elementos de alimentación mediante tensión continua. Estas fuentes tienen una salida máxima de 2.5A. Como estas fuentes están limitada se utilizarán los fusibles como interruptores, mediante una base seccionable. Los fusibles seleccionados son de 16A y 500V.

2.1.6.2. Protecciones AC

Las protecciones AC colocadas en el inversor se distinguen en:

- Magnetotérmicos
- Diferenciales
- Varistores

Magnetotérmicos

Los magnetotérmicos seleccionados son de *Schneider Electric*.

Se situará un magnetotérmico de 3 polos en el lado de red. La corriente nominal en ese lado es de 90.21A, como valor comercial se seleccionará una corriente nominal de 100A, capaz de soportar 400V eficaces de línea trabajando a 50Hz. Se define que el magnetotérmico sea tipo N, poder de corte de 50kA. El magnetotérmico seleccionado es un Compact NSX de 3 polos 100A con una referencia: LV429840.

El resto de magnetotérmicos se colocarán protegiendo los servicios generales y los elementos de medida.

Un magnetotérmico será colocado para proteger la línea de las fuentes de tensión continua de 24V, estas dos fuentes consumen un total de 3.4A, por lo que se seleccionará uno con una corriente nominal de 6A con una curva tipo C. Como se ha comentado estos serán de 2 polos. El dispositivo seleccionado es un iC60N-2 polos-6 A-Curva C y su referencia es A9F79206.

Un magnetotérmico protegerá la línea tomas de corriente y ventiladores, aunque estas tomas pueden llegar a ofrecer 16A, no se espera que el consumo del ventilador y las cargas (como la dSpace) sea tan elevado. Por este motivo se colocará un magnetotérmico de 2 polos y corriente nominal de 10A con una curva de disparo tipo C. Su referencia es A9F79206.

Un magnetotérmico se colocará para proteger la línea de alimentación de los analizadores y sensado. Para ellos se colocará un interruptor magnetotérmico de 6A idéntico al utilizado en la línea de las fuentes (A9F79206).

Un magnetotérmico protegerá la línea de alimentación de los contactores, en este se considera una corriente de 2A como corriente nominal del magnetotérmico. De nuevo, se requiere que este magnetotérmico sea de dos polos y con una curva tipo C. Su código de referencia es A9F74202.

Otro magnetotérmico protegerá aguas arriba a la línea que alimenta al conjunto, manteniendo la selectividad del conjunto se colocará un magnetotérmico de 16A con curva tipo C, cuya referencia es A9F79216. Un interruptor idéntico a este será colocado en el otro devanado del transformador monofásico.

Diferencial

Se colocará un diferencial para cubrir los servicios generales. Estos servicios funcionan de forma monofásica a 230V, a la vista de lo que se debe alimentar se asigna una corriente nominal de 25A seleccionando una sensibilidad de 30mA. El seleccionado es un diferencial iLD 2P 25A 30mA tipo AC, con una referencia A9R81225.

Varistores

Los varistores que se encontrarán en el lado de red serán la primera protección que encontrará inversor y el filtro, ya que estos serán utilizados como protección contra rayos.

Se requiere un varistor de tres polos más neutro para las tres líneas y que ofrezca descarga de corrientes tipo rayo así como sobretensiones transitorias inducidas (clase I y clase II según la web de cirprotec y normativa IEC61643-1).

Se selecciona una protección para corrientes impulso, en curva 10/350 μ s, de 12.5kA.

La red a las que se conecta es de 400V de línea AC.

El esquema de conexión a tierra es del tipo TT.

Con estas características el varistor seleccionado es PSC4 12.5/400 TT con una referencia 77738405.

2.1.7. Resistencias de conexión a red

Estas resistencias están colocadas entre el convertidor y la red y sólo actúan durante un breve instante de tiempo en la conexión del convertidor.

Su función es la de limitar el sobre-pico de corriente, generado por la demanda de energía de los condensadores, que llega al convertidor, limitando así sus efectos destructivos.

Cuando el pico de corriente ya ha sido superado se cortocircuitaran estas resistencias, evitando así que se desaproveche más energía. El modelo equivalente de esta etapa es:

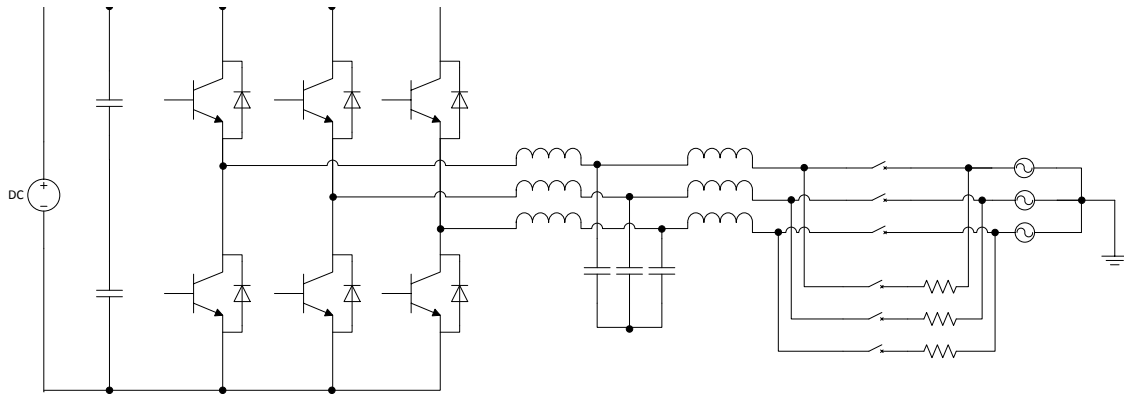


Fig. 35. Modelo equivalente del convertidor con resistencias de conexión a red.

El dimensionado de las resistencias va en función del tiempo de conexión que se desea y la potencia que deberá disipar. En este caso se determinó un tiempo inferior a 3 segundos.

Las resistencias arcol de encapsulado cerámico, con una buena disipación de calor, pueden soportar picos de 8 veces su potencia nominal. Para estas resistencias la potencia nominal debe ser de 92W y un valor resistivo de 20Ω.

Las seleccionadas son unas resistencias de 22Ω y 150W, cuya referencia de fabricante es TE200B22RJ.

2.1.8. Resistencias de descarga

Estas resistencias también son utilizadas para quemar energía en un instante concreto. En este caso no entrarán en funcionamiento cada vez que el convertidor sea utilizado, sino solo cuando se entre en un estado de mal funcionamiento.

Si se llega a ese estado el convertidor se desconectará de la red. Dada esta circunstancia, se tiene un convertidor aislado con un bus de continua cargado a 850V (mínimo para que se detecte sobretensión), por ello, en paralelo a los condensadores se colocará una resistencia que descargue estos elementos, ya que puede ser necesario una operación humana de mantenimiento o corrección.

La siguiente imagen muestra cómo se realizará esta conexión:

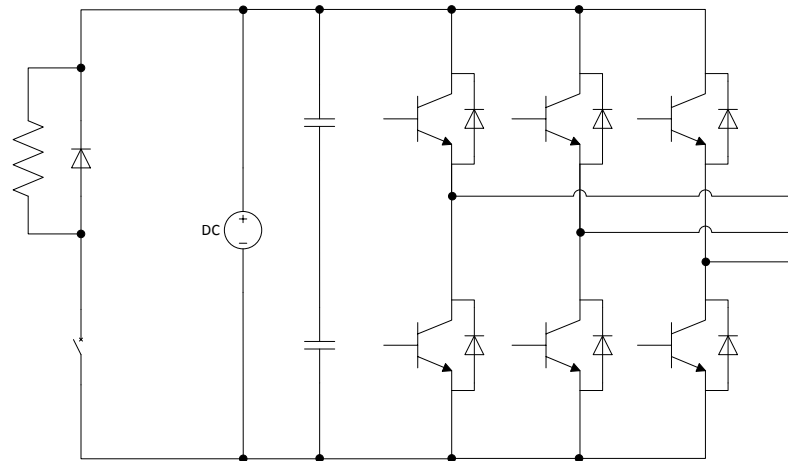


Fig. 36. Modelo equivalente del convertidor con resistencia de descarga.

Como puede observarse aparece un diodo en paralelo con la resistencia. La necesidad de este diodo parte de la característica inductiva de los cables. La descarga de energía a través de la resistencia se realiza conmutando el interruptor que cierra el circuito, cuando el circuito se cierra empieza a circular una elevada corriente que se ve interrumpida al abrir el interruptor. La característica inductiva del cable provoca almacenamiento de energía en forma de campo magnético, manteniendo “alimentada” la corriente, que no puede circular, cuando el interruptor se abre. Para evitar sobretensiones en bornes del interruptor se coloca este diodo que permite la circulación de esta intensidad por la malla que crean el diodo y la resistencia.

Considerando un tiempo aproximado de 2 minutos.

Las resistencias seleccionadas son de Industrias Eléctricas Soler del tipo CAL-P y código 10612. Estas resistencias están preparadas para trabajar a 230V, disipando una potencia de 600W. La configuración a realizar será de 5 de estas resistencias en serie, soportando una tensión total de 1150V y capacidad de disipar 3000W.

2.1.9. Elementos de medida

El analizador de red utilizado es el CVM-NRG 96 de CIRCUTOR. Este dispositivo permite medir, calcular y visualizar los principales parámetros eléctricos de redes equilibradas o desequilibradas.

La medida se realiza en verdadero valor eficaz, mediante tres entradas de tensión alterna y tres entradas de corriente. Del catálogo se observa la siguiente tabla que resume las características que, mediante su procesador, pueden analizarse simultáneamente:

MAGNITUD	UNIDAD	L1	L2	L3	III
Tensión Simple	V	*	*	*	
Tensión Compuesta	V	*	*	*	
Corriente	A	*	*	*	**
Frecuencia	Hz	*			
Potencia Activa	kW	*	*	*	*
Potencia Reactiva L	kvarL	*	*	*	*
Potencia Reactiva C	kvarC	*	*	*	*
Potencia Aparente	kVA	*			*
Factor de Potencia	PF	*	*	*	
Cos φ	Cos φ				*
Máxima Demanda	Pd			*	
Corriente de Neutro	I_N			*	
THD de Tensión	% THD – V	*	*	*	
THD de Corriente,	% THD – A	*	*	*	
kWh (consumo y generación)	W·h				*
kvarh.L (consumo y generación)	W·h				*
kvarh.C (consumo y generación)	W·h				*
kVAh (consumo y generación)	W·h				*
Descomposición armónica (V y A) *	%	*	*	*	15th

- ✓ (•) Disponible por display y comunicaciones.
- ✓ (**) Disponible sólo por comunicaciones.
- ✓ (*) Descomposición armónica en modelo HAR.

Tabla 8. Medidas tomadas simultáneamente por el CVM-NRG 96 (tabla obtenida del catálogo).

Además del analizador de red también se requiere:

- 3 Transformadores de corriente de 100/5 de circutor, referencia: M70315.
- Medidor de continua DH96c de circutor, referencia: M20411.
- Detector de sub-tensión o sobre-tensión de Schneider Electric, referencia: RM17UB310.
- Una caja de sensado y dos placas de medida de tensión DC diseñadas y construidas por los miembros del equipo SEER.

2.2. Filtro LCL+trap

El sistema de filtrado para el convertidor es una etapa completamente necesaria, ya que el uso de tecnologías basadas en dispositivos de *chopeo* en aplicaciones de potencia causan un problema de generación de armónicos de alto orden que, además de ser causa de penalización, pueden provocar daños importantes sobre equipos o cargas sensibles que se encuentren conectados a la red, así como pérdidas por calentamiento.

Los armónicos generados mediante un convertidor suelen estar cercanos a la frecuencia de conmutación de los módulos utilizados (IGBT, MOS-FED...), en este caso 3150Hz. Para reducir los armónicos de corriente, teniendo en cuenta la aplicación para la que se diseña, de elevada potencia, mediante un filtro LC (el sistema utilizado hasta el momento en gran número de aplicaciones) se requeriría una bobina con un elevado valor de inductancia en la entrada, esta solución además de ser cara provocaría una mayor caída de tensión y una respuesta dinámica más pobre.

Por estos motivos se ha seleccionado una alternativa de filtrado como es el filtro LCL. Una alternativa para conectar convertidores de potencia a la red de distribución que ha ganado peso gracias a las prestaciones que ofrece y que se comentaran a continuación, aunque primero se presentará esta tipología de filtrado.

La representación simbólica del filtro es la siguiente:

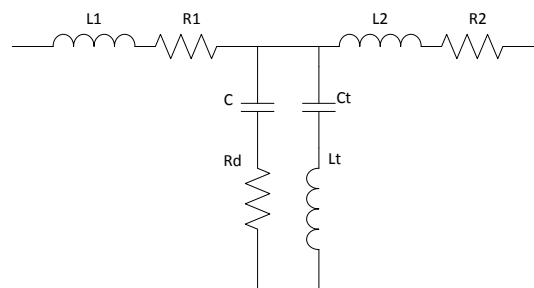


Fig. 37. Filtro LCL+“trap” monofásico.

Como se puede observar, el sistema de filtrado completo se compone de dos tipos de filtro: el filtro LCL y un filtro de absorción sintonizado a una frecuencia determinada, al que llamamos “trap” y que se sintonizará a la frecuencia de conmutación.

Es importante destacar que la inductancia que se encuentra en el lado del convertidor, L1 en este caso, es una bobina física, mientras que la inductancia L2 representa el sumatorio de una bobina física y la inductancia propia de la red del sistema eléctrico (estimada). Las resistencias R1 y R2 simbolizan la resistencia propia del cable con el que se construye el devanado. El condensador C simboliza el condensador necesario para hacer resonar las bobinas y la resistencia Rd, la resistencia de amortiguamiento (damping) necesaria para que la atenuación del filtro se efectiva. Finalmente las

componentes C_t y L_t representan la bobina y condensador del filtro llamado “trap”, cuya función se comentará más adelante.

Los valores de los elementos del filtro LCL son:

$$L_1 = 777.32 \mu H \quad R_1 = 0.0073 \Omega$$

$$L_2 = 279.94 \mu H \quad R_2 = 0.0021 \Omega$$

$$C = 66 \mu F \quad R_d = 0.5 \Omega$$

Y los de la componente de absorción:

$$L_t = 85.094 \mu H \quad C_t = 30 \mu F$$

La principal ventaja que ofrece el filtro LCL es proveer al sistema de una suficiente atenuación de los armónicos de orden superior en las bandas laterales, respecto a la frecuencia de conmutación. Esto se puede observar fácilmente en el diagrama de Bode:

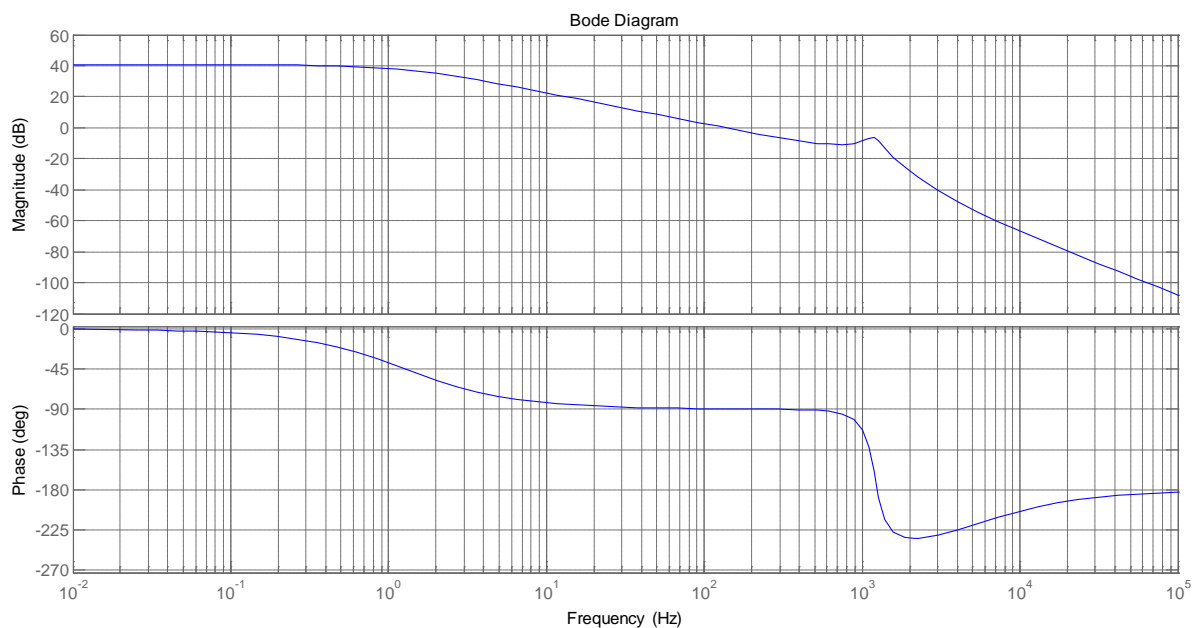


Fig. 38. Diagrama de bode del filtro LCL.

Otra ventaja importante es que, para el rango de potencia al que se trabaja, los valores de inductancia y capacidad de la bobina y el condensador, respectivamente, disminuyen considerablemente respecto a otro sistema de filtrado.

La componente de “trap” del filtro se encarga de atenuar los armónicos que aparecen a la frecuencia de conmutación. Consiguiendo reducir la limitación que presentaba el esquema anterior. Si se observa el diagrama de Bode del conjunto:

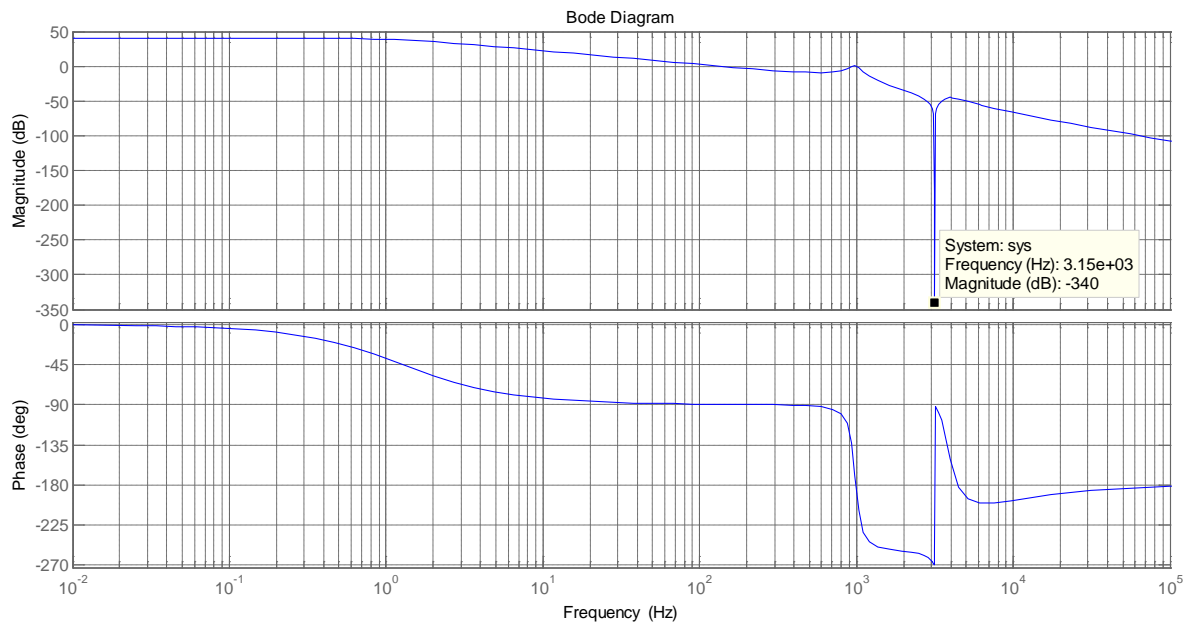


Fig. 39. Diagrama de Bode del filtro LCL+”trap”.

Como se puede observar los efectos del filtro de absorción han sido sintonizados a la frecuencia de conmutación (3150Hz). Esto se demuestra calculando la frecuencia de resonancia de este filtro:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{149.17 \cdot 10^{-6} \cdot 17.113 \cdot 10^{-6}}}$$

$$f = 3150.04 \text{ Hz}$$

El diseño de un filtro LCL es una operación compleja, ya que tanto los elementos capacitivos como los inductivos están sujetos a diversas restricciones para asegurar la calidad de la potencia inyectada:

- La capacidad está limitada por la corrección del factor de potencia.
- El valor total de las inductancias debe ser menor a 0.1p.u. para limitar la caída de tensión (A.C.) durante su funcionamiento, si esto no se cumpliera se requeriría una mayor tensión en el bus de continua para garantizar el control de la corriente, esto hecho aumentaría las pérdidas producidas durante la conmutación.

- Otro factor importante a la hora de dimensionar las bobinas del filtro es la saturación, ya que de alcanzarse este estado se producirían gran cantidad de pérdidas.
- La frecuencia de resonancia debe estar situada en un rango de entre 10 veces la frecuencia de red y la mitad de la frecuencia de conmutación. Expresado matemáticamente:

$$10\omega_{red} < \omega_{res} < \frac{1}{2}\omega_s$$

- La resistencia de amortiguación (R_d) debe ser suficiente para evitar oscilaciones en la señal de corriente, pero si llegar a valores demasiado altos que provocarían una disminución del rendimiento.

Para verificar que el comportamiento del filtro es apto para la aplicación que esté diseñado se dispone de diversos parámetros que aseguran su efectividad. Estos son:

- Distorsión armónica total de la corriente (THD).
- Factor de potencia.
- Valor medio del error absoluto de tensión DC.
- Determinar el mayor de los armónicos de corriente en una banda cercana a la frecuencia de conmutación.

Capítulo 3: Control en tiempo continuo

3.1. Etapa de sincronización

Uno de los aspectos más importantes en la conexión de convertidores de potencia a la red es la sincronización con la tensión en el punto común de acoplamiento (*PCC – point common coupling*).

El objetivo de la etapa de sincronización es conocer como está colocado el fasor de tensión de cada fase en cualquier instante, al mismo tiempo que permite conocer la frecuencia a la que está pulsando la red de estudio, y, al tratarse de un sistema trifásico también permite reconocer la secuencia de fases.

El hecho de averiguar la posición del fasor de tensión permite al inversor colocar el fasor de la corriente inyectada, de la misma fase, en fase o desfasado para alcanzar los niveles de potencia activa y reactiva de referencia, para un determinado módulo de este fasor.

Por lo tanto, esta etapa permite que el inversor conozca cómo evoluciona temporalmente el sistema de tensión de la red y actúe en consecuencia para lograr las referencias establecidas.

La experimentación de la etapa de sincronización consistirá en analizar dos técnicas existentes mediante implementación por simulación de un sistema compuesto por un equivalente de red conectado a una carga de 10kW.

3.1.1. Mediante sistema de referencia $d-q-0$

Esta etapa de sincronización consiste en la transformación de las lecturas de tensión en el sistema de referencia $a-b-c$ en el sistema de referencia síncrona $d-q-0$ con la rotación de la terna de vectores de tensión.

En la salida de la componente en cuadratura (q) se coloca un bloque proporcional-integrador, un sumador que aporta el valor nominal de la frecuencia en rad/s ($100 \times \pi$), y finalmente una integral con un valor límite de 2π . Al integrar el valor de la frecuencia se obtendrá directamente la posición del fasor en radianes. El hecho de limitar el valor a una vuelta es para no sobrecargar de información al sistema, de este modo cada vez que se llega al valor final, el conteo volverá a cero.

Existen otras técnicas de sincronización que toman como referencia el eje de la componente directa, en lugar de la componente en cuadratura, ofreciendo características dinámicas similares.

A continuación se presenta el circuito descrito con el que se trabajará es:

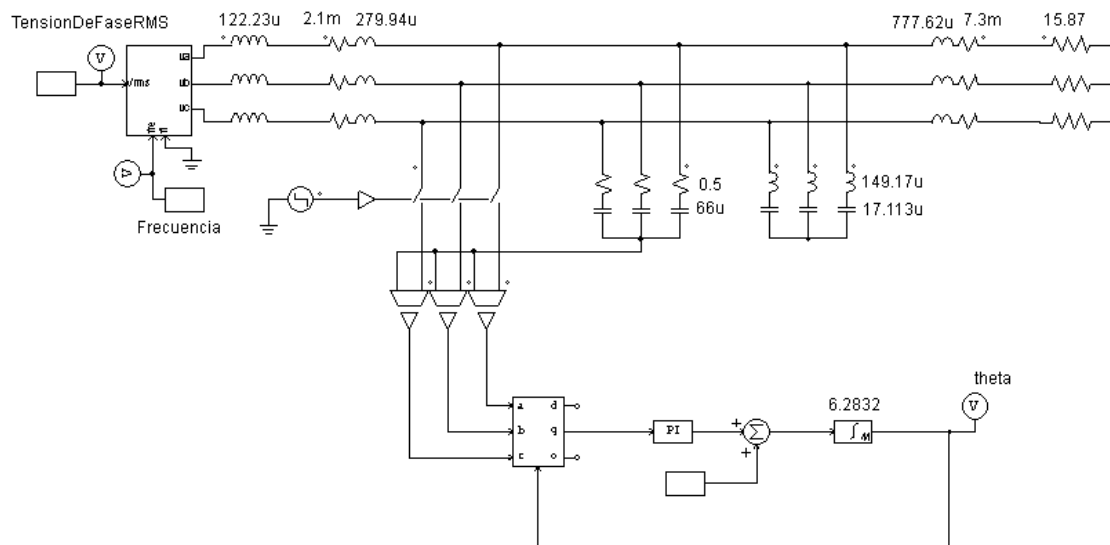


Fig. 40. Esquema de sincronización trabajando en el sistema de referencia $d-q-0$.

Con el montaje anterior se conseguirán transformar las lecturas de tensión en el sistema de referencia $a-b-c$ en las mismas lecturas en sistema de referencia síncrono $d-q-0$, consiguiendo superponer, mediante el simple sistema de control del eje q , la tensión de componente directa (V_d) al vector equivalente del sistemas de tensiones trifásicas, obtenido de la suma de los valores instantáneo de las mismas. Esto se consigue eliminando la componente de la tensión en cuadratura del sistema $d-q-0$. Este sistema es un modelo convencional de PLL (*phase locked loop*) que al basarse en un campo de referencia síncrono es llamado *Synchronous Reference Field – Phase Locked Loop* (SRF-PLL).

En estos ensayos no se trabajará con una fuente trifásica de $400V_{\text{rms}}$ de línea y 50Hz, sino con un sub-circuito que permite introducir tensión y frecuencia variables, actuando como fuente con esos parámetros. De este modo el esquema permite realizar ensayos introduciendo variaciones de tensión y frecuencia, verificando así la efectividad del sistema de sincronización con red.

En un primer ensayo se conectará la PLL con un retraso de 6 milisegundos (respecto al inicio del ensayo), para eliminar los transitorios de tensión que aparecen por la conexión del filtro. La fuente se programará para trabajar con $230V_{\text{rms}}$ de fase, o lo que lo mismo $400V_{\text{rms}}$ línea.

Los parámetros del controlador son:

$$K = 0.15 \text{ y } T = 0.06 \text{ seg}$$

La ganancia de este elemento es calculada como:

$$G_s = K \left(1 + \frac{1}{T_s} \right)$$

Los resultados de esta simulación se presentan a continuación:

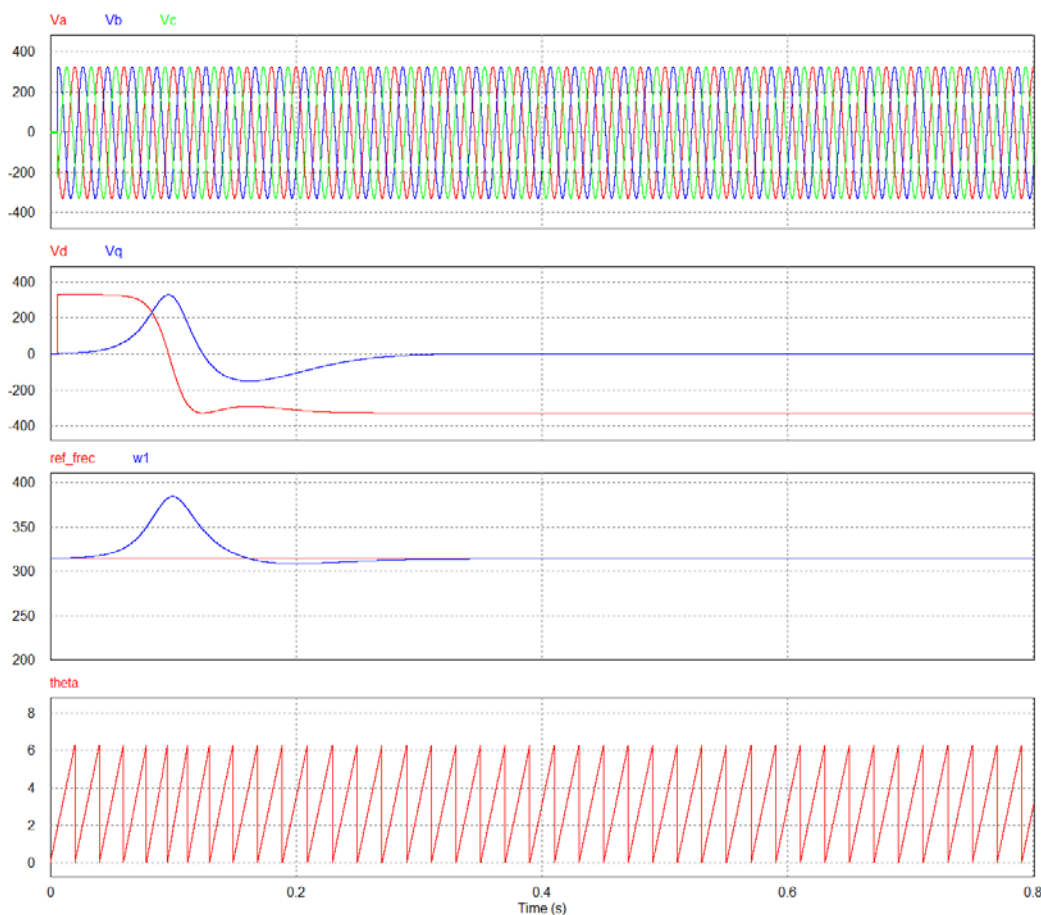


Fig. 41. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ actuando en un sistema estable.

Los gráficos muestran:

1. El sistema trifásico de tensiones en el sistema de referencia $a-b-c$.
2. El mismo sistema trifásico en el sistema de referencia $d-q-0$, siendo V_d la curva roja y V_q , la azul.
3. Evolución de la frecuencia, donde la curva roja es la frecuencia de referencia, y la azul, la obtenida por la PLL.
4. El ángulo de posición del fasor.

Es necesario comentar que la matriz de transformada de Park que utiliza *PSIM* provoca que la tensión de componente directa quede con valor negativo.

Como puede observarse, el caso de estudio es un sistema de tensiones trifásico equilibrado, pulsando a 50 Hz (314.1592654rad/s).

En este ensayo se puede determinar el tiempo de establecimiento de este sistema, considerando que es cuatro veces Tau (98.168% del valor final), es de 0.144 segundos.

Esto puede ser determinado por la frecuencia o la tensión del sistema $d-q-0$, ya que el tiempo que tarda la componente q en ser cero es el tiempo que tarda la PLL en determinar la frecuencia. Pasado ese tiempo de establecimiento, los ejes $d-q$ pulsan a la misma frecuencia que el vector equivalente del sistema trifásico, por lo que esa medida tiende a cero.

Es importante destacar el pico inicial que se produce en la lectura de frecuencia y que se encuentra alejado del instante de conexión de la etapa de sincronización.

En el segundo ensayo al que se someterá a la PLL se configurará la fuente para que en su salida la frecuencia alterne entre 50Hz y 52Hz, con una frecuencia de 10Hz. La siguiente figura muestra el comportamiento de la frecuencia de esta fuente:

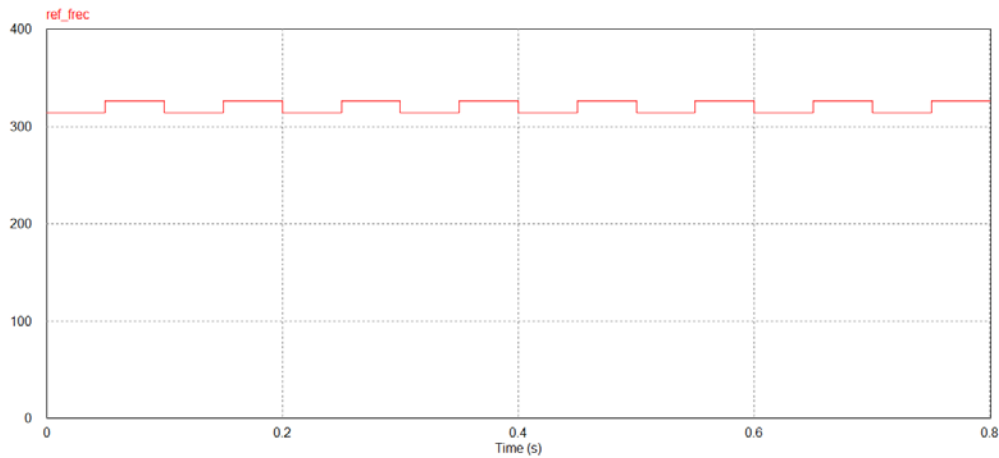


Fig. 42. Variación de frecuencia del generador para testear la PLL.

Como se trabaja con radianes por segundo y no con hercios, la señal varía entre 314.1593 rad/s (50 Hz) y 326.7256 rad/s (52 Hz).

Visualizando las mismas señales que en el ensayo anterior, el resultado es:

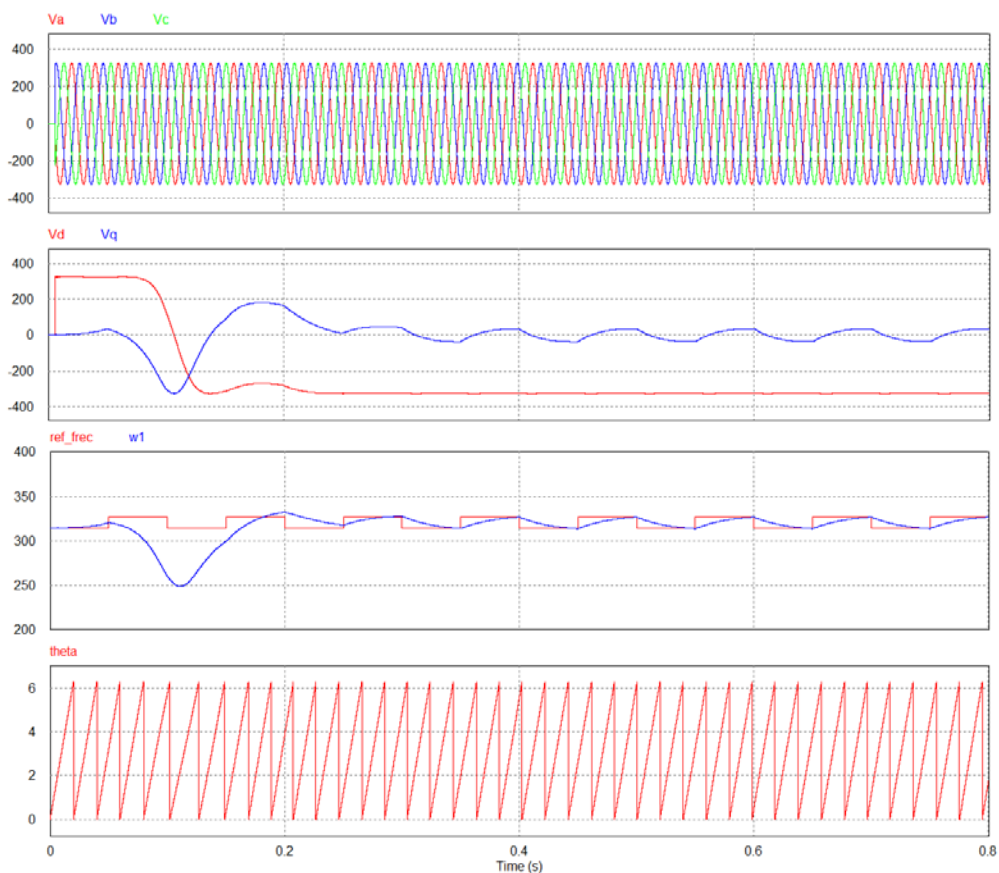


Fig. 43. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con variación en la frecuencia.

En el gráfico de la lectura de tensiones no es apreciable la variación de 2 Hz. Aunque sí en el gráfico de tensiones en coordenadas $d-q$, en el que la componente directa sufre oscilaciones de 2V, pero más destacado es en la componente en cuadratura en la que la oscilación se produce entre $\pm 36V$.

Para observar mejor el comportamiento de la PLL se hace un zoom de la respuesta de la misma, en cuanto a frecuencia:

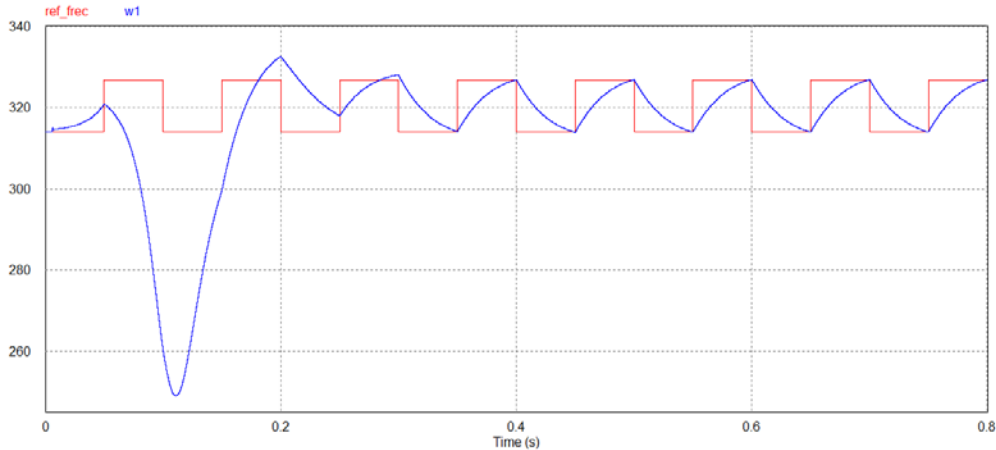


Fig. 44. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a variaciones de frecuencia.

Se puede observar que la dinámica de la PLL trata de seguir correctamente a la referencia de la frecuencia del generador. Inicialmente se produce el mismo transitorio que el observado anteriormente.

El problema que se destaca es que el tiempo necesario para que la PLL consiga alcanzar el valor final es el mismo que tarda la variación de frecuencia en producirse (50 milisegundos).

En el tercer ensayo al que se someterá a la PLL será la misma variación de frecuencia junto a una disminución del valor eficaz de la tensión del 15% en el instante 0.300s y la posterior recuperación del valor nominal en el instante 0.500s. Además, en el instante 0.600s se configura un aumento del 10% del valor de la tensión eficaz, tal y como puede observarse en la siguiente figura:

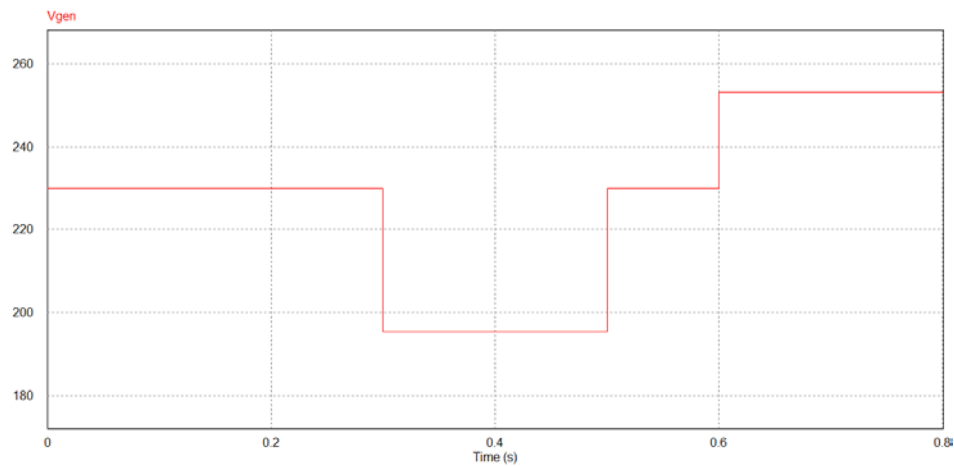


Fig. 45. Variación de la tensión eficaz de fase del generador.

Observando las mismas magnitudes que en los ensayos anteriores, el resultado es:

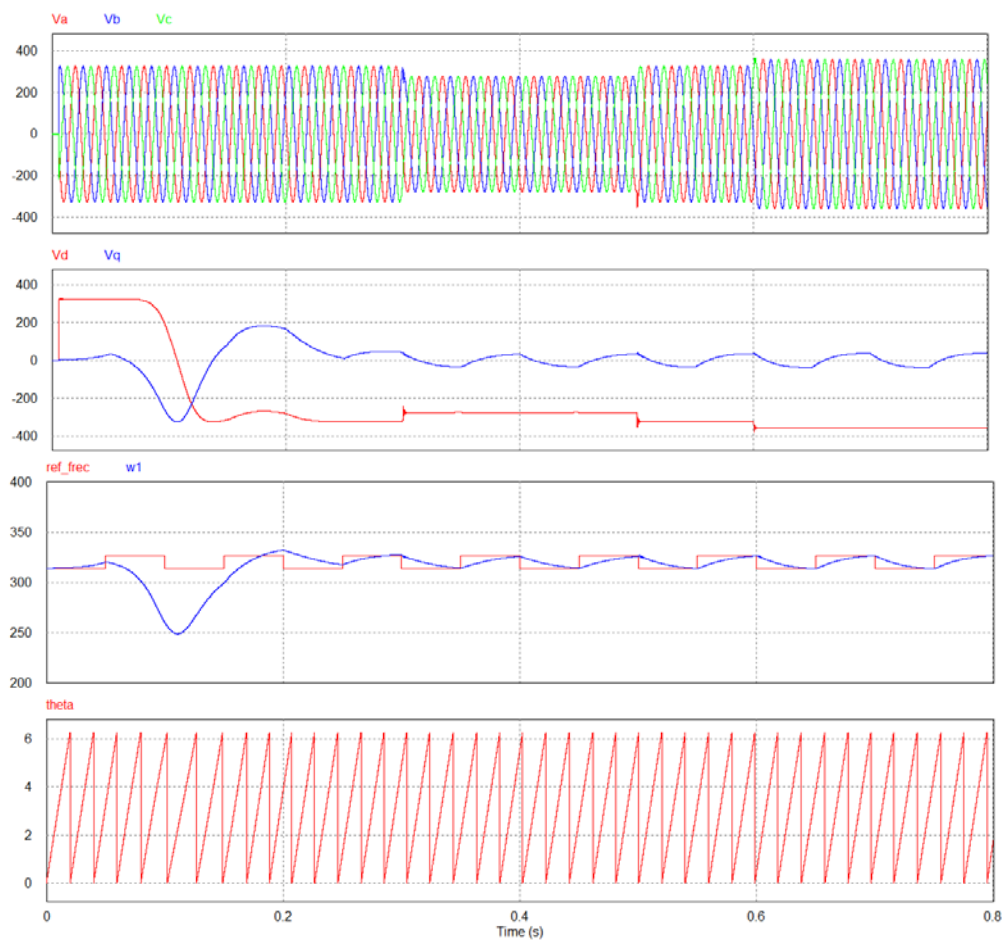


Fig. 46. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-\theta$ con variación en la frecuencia y en la tensión.

En la evolución temporal del sistema trifásico sí que se pueden observar las variaciones de tensión especificadas anteriormente, cabe destacar que cuando esto ocurre se ocasiona una perturbación en la onda de tensión, apreciable en las tensiones del sistema de referencia síncrono como puede observarse en el gráfico pertinente.

De nuevo se amplía el comportamiento de la frecuencia:

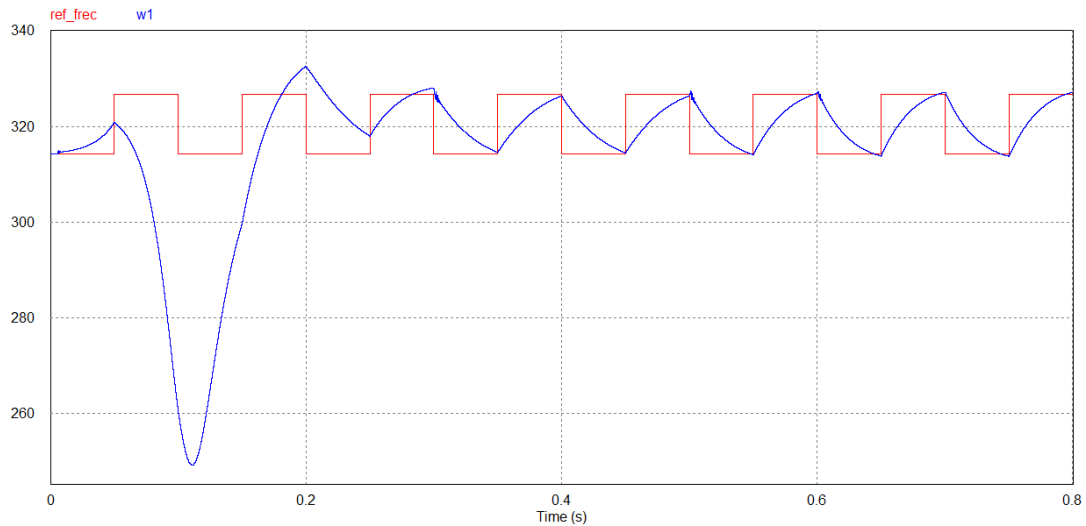


Fig. 47. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a variaciones de frecuencia y tensión.

Con este ensayo se observa que cuando la tensión disminuye, la PLL precisa mayor tiempo para alcanzar la frecuencia de la fuente, es decir, baja la eficiencia del sistema de sincronización. Por el contrario, cuando la tensión aumenta, el valor de frecuencia leído por la PLL llega a superar al valor de frecuencia de la fuente.

Las perturbaciones producidas en la tensión son visibles en la frecuencia obtenida por la PLL. Estas perturbaciones se producen al mismo tiempo que baja la frecuencia, se ha determinado que este es el caso más desfavorable.

Otra prueba interesante es observar el comportamiento de la PLL ante una tensión trifásica desbalanceada, para ello, se modificará la carga situada a final de línea para que sea desequilibrada, las resistencias de cada fase son:

$$R_a = 15.870 \Omega$$

$$R_b = 1.870 \Omega$$

$$R_c = 35.870 \Omega$$

En este ensayo no se incluirán perturbaciones en la tensión ni la frecuencia del generador. Los resultados son:

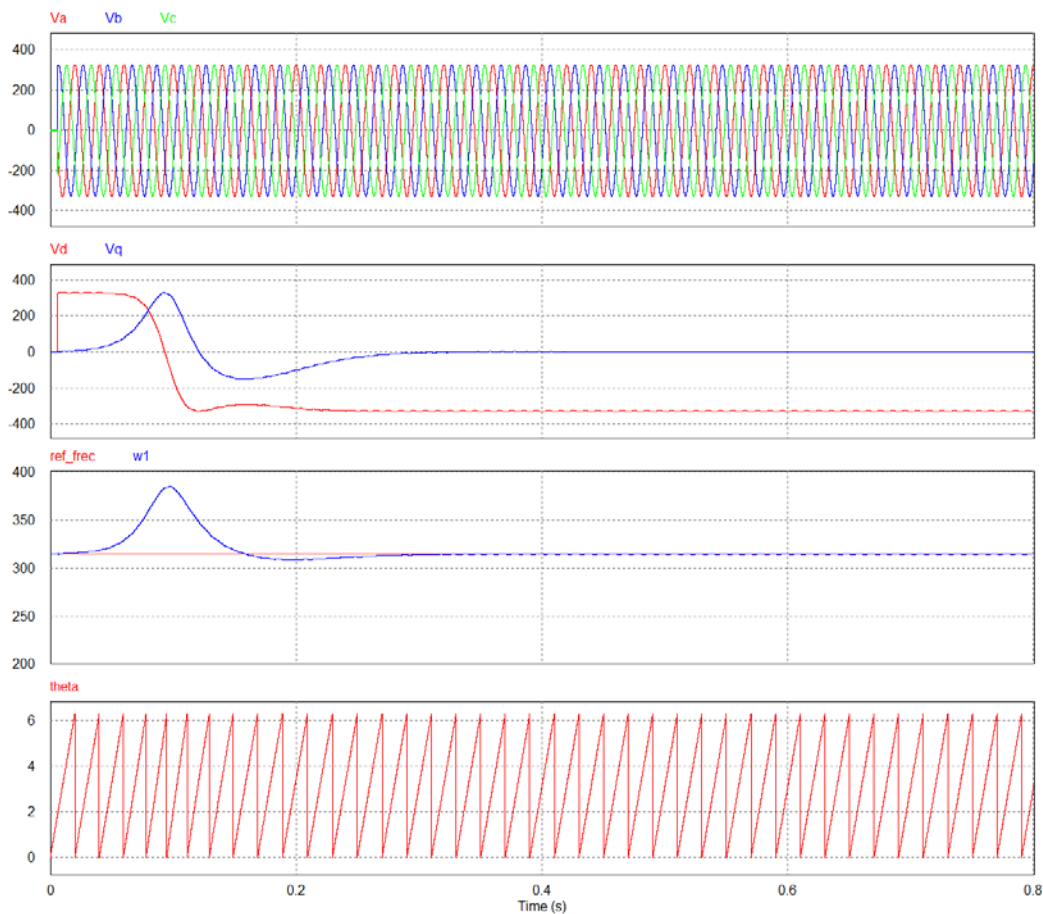


Fig. 48. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-0$ con sistema de tensiones desequilibrado.

Los valores eficaces de las tensiones de fase del sistema trifásico medidos en la entrada de la PLL son:

$$V_a = 231.886 V$$

$$V_b = 229.783 V$$

$$V_c = 230.159 V$$

No se produce una elevada diferencia entre las tensiones de fase del sistema.

En la siguiente imagen se ampliará el seguimiento de la frecuencia que realiza la PLL en el sistema desequilibrado:

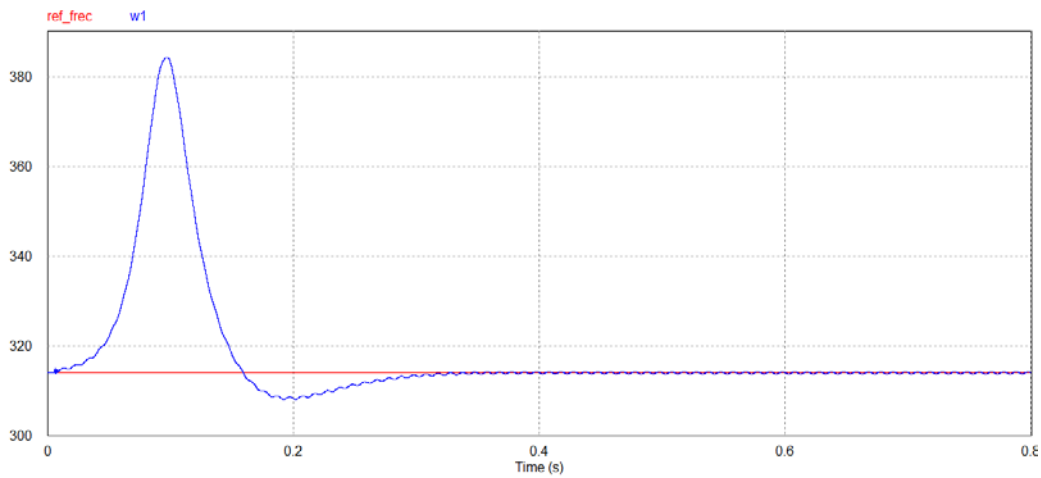


Fig. 49. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a un sistema desequilibrado.

Como se ha comentado, la frecuencia del sistema trifásico no presenta variación, se mantiene constante a 50Hz. En cambio, la PLL detecta una pequeña oscilación en la frecuencia del sistema. Esto se debe a que la salida de la PLL se calcula como promedio de las tres fases, qué en este caso no presenta igualdad en la tensión.

Es importante destacar que las oscilaciones detectadas por la PLL no van más allá de los límites considerados como valor final (98.168%).

El último ensayo a realizar tiene la finalidad de comprobar el funcionamiento de la PLL ante una señal distorsionada por armónicos. Para ello se creará una señal contaminada con un THD (*Total Harmonic Distorsion*) del 23% con armónicos de tercer y quinto orden. Los valores de las tensiones armónicas son:

Tensión eficaz [V]	Frecuencia [Hz]
230	50
50	150
10	250

Tabla 9. Armónicos del sistema trifásico de tensiones.

Los resultados de esta simulación se presentan a continuación:

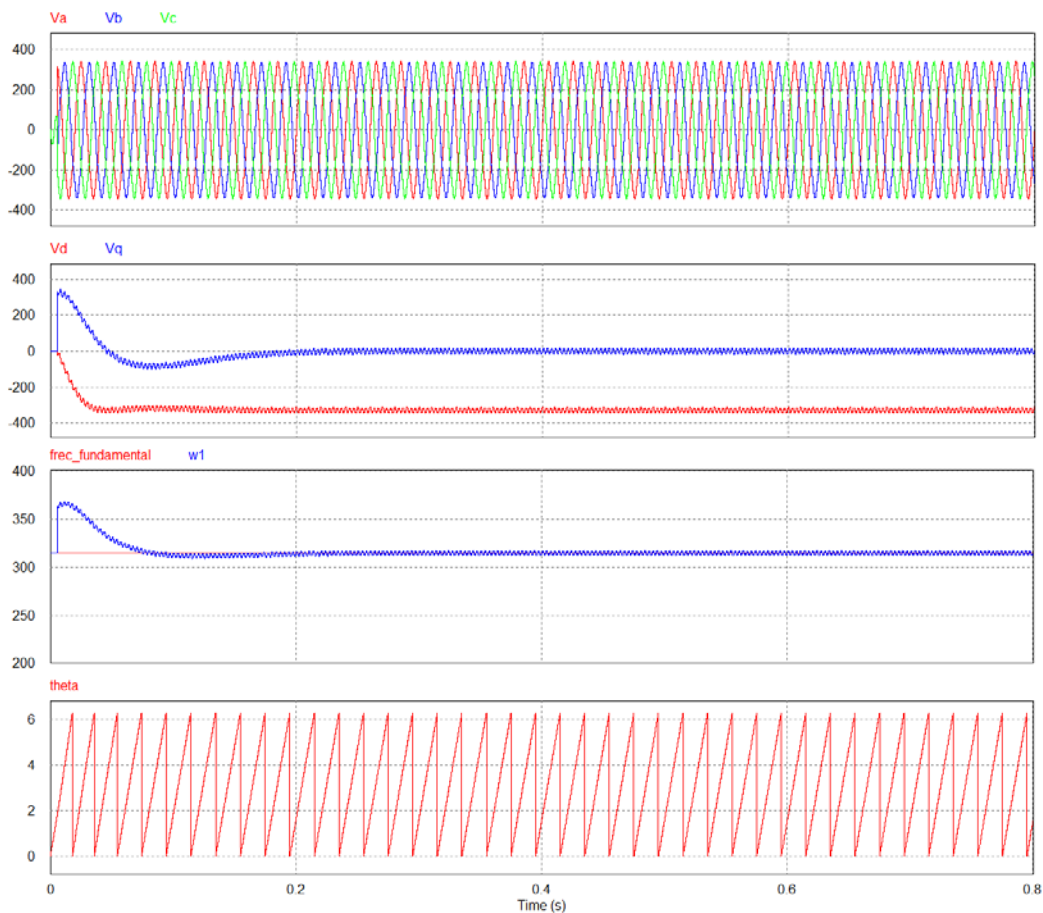


Fig. 50. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema $d-q-\theta$ con sistema de tensiones contaminado por armónicos.

A continuación se ampliará la forma de onda de la tensión que recibe la PLL, en este ensayo aparece una ventaja para la determinación de la frecuencia fundamental que es el efecto del filtro. La diferencia entre la tensión de red y la que lee la PLL:

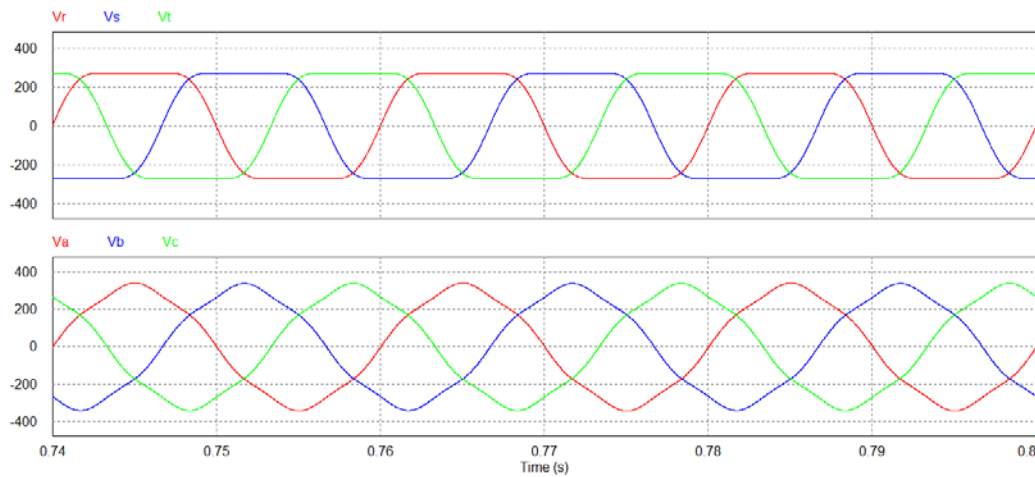


Fig. 51. Tensión de red y tensión leída por la PLL.

El THD de la red es de 22.167% mientras que la tensión que llega a la PLL tiene un THD de 4.749%, por lo que los efectos de las frecuencias distorsionantes disminuyen.

La frecuencia determinada por la PLL es:

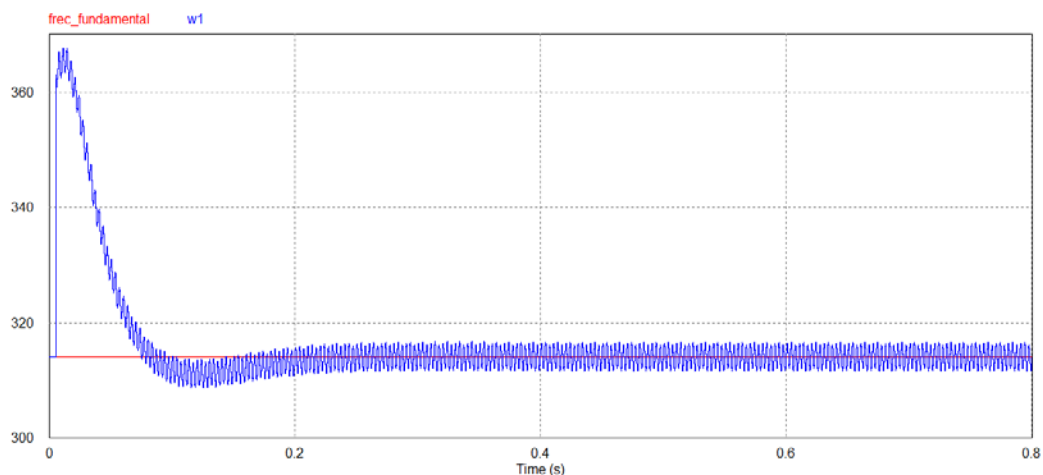


Fig. 52. Ampliación de la respuesta de la PLL frente a un sistema de tensiones con un THD del 5%.

Aunque parezca que el sistema tiene una respuesta reprochable, el error producido es inferior al 2% y una posible aproximación es el valor medio de la frecuencia detectada por la PLL.

La conclusión obtenida a raíz de los ensayos es que esta etapa de sincronización, basada en el campo de referencia síncrona, muestra una respuesta, rápida y precisa, en el régimen estacionario bajo condiciones de estabilidad, aunque en periodos de desequilibrio el comportamiento de este tipo de PLL pierde precisión, ya que la información referente a fase, frecuencia y amplitud obtenida por la SRF-PLL no es individualizada para cada fase, sino que es calculada como valor medio de las tensiones del sistema trifásico.

3.1.2. Mediante sistema de referencia α - β

Esta etapa de sincronización consiste en transformar las lecturas obtenidas de tensión en campo de referencia a - b - c , mediante la transformada de Clarke, en un sistema de dos ejes estáticos (α - β) perpendiculares entre sí.

La sincronización se realizará con dos etapas de integración Second Order Generalized Integrators (SOGI), uno para el control de la componente alfa de tensión y otro para la componente beta, que posteriormente se unirán en la detección de la frecuencia.

En este caso la referencia del sistema es la tensión de la red y se desea que la salida del SOGI sea la estimación de esta, la estructura de este estimador es:

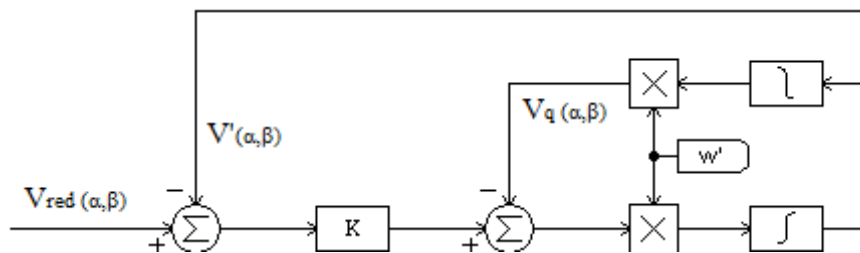


Fig. 53. Esquema SOGI-QSG.

Esta estructura se conoce como SOGI-QSG (*Quadrature Signal Generation*).

La comparación entre la salida del SOGI y la lectura de red provoca una variación en la función de transferencia del sistema, que queda como:

$$\frac{V'_{\alpha\beta}}{V_{red\ \alpha\beta}} = \frac{K\omega s}{s^2 + K\omega s + \omega^2}$$

Con esta configuración, en que la ganancia aparece en el denominador, esta desempeña un importante papel, ya que afecta al ancho de banda del sistema, como puede observarse en la siguiente ilustración:

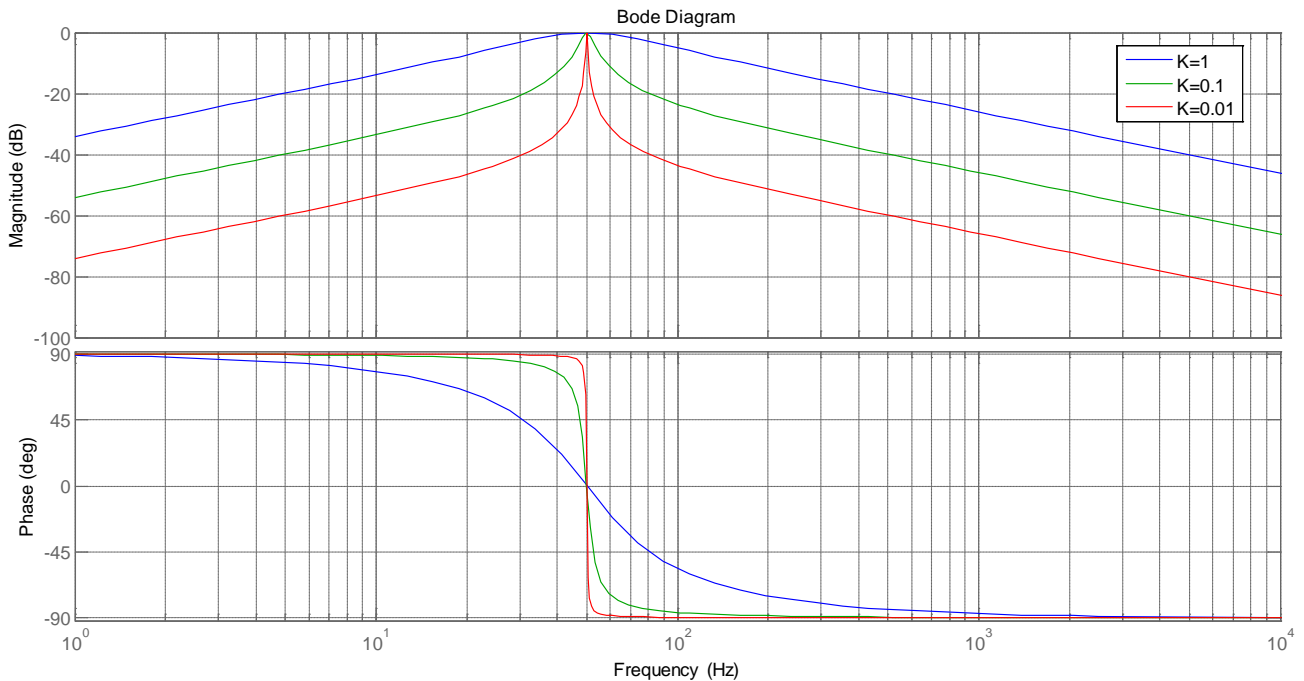


Fig. 54. Diagramas de Bode del SOGI-QSG para distintas ganancias.

De la superposición de los diagramas de Bode se entiende que a medida que la ganancia disminuye el comportamiento del SOGI es cada vez más parecido al de la función de transferencia del resonante puro. Esto es lógico si se tiene en cuenta que a medida que K tiende a cero el denominador de la función tiende a ser el de la función de transferencia del resonante puoa, sin poder ser cero, ya que la aparición de la ganancia en el único término del numerador provocaría que la función de transferencia fuese cero.

La diferencia primordial entre la estructura del esquema resonante amortiguado y el resonante puro es que la ganancia máxima del sistema es 1 e infinito respectivamente. Esto se demuestra a continuación:

$$\frac{K\omega s}{s^2 + \omega^2} \Big|_{s=j\omega} = \frac{K\omega j\omega}{-\omega^2 + \omega^2} = \infty$$

$$\frac{K\omega s}{s^2 + K\omega s + \omega^2} \Big|_{s=j\omega} = \frac{K\omega j\omega}{-\omega^2 + K\omega j\omega + \omega^2} = 1$$

Por lo tanto se pretende sintonizar la frecuencia de resonancia del filtro al valor de la frecuencia nominal de la red, de modo que la amplitud cercana a esa frecuencia llegará a la salida sin apenas variación, mientras que las frecuencias alejadas de esa se observarán muy atenuadas.

A la salida de este bloque se obtendrá la señal equivalente en el campo de referencia α - β filtrada, de modo que será más fácil obtener la frecuencia fundamental.

Con las señales de tensión de α y β se debe detectar la frecuencia y el ángulo del sistema de estudio. Para llevar a cabo esto se realizará los siguientes montajes:

- Para detectar el ángulo:

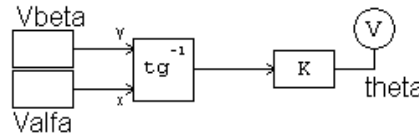


Fig. 55. Determinación del ángulo de fase.

Estos bloques aprovechan la relación entre los vectores del marco de referencia α - β , desfasados 90° entre ellos, trigonométricamente de un triángulo rectángulo se deduce:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right)$$

Al partir de una función trigonométrica se obtiene mayor precisión que en el caso anterior, en el que se limitaba la integral a un valor aproximado a 2π .

- Determinar la frecuencia mediante este modelo es una operación más compleja:

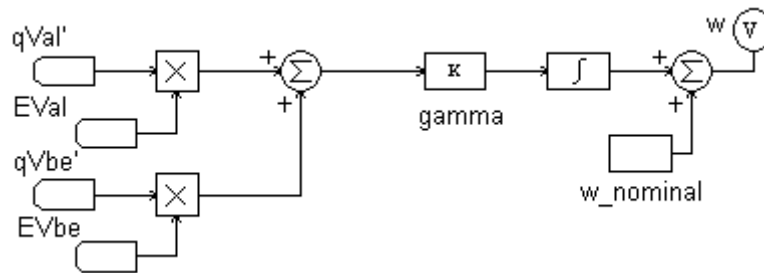


Fig. 56. Determinación de la frecuencia.

Dónde:

- $\varepsilon V_{\alpha\beta}$ representa el error entre la tensión de entrada y la salida.
- $qV_{\alpha\beta}$ representa la salida en cuadratura del SOGI.

El producto de estas señales determina la variación de frecuencia que se debe aplicar para seguir a la frecuencia de la red. Cuando se consigue igualar la frecuencia de salida del SOGI y la de red, la señal de error pasa a ser cero y la salida pasa a depender solo del valor que mantenga el integrador y el valor nominal de la frecuencia de red.

Las pruebas que se realizarán con este esquema de sincronización son las mismas que con la PLL testada anteriormente.

Los valores del controlador que aseguran un régimen estable son:

$$K_r = \sqrt{2} \text{ y } \gamma = \frac{-1}{7}$$

Con todo, el esquema de la etapa de sincronización, junto con el circuito de test, resulta:

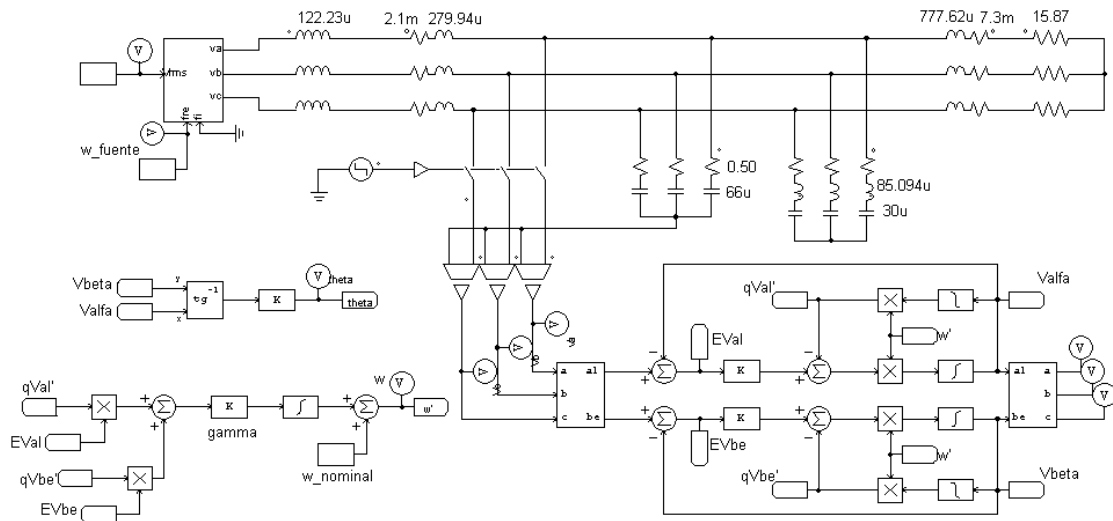


Fig. 57. Esquema de sincronización del sistema SOGI-QSG

El primer ensayo se realiza con un sistema equilibrado de 400V eficaces de línea pulsando a 50Hz. Del mismo modo que en los ensayos anteriores se considera el filtro LCL+trap y una carga de 10 kW para evitar el cortocircuito. El resultado es:

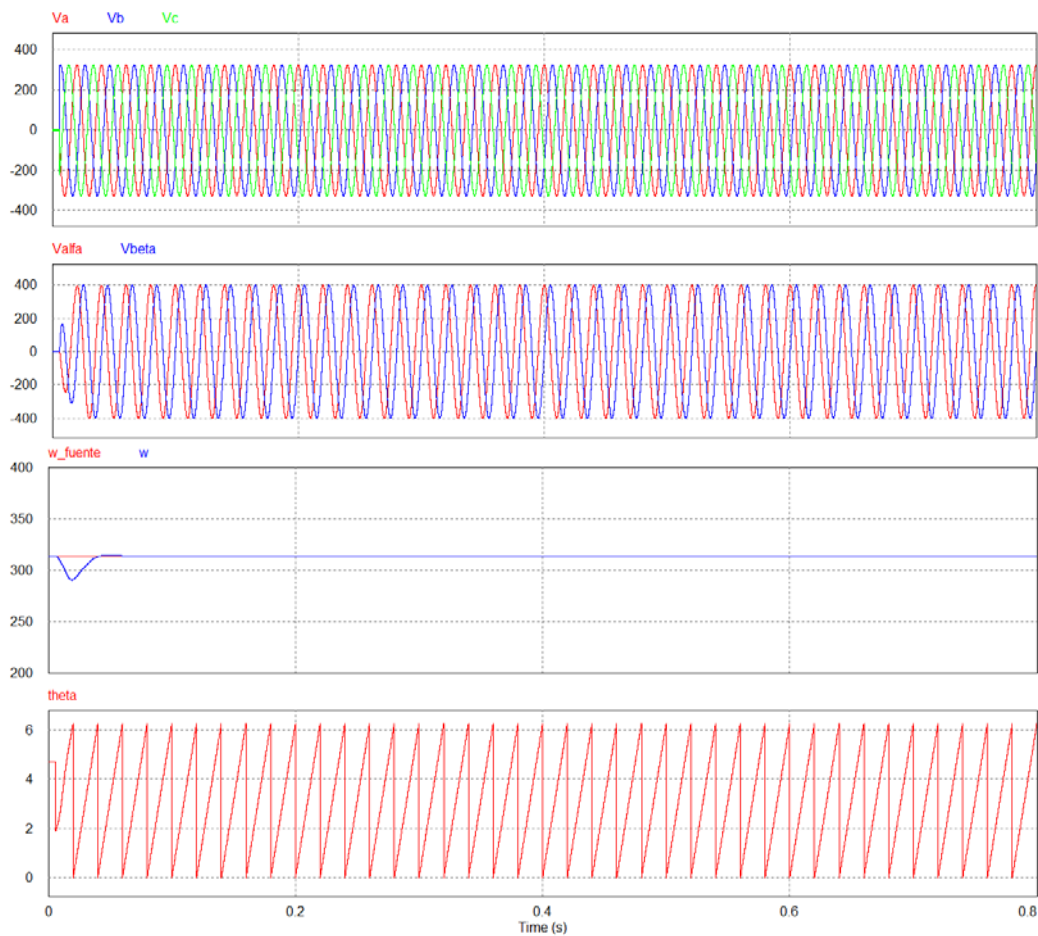


Fig. 58. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema α - β actuando en un sistema estable y equilibrado en condiciones nominales.

Los gráficos muestran:

1. El sistema trifásico de tensiones en el sistema de referencia $a-b-c$.
2. El mismo sistema trifásico en el sistema de referencia $\alpha-\beta$, siendo V_α la curva roja y V_β , la azul.
3. Evolución de la frecuencia, donde la curva roja es la frecuencia de referencia, y la azul, la obtenida por la PLL.
4. El ángulo de posición del fasor.

Una ampliación del seguimiento que realiza el SOGI-QSG de la frecuencia se ofrece a continuación:

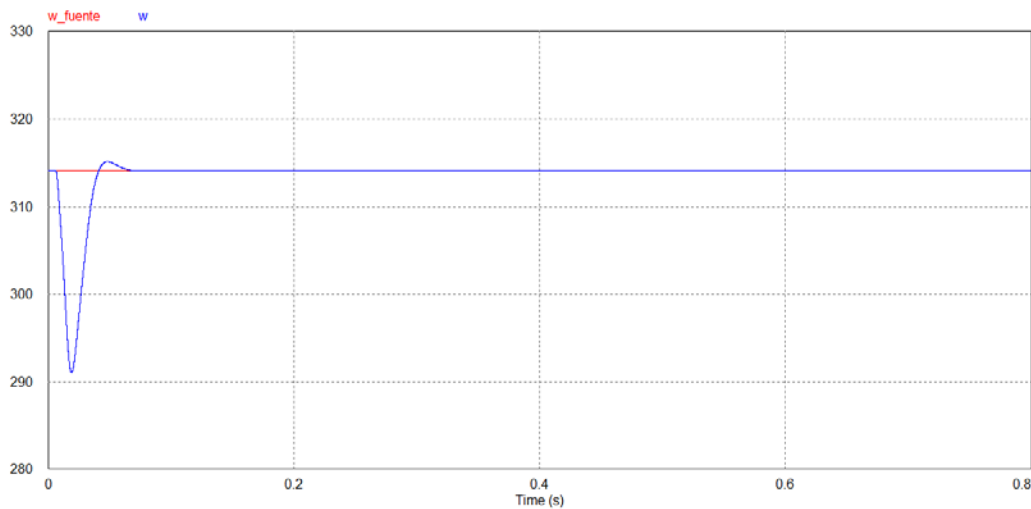


Fig. 59. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema nominal, estable y equilibrado.

Los resultados de este ensayo demuestran que el tiempo de establecimiento del sistema es de 26 milisegundos y que no se producen picos elevados, el error inicial es de 23.138rad/s, lo que se traduce a un error de 3.72 Hz.

Las tensiones en el sistema de referencia de dos ejes estáticos pulsan a 50 Hz y se encuentran desfasadas 90° , su valor de pico es de 400V de fase, mientras que la red es de 326.599 V de pico por fase. La relación entre estos valores es 0.81649, el mismo valor que el factor $\sqrt{2/3}$ que no aparece en estas ecuaciones, como se ha comentado anteriormente.

En el segundo ensayo se realizará la misma variación de frecuencia alternando 50-52 Hz con una frecuencia de 10Hz, los resultados se presentan a continuación:

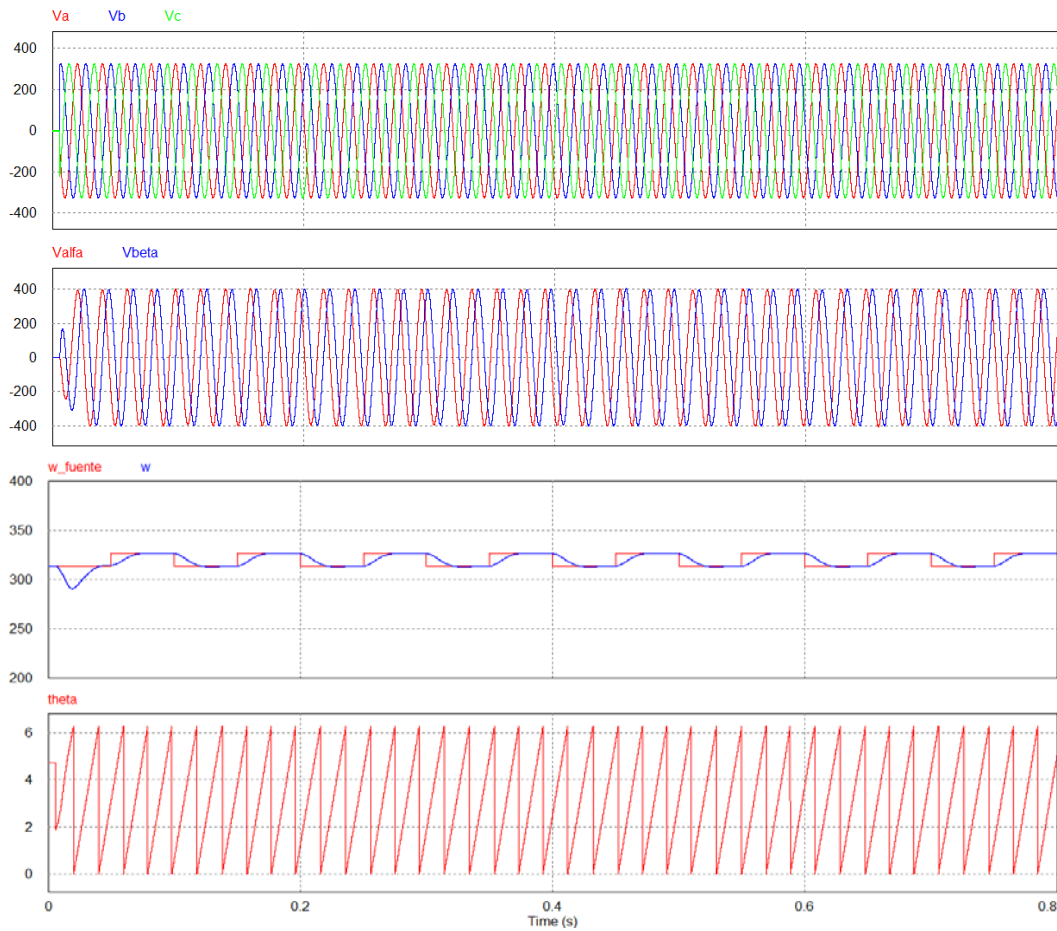


Fig. 60. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema α - β con variación en la frecuencia

Un aumento de la gráfica de frecuencia es presentado a continuación:

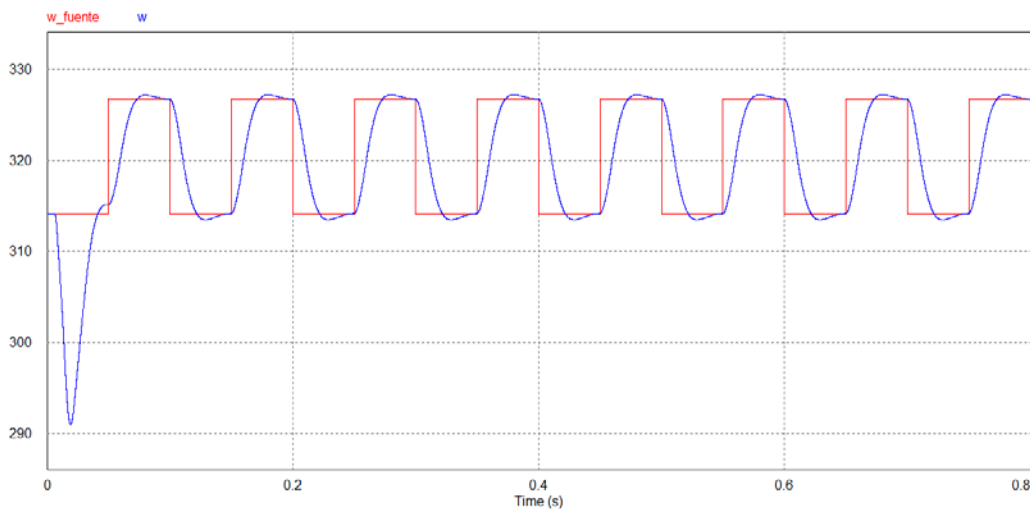


Fig. 61. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a variaciones de frecuencia.

En este caso, la variación de frecuencia no es fácilmente visible ni en el sistema de tensiones en $a-b-c$ ni en el de $\alpha-\beta$, presentados.

Observando la gráfica ampliada de la respuesta frente a la frecuencia puede determinarse que el SOGI-QSG tiene una rápida respuesta a las variaciones de frecuencia, ya que en un tiempo de 30 milisegundos ha detectado y corregido una perturbación de 2Hz, en forma de escalón.

El tercer ensayo consiste en observar la respuesta del SOGI-QSG a la misma variación de frecuencia, añadiéndole dos variaciones de tensión del -15% y +10% en los instantes 0.3 y 0.6 segundos. Los resultados obtenidos son:

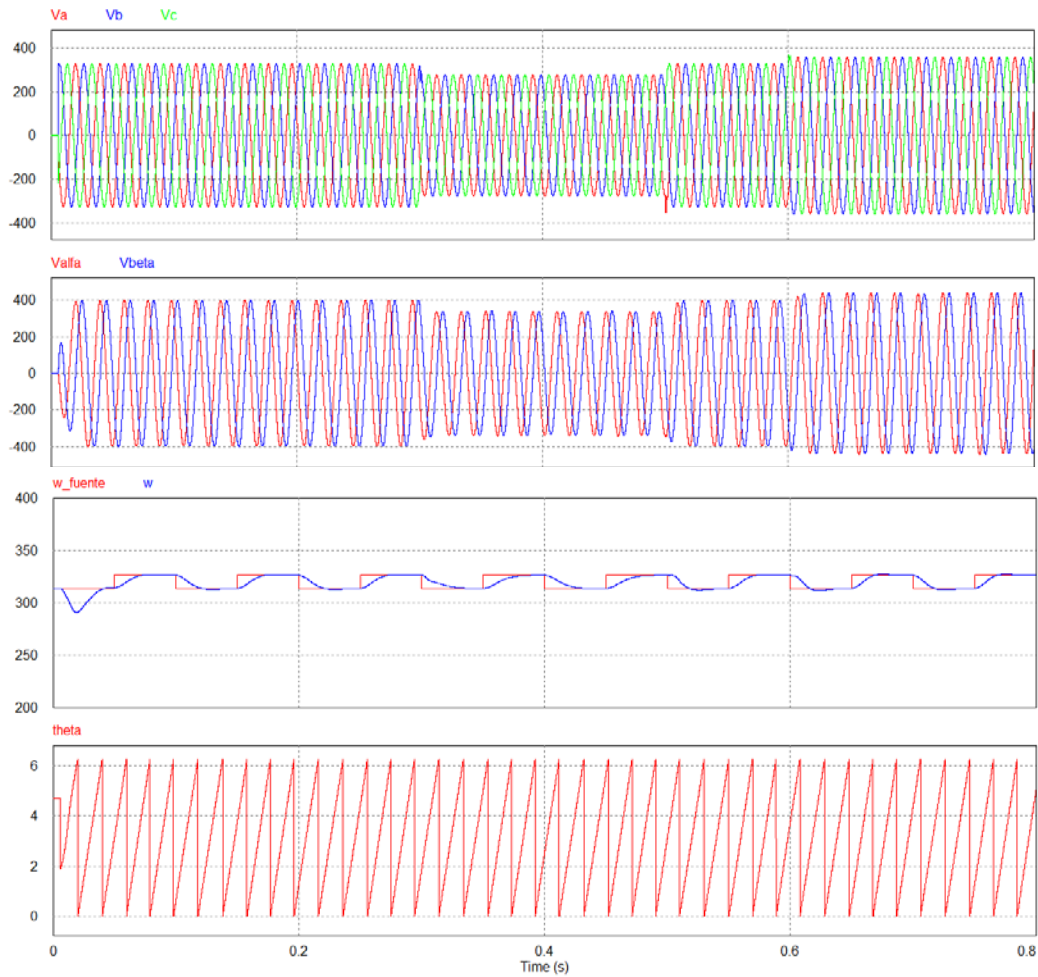


Fig. 62. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema α - β con variación en la frecuencia y en la tensión

La respuesta de la frecuencia ampliada queda como:

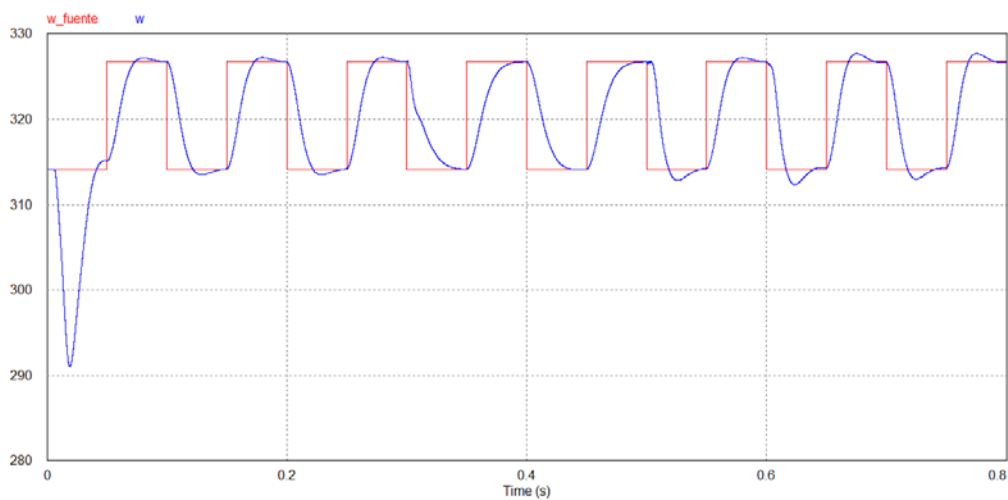


Fig. 63. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a variaciones de tensión y frecuencia



La variación de tensión en amplitud es fácilmente observable tanto en la representación del sistema trifásico en el sistema de referencia $a-b-c$ como en el definido por los vectores perpendiculares $\alpha-\beta$.

Se puede observar una dependencia entre el estado de la tensión y el seguimiento que realiza el SOGI-QSG de la frecuencia, de modo que la velocidad de a la que se detecta la perturbación de frecuencia está directamente relacionada con la amplitud de tensión del sistema.

El siguiente ensayo a realizar es el comportamiento del SOGI-QSG frente a un sistema desequilibrado. Los valores de las resistencias colocadas son los mismos que en el mismo ensayo con la PLL. Los resultados son:

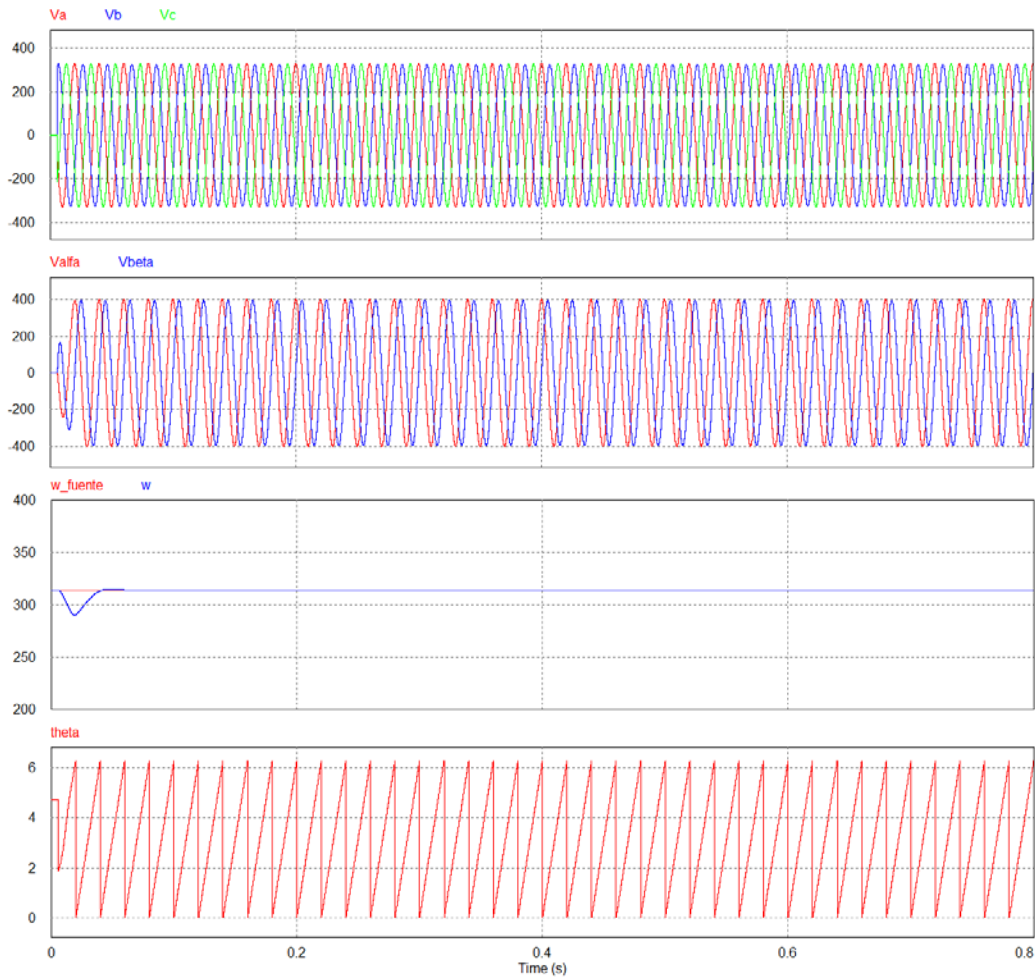


Fig. 64. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema α - β con sistema de tensiones desequilibrado

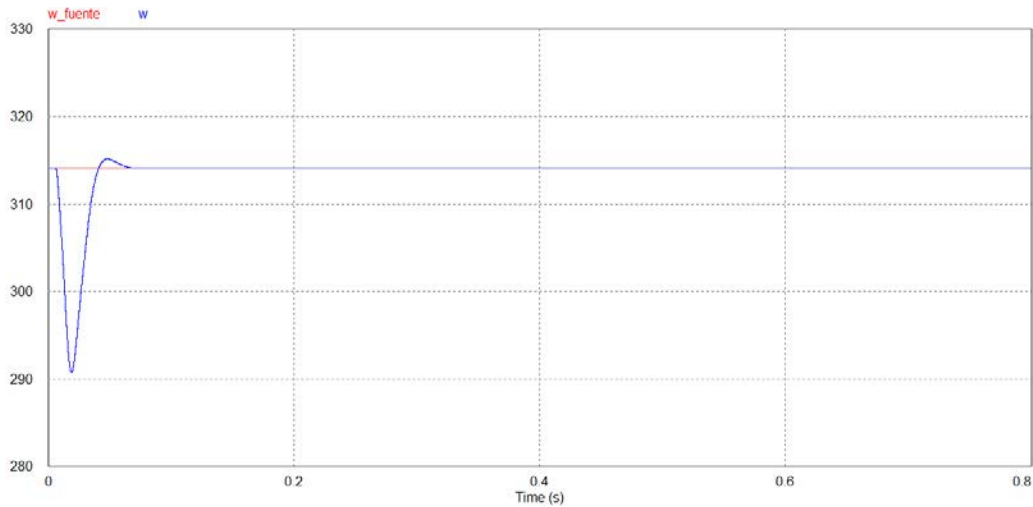


Fig. 65. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema desequilibrado

De nuevo, los efectos que producen las cargas no balanceadas en la tensión de red son inapreciables, aunque la tensión eficaz de cada fase es:

$$V_a = 231.260 \text{ V}$$

$$V_b = 229.335 \text{ V}$$

$$V_c = 228.981 \text{ V}$$

Referente al seguimiento de la frecuencia se puede observar una señal limpia muy parecida a la obtenida en el ensayo con condiciones nominales. Aunque en este caso el tiempo de estabilización es de 26.700 ms, cometiendo el mismo error en el pico inicial.

Es importante el hecho de obtener una señal tan plana, ya que en el ensayo con la PLL el resultado mantenía una ligera oscilación.

El último ensayo a realizar es el actuar con un sistema de tensiones trifásico contaminado por armónicos de tercer y quinto orden, con el mismo THD y de la misma magnitud que en el ensayo con la PLL. Los resultados son:

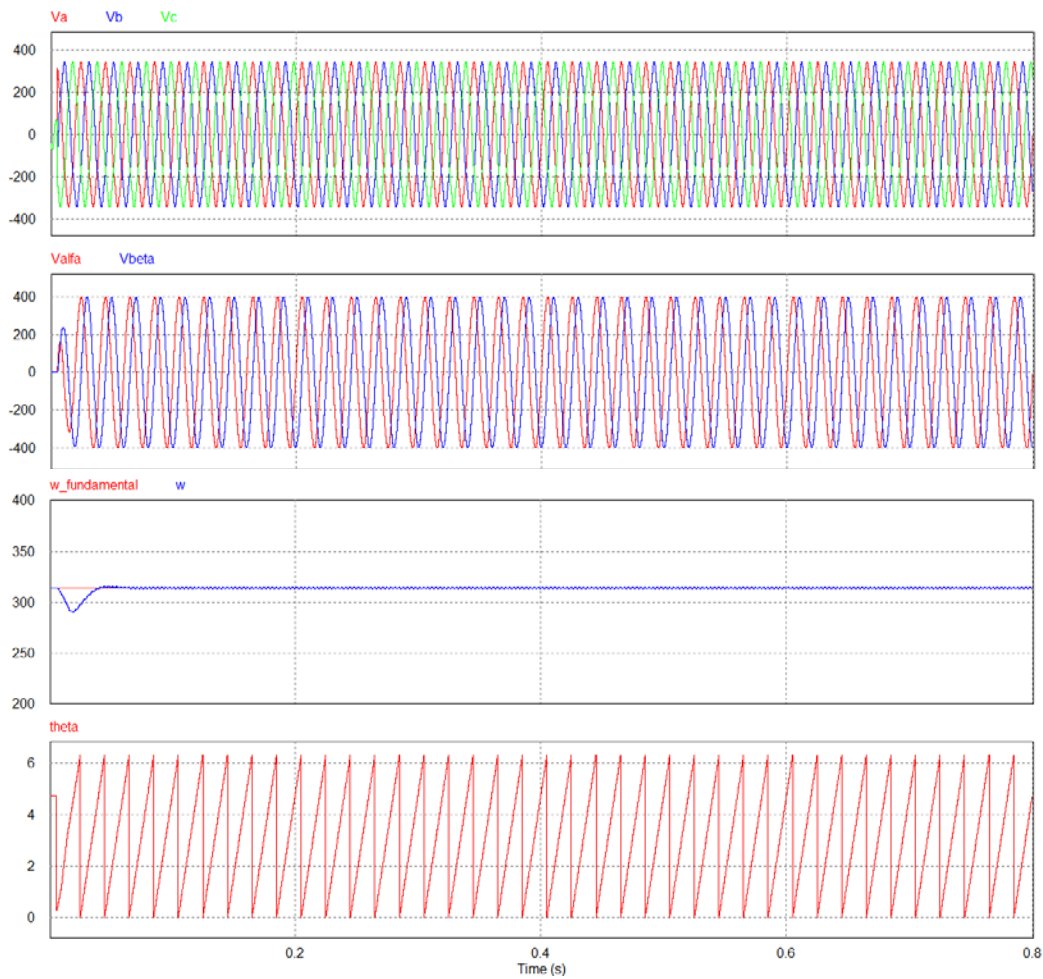


Fig. 66. Resultados de la simulación de la etapa de sincronización trabajando en sistema α - β con sistema de tensiones contaminado por armónicos

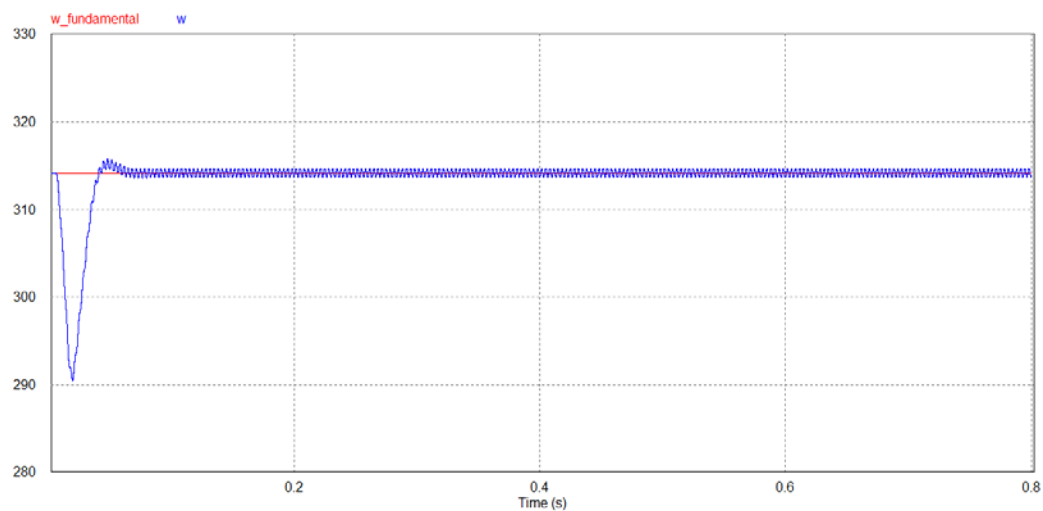


Fig. 67. Ampliación de la respuesta del SOGI-QSG frente a un sistema de tensiones contaminado por armónicos

Como era previsible, en este caso se repiten los efectos del filtro sobre las ondas de tensión, disminuyendo el efecto de los armónicos. En ambos casos el efecto sobre la etapa de sincronización es el mismo, por lo que se podrán comparar los sistemas.

En régimen estacionario el SOGI-QSG ofrece una aceptable respuesta, ya que su lectura de frecuencia oscila entre:

$$\omega_{max} = 314.7446 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{min} = 313.6277 \text{ rad/s}$$

Lo que en hercios se traduce a:

$$f_{max} = 50.09 \text{ Hz}$$

$$f_{min} = 49.91 \text{ Hz}$$

Por lo que el error en valor absoluto y relativo es de:

$$\varepsilon = 0.09 \text{ Hz}$$

$$\varepsilon_r = 0.18 \%$$

Es importante recordar que el esquema resonante actúa como filtro, por lo que las tensiones en su salida, utilizadas para determinar la frecuencia y la fase, serán ondas menos contaminadas por los armónicos.

Una vez realizados todos los ensayos para los dos métodos de sincronización se presenta una tabla resumen con los resultados de seguimiento de frecuencia de todos los ensayos:

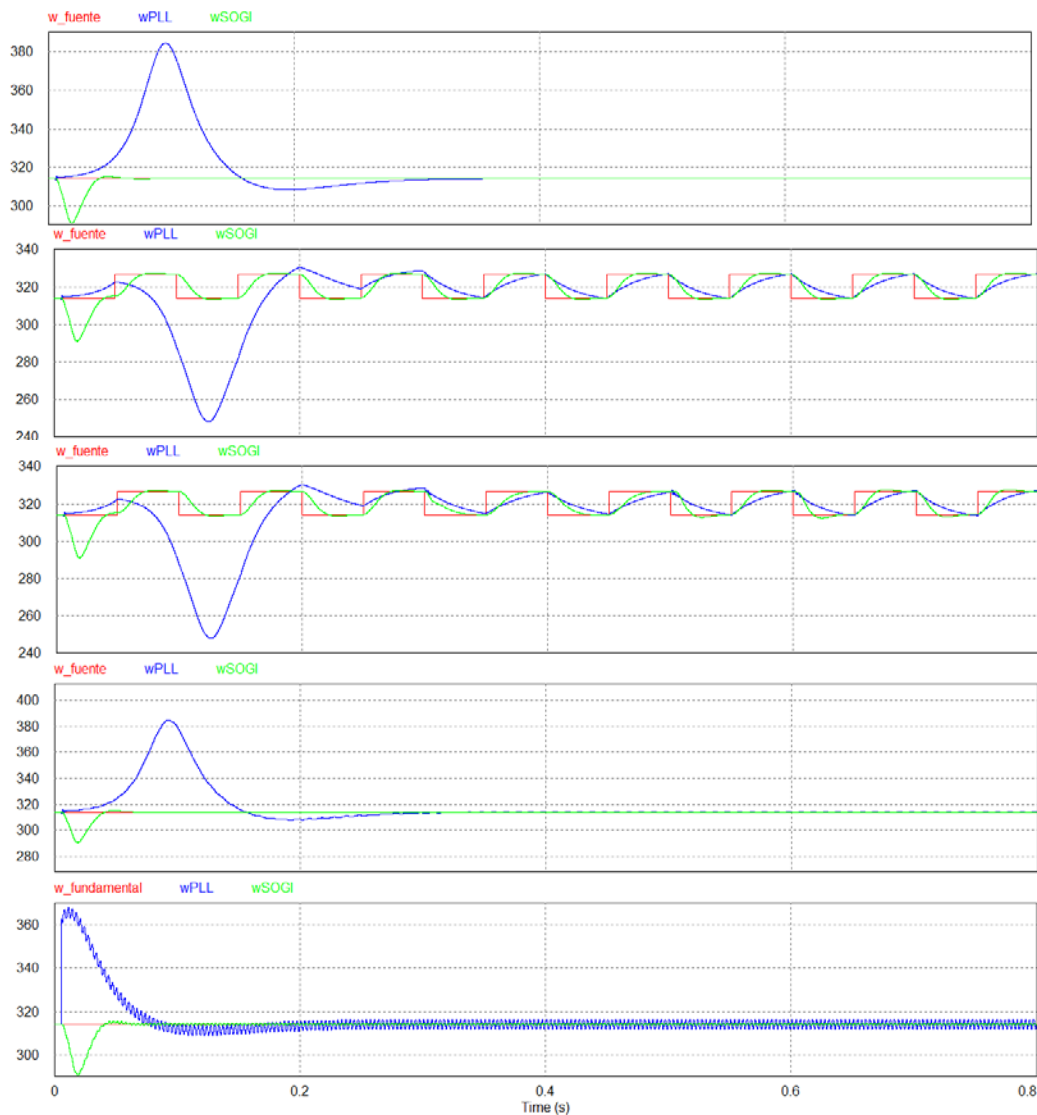


Fig. 68. Comparación de seguimiento de frecuencia para la SFR-PLL y el SOGI-QSG

En los gráficos la curva roja representa la frecuencia del generador o la frecuencia fundamental; la azul, el seguimiento de la PLL, y la verde, el seguimiento del SOGI-QSG.

A la vista de estos resultados se concluye que la sincronización mediante el esquema de doble integrador SOGI-QSG es más veloz y preciso tanto en condiciones balanceadas como en sistemas de tensión no equilibrados que el de la SRF-PLL, así como en el desarrollo de una buena caracterización ante señales de potencia contaminadas por armónicos. Esta conclusión es consecuencia de observar tiempos de estabilización y respuesta dinámica.

Por tanto en el desarrollo del control de corriente inyectada a la red, cuando sea necesaria la introducción de una etapa de sincronización se utilizará este modelo.

3.2. Bloque de control vectorial

Una de las técnicas de modulación de los inversores trifásicos comerciales más usada hasta hace pocos años ha sido la modulación sinusoidal del ancho de pulso, también conocida como SPWM. No obstante una de las problemáticas que ofrece esta simple estrategia de regulación reside en el limitado rango lineal de operación. Con la finalidad de incrementar el rango lineal de control del punto de operación del inversor trifásico se han desarrollado diversas técnicas de modulación entre las que se encuentra el control vectorial, conocido como *Space Vector Modulation* (SVM).

El propósito de este bloque es el de aumentar la tensión controlada un 15%, consiguiendo que el duty sea una onda rectificada por un rectificador trifásico de puente completo en lugar de ser una sinusoidal. El circuito que implementa este concepto, se puede simplificar como el que muestra la figura:

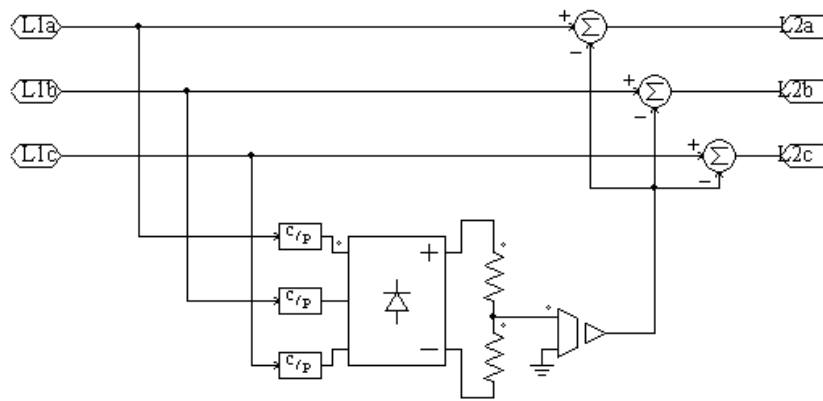


Fig. 69. Bloque de control vectorial

El funcionamiento de este bloque es simplemente restar a la señal trifásica original una señal triangular del triple de frecuencia (de este modo se consigue restar lo mismo a cada fase). Con una entrada trifásica, la salida de rectificadora y la onda rectificada de una fase quedan como:

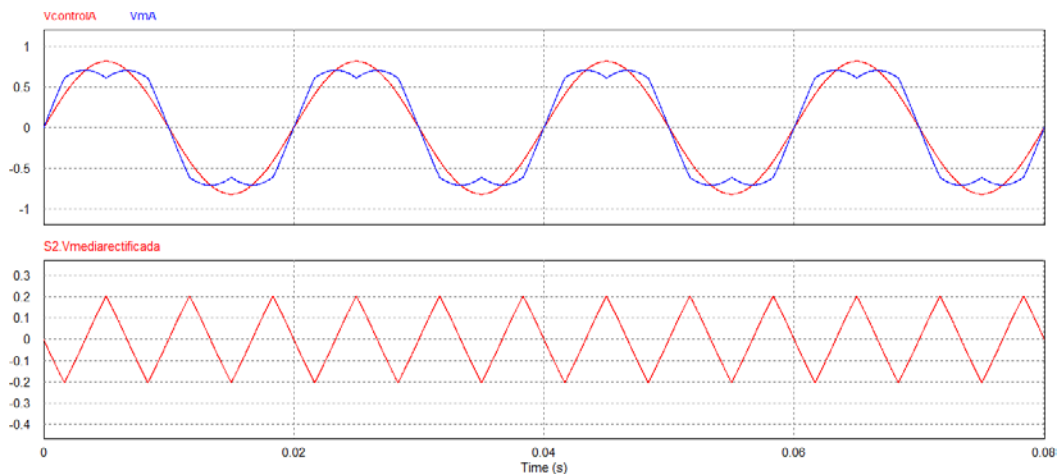


Fig. 70. Señales del bloque de control vectorial



El primer gráfico compara una fase de la señal de entrada (onda roja) y la señal de salida de la misma fase (onda azul). Como se ha comentado la señal de entrada es una señal sinusoidal de 50Hz y la señal de salida es una señal rectificadora de puente completo pulsando también a 50Hz.

El segundo gráfico muestra la onda de tensión medida por el sensor de tensión y es el resultado de señal trifásica rectificadora mediante un puente de diodos y un divisor de tensión con sus dos resistencias iguales. Tal y como se ha comentado la señal resultante es una triangular de 150Hz.

3.3. Control de corriente con referencia de corriente

Como el título de este apartado indica estas simulaciones parten de una referencia de corriente. Se trabajará con el modelo del inversor trifásico, el filtro LCL más su componente “trap” y una fuente trifásica que actuará como red.

En el control de corriente del inversor conectado a red existen dos posibilidades para controlar la corriente inyectada, en función de en qué zona del circuito se toma la medida de esta corriente, para compararla con la referencia:

1. Medir la corriente en el lado del inversor.
2. Medir la corriente en el lado de red.

La diferencia entre tomar la medida en un lugar o en el otro reside en los efectos del filtro. Para conocer de forma más precisa la corriente que se está inyectando y que sea lo más parecida posible a la referencia, es preferible realizar el control en el lado de red. Por otro lado, el hecho de controlar la corriente en el lado de red aumenta la complejidad del sistema, ya que aparecen más polos en la función de transferencia.

Los esquemas que se presentarán y se simularán son:

1. Control proporcional en el campo de referencia $a-b-c$.
2. Control proporcional-integrador en el campo de referencia $a-b-c$.
3. Control proporcional-integrador en el campo de referencia síncrono $d-q$.
4. Control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en un marco de referencia estático de dos ejes $\alpha-\beta$.
5. Control de corriente mediante controlador proporcional-resonante en un marceo de referencia estático de dos ejes $\alpha-\beta$.

3.3.1. Control proporcional en campo de referencia *a-b-c*

Inicialmente se realizará el control del inversor con un simple controlador proporcional en el sistema de referencia *a-b-c*, para observar sus limitaciones y comprobar cómo a medida que aumenta la complejidad del sistema se consigue mejorar el control.

El esquema utilizado es el siguiente:

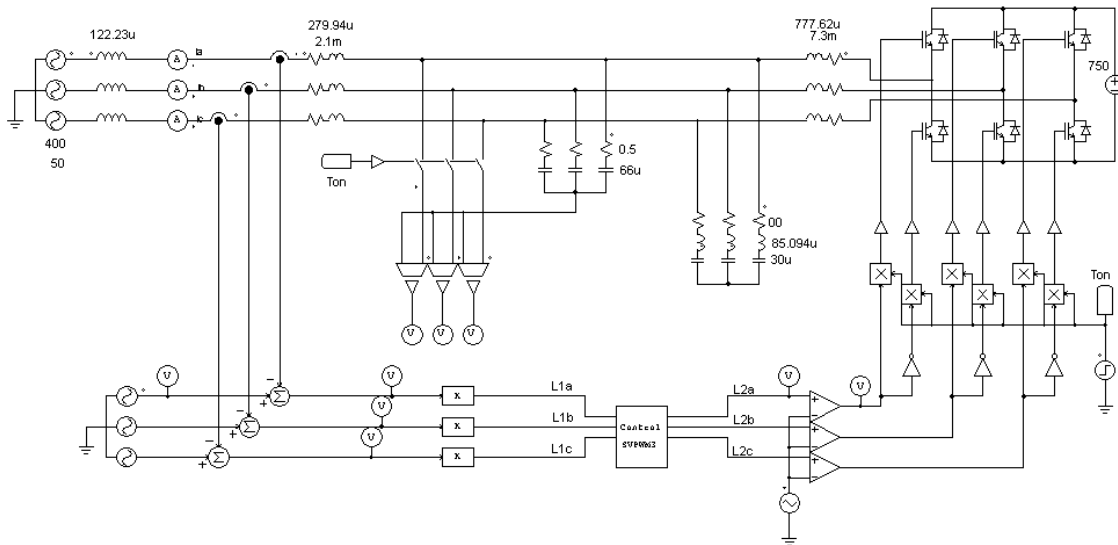


Fig. 71. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional en campo de referencia *a-b-c*.

Los valores de la fuente trifásica son los parámetros de red: 400 V eficaces de línea y una frecuencia de 50Hz. Los valores del filtro son los especificados en el apartado 2.2. *Filtro LCL + trap*. El valor de la referencia de corriente es de $204.124A_{rms}$.

El control de los interruptores de potencia se realizará mediante la modulación PWM, negando. La frecuencia de conmutación utilizada en la fuente triangular es de 3150Hz. La fuente que activa la conexión del inversor está temporizada para pasar al estado alto en 0.05s, de este modo se evita trabajar con el transitorio de conexión del filtro a la red de potencia.

Con estos parámetros los resultados de este control son los siguientes:

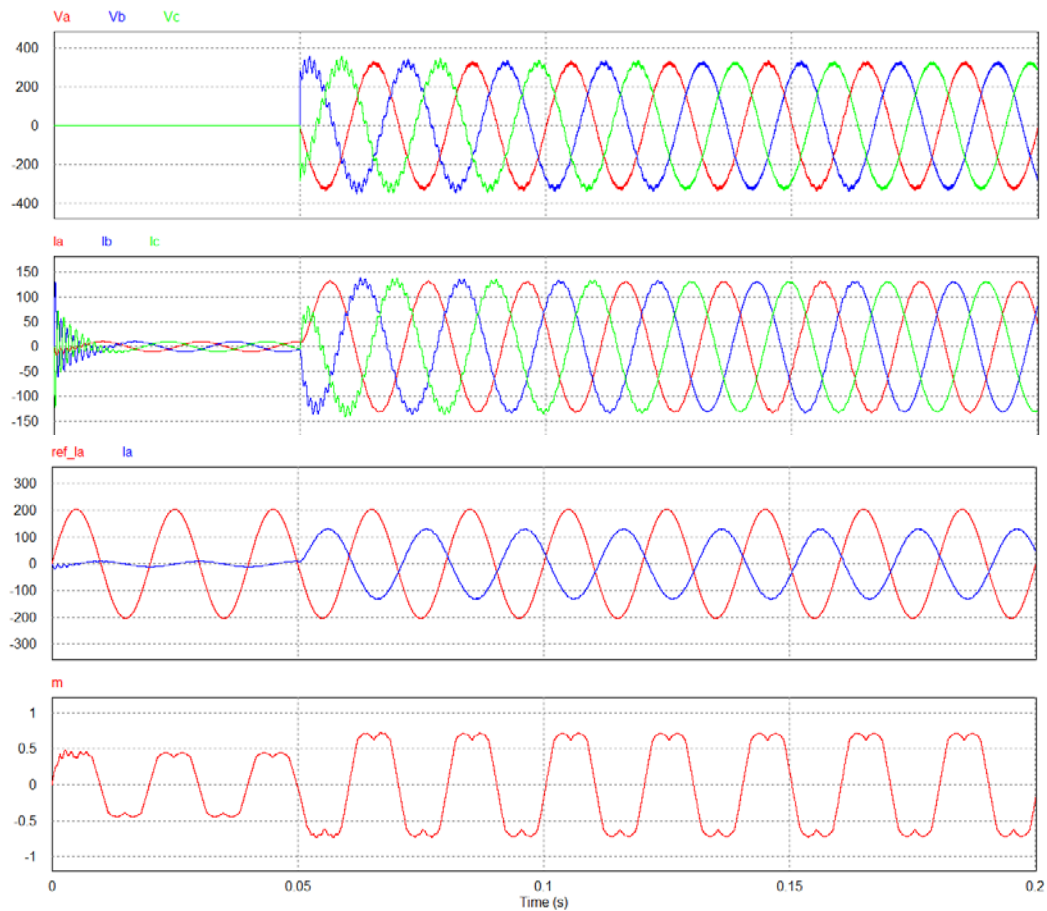


Fig. 72. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional en sistema referencia *a-b-c*.

Los gráficos que aparecen muestran:

1. Tensión de red.
2. Corriente inyectada.
3. Referencia de corriente de una fase (roja) y corriente inyectada de la misma fase (azul).
4. Onda moduladora de una rama de IGBTs

En este caso la constante proporcional (K_p) ha sido determinada por prueba y error tratando de conseguir una señal moduladora estable. El valor obtenido es de:

$$K_p = \frac{1}{400}$$

La conclusión a la que se llega viendo los primeros resultados es que esta metodología de control es inadmisibles para esta aplicación.

Como puede observarse, la corriente inyectada no sigue a la referencia que se presenta, aunque se controla la amplitud. Esto es debido al bajo valor que debe tomar la constante del controlador. Comprobando el sentido de la corriente, se deduce que el inversor está consumiendo potencia de la red, en lugar de inyectarla.

El problema que presenta esta configuración es que aparece una resonancia cercana a 1000Hz, que este método de control no puede evitar alimentar. A causa de esto el valor de la constante proporcional debe ser bajo, provocando el deficiente control observado en los resultados de la simulación. Además, las frecuencias de resonancia alimentadas, alteran el comportamiento de la tensión de red, un hecho inadmisibles.

Un método para mejorar el control de la corriente en estas condiciones de control sería aumentar la resistencia de amortiguamiento del filtro, además de añadir carácter resistivo a la componente trap. Aunque disminuye el rendimiento del sistema, si se modifican estas resistencias pasando a ser:

$$R_d = 0.5\Omega \rightarrow 1.5\Omega \text{ y } R = 0\Omega \rightarrow 5\Omega$$

Los resultados son:

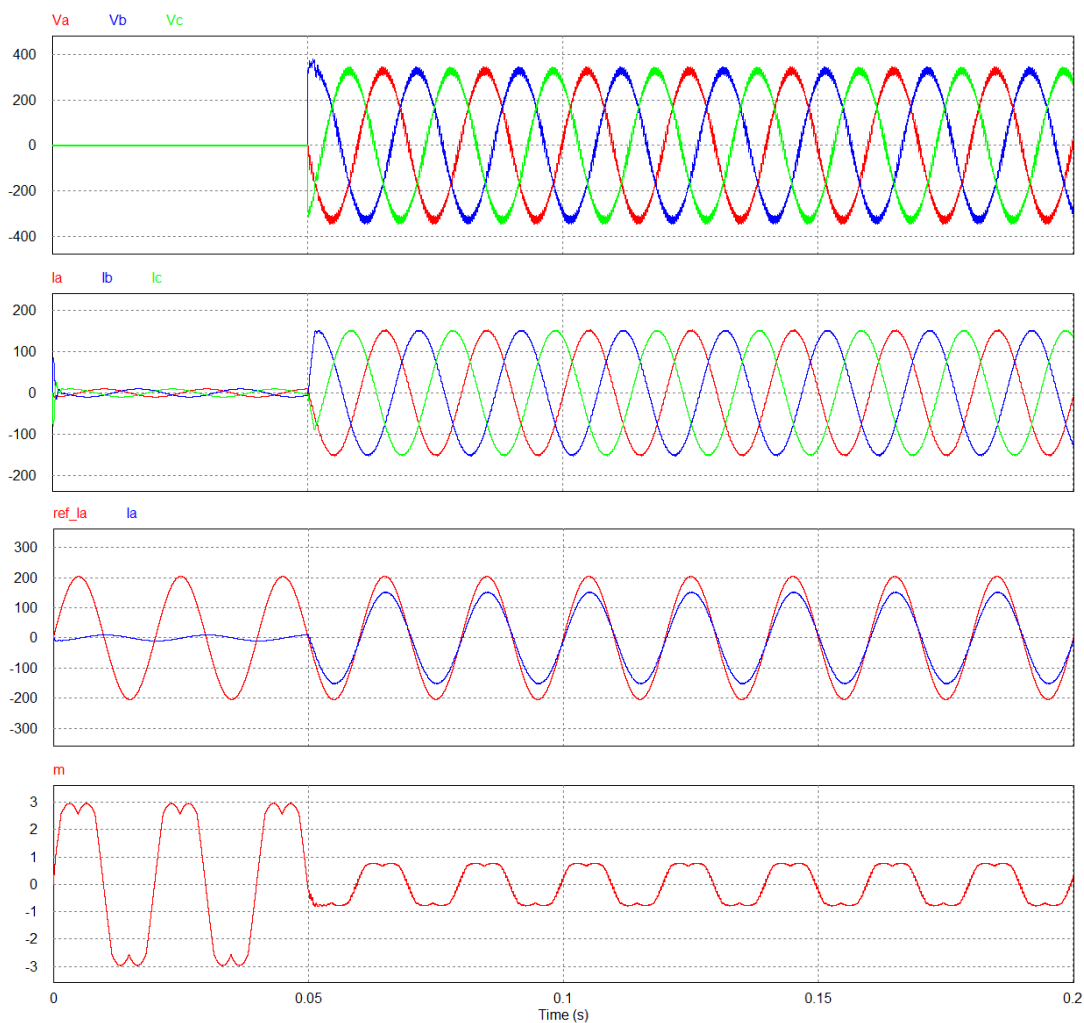


Fig. 73. Resultados de la simulación del mismo esquema de control con el filtro amortiguado.

Las ondas graficadas en este caso son las mismas que en el caso anterior.

Con esta configuración se ha conseguido aumentar la constante proporcional:

$$K_p = \frac{1}{60}$$

Aunque los resultados han mejorado, ya que se ha conseguido que la corriente inyectada tenga un comportamiento más parecido a la referencia, aún se observa un error del 24.4% en la amplitud.

Para conseguir mejorar aún más los resultados de esta estructura, sin aumentar más el amortiguamiento, una alternativa sería aumentar la frecuencia de conmutación de los interruptores, permitiendo aumentar a su vez la constante proporcional y mejorando el control del sistema.

Se ha considerado que tratándose de una metodología de control tan simple como un controlador proporcional y teniendo en cuenta que los cambios a realizar suponen modificar demasiado las condiciones iniciales del sistema, se abandonan aquí los ensayos con este esquema y se procede a incrementar la complejidad del sistema de control.

3.3.2. Control proporcional-integrador en campo de referencia *a-b-c*

A continuación se utilizará un control proporcional integrador en un sistema de referencia *a-b-c*, para reducir la diferencia entre la consigna de corriente y el valor de intensidad real, inyectada a red.

Esta es la única diferencia que se presenta en el esquema de la simulación utilizado, representado en la siguiente ilustración:

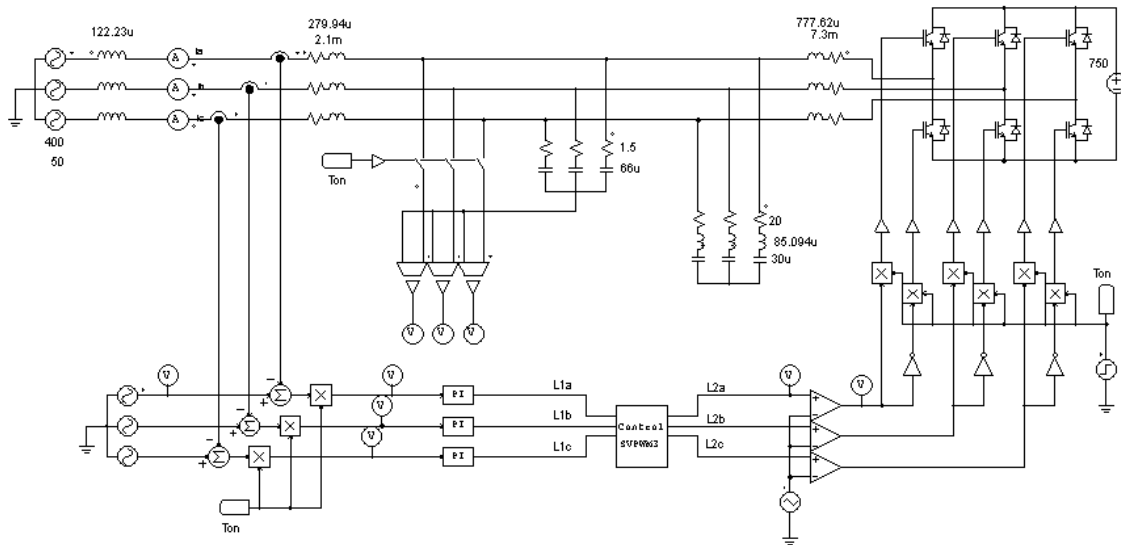


Fig. 74. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia *a-b-c*.

Los parámetros de la simulación son los mismos que en el ensayo anterior: las fuentes tienen los parámetros de red y el filtro, los valores iniciales. La referencia de corriente continuará siendo el valor nominal para 100kW, $144.34A_{rms}$.

La función de la nueva etapa de activación evita que en el integrador se acumule error mientras el control no está activado, evitando así un pico de corriente.

Los resultados de esta simulación son:

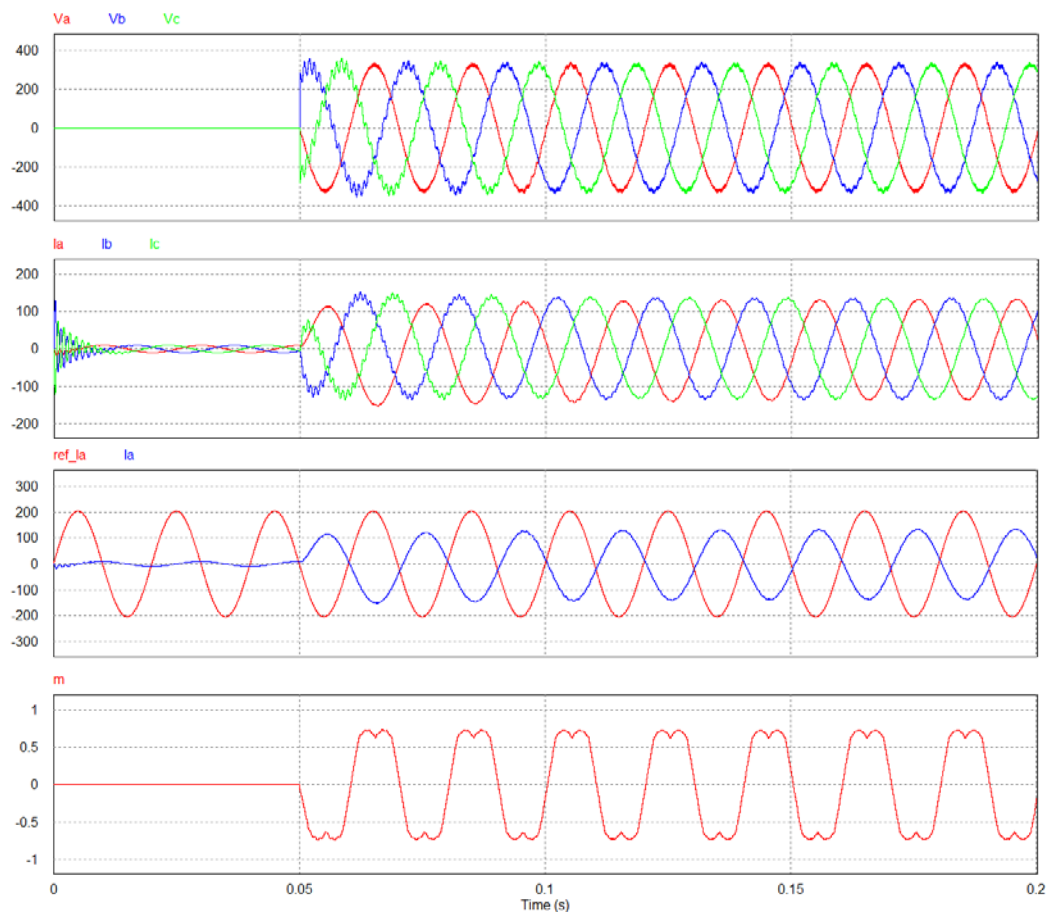


Fig. 75. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema referencia *a-b-c*.

De nuevo, los gráficos que aparecen muestran:

1. Tensión de red.
2. Corriente inyectada.
3. Referencia de corriente de una fase (roja) y corriente inyectada de la misma fase (azul).
4. Onda moduladora de una rama de IGBTs

Como en el caso anterior, las constantes (K_p , K_i) han sido determinadas por prueba y error tratando de conseguir una señal moduladora estable. Para *PSIM*, la ganancia de este bloque es:

$$G_s = K \left(1 + \frac{1}{sT} \right)$$

Los valores utilizados son:

$$K = \frac{1}{400} \text{ y } T = 0.05 \text{ seg}$$

Las lecturas que pueden realizarse de estos gráficos son prácticamente las mismas que en el caso del controlador anterior:

El controlador alimenta una frecuencia de resonancia, de entre 1000Hz y 1250Hz. Motivo por el cual los parámetros deben ser de un valor demasiado bajo para que se corrija el error producido en el sistema.

Para limitar los efectos de la resonancia producida y poder así aumentar la ganancia del controlador, se realizará de nuevo el ensayo con los mismos valores de amortiguación que en el caso anterior. Los resultados son:

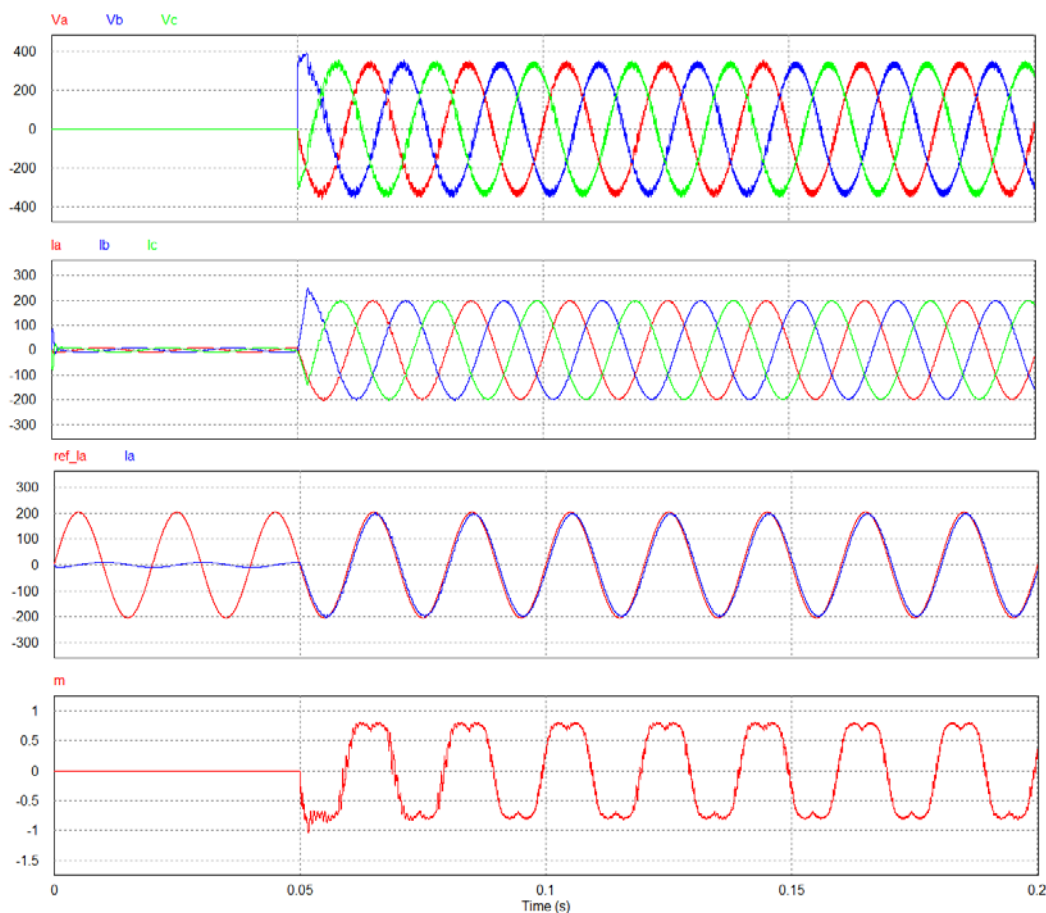


Fig. 76. Resultados de la simulación del mismo esquema de control con el filtro amortiguado.

Los resultados de esta simulación han sido obtenidos para unos parámetros del controlador igual a:

$$K = \frac{1}{50} \text{ y } T = 0.002 \text{ seg}$$

El seguimiento que hace la corriente inyectada respecto a la referencia es el más preciso observado hasta ahora:

- El error en amplitud es de 2.937 A (respecto a los picos).
- El retraso de seguimiento es de 0.376 ms.

Por el contrario, los errores observados son los siguientes:

- Pico de corriente inicial, en una fase, cercano a 245 A de pico (la referencia es de 204.124 A de pico).
- Pérdida de rendimiento por el uso de resistencias amortiguadoras.

Aunque en los dos modelos presentados hasta ahora se ha conseguido un control de corriente aceptable, a pesar de sacrificar rendimiento aumentando la atenuación del filtro, ninguno de los dos tiene en cuenta lo que ocurre con la red. El hecho de conseguir inyectar la potencia activa y reactiva deseada sin conocer el estado de la tensión es improbable.

Por lo que a continuación se utilizarán métodos que requieran del sistema de sincronización.

3.3.3. Control de corriente mediante controlador proporcional integrador en un campo de referencia síncrono ($d-q-0$)

Continuando con el aumento de complejidad del sistema de control, se procede a cambiar el campo de referencia del controlador, pasando de un sistema $a-b-c$ a un marco síncrono $d-q$, mediante la transformada de Park.

Cabe destacar que la transformación que utiliza *PSIM* es:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

Las implicaciones de utilizar esta ecuación son:

- El factor $2/3$ mantiene constante el módulo de los vectores, por tanto la potencia de un sistema a otro no es invariante.
- La componente 0 del sistema no es interesante, ya que representa el valor medio de la magnitud de estudio.

La principal diferencia en este modelo de control es que para poder realizar la conversión del sistema de referencia es necesaria la utilización de un sistema de sincronización que permita conocer el ángulo en que se encuentra el vector equivalente, introduciendo así una etapa de sincronización.

El esquema utilizado en esta simulación se presenta en la página siguiente, debido a que a partir de este punto es necesario mayor espacio para presentar los esquemas de control.

Se puede observar en el esquema un sub-circuito en el que entran las variables:

- $V_{\alpha\beta}$
- $\varepsilon V_{\alpha\beta}$
- $qV_{\alpha\beta}$

En este bloque se encuentran los esquemas presentados anteriormente referentes a la sincronización Fig. 53. Determinación del ángulo de fase. y Fig. 54. Determinación de la frecuencia. del SOGI-QSG.

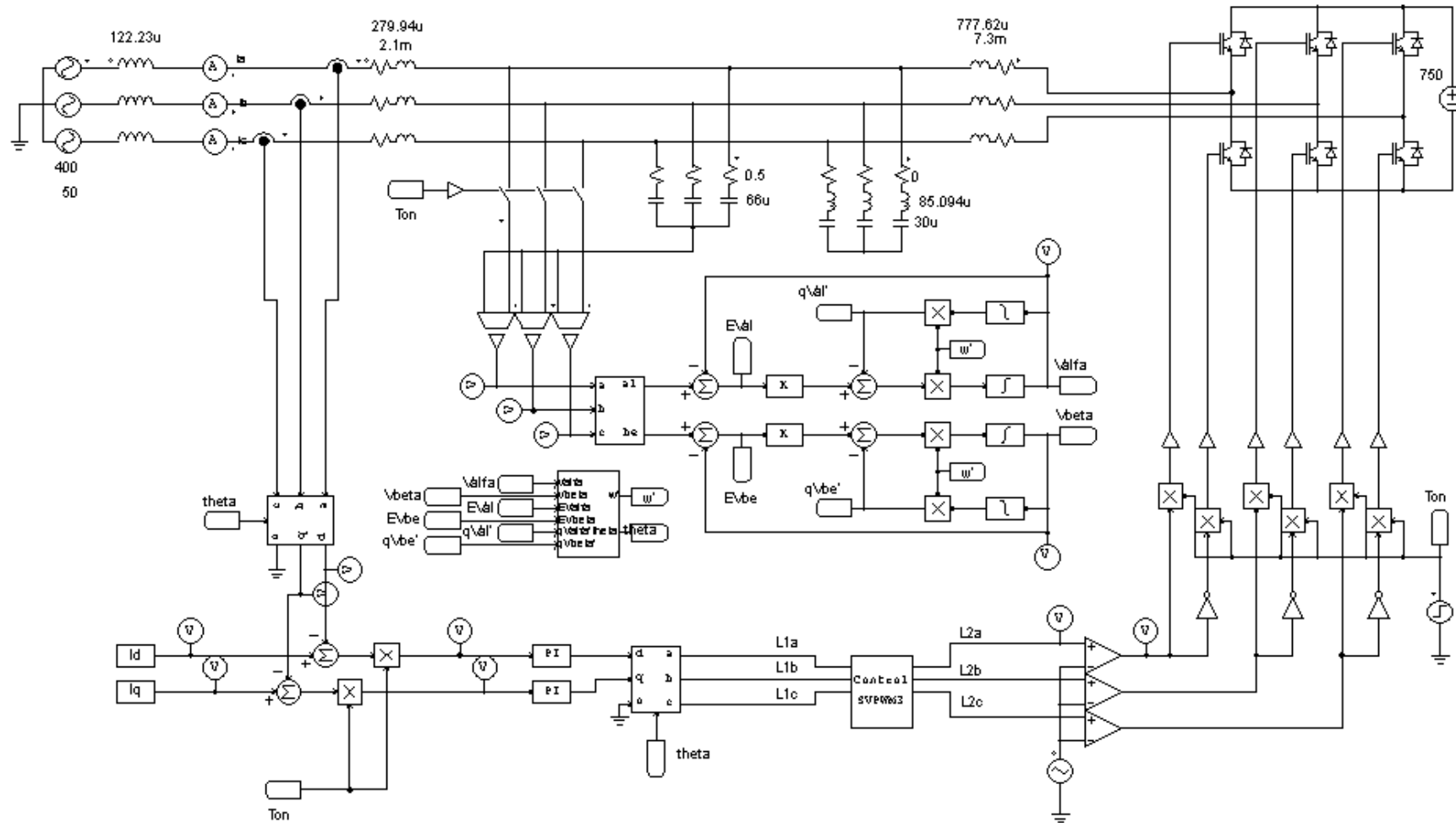


Fig. 77. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia síncrono $d-q-0$.

En este sistema el control de corriente es más sencillo, permitiendo establecer el valor de corriente activa y reactiva inyectada a red de una forma más elemental y precisa. Mediante las ecuaciones utilizadas en *PSIM* para obtener los parámetros de corriente en componentes *d-q-0* y, gracias a la etapa de sincronización, se pueden introducir los valores del módulo del vector de corriente activa y reactiva directamente.

Para llevar al convertidor a sus valores nominales de la referencia de corriente serán:

$$I_d = 144.338 \cdot \sqrt{2} = 204.125 \text{ A}$$

$$I_q = 108.253 \cdot \sqrt{2} = 153.093 \text{ A}$$

La primera componente entrará en el instante 0.1 segundos y la segunda en 0.25 segundos, desde el inicio de la simulación.

En el caso de realizar la simulación sin amortiguar los condensadores, vuelve a aparecer la resonancia a 1000 Hz, tal y como se muestra en los siguientes resultados:

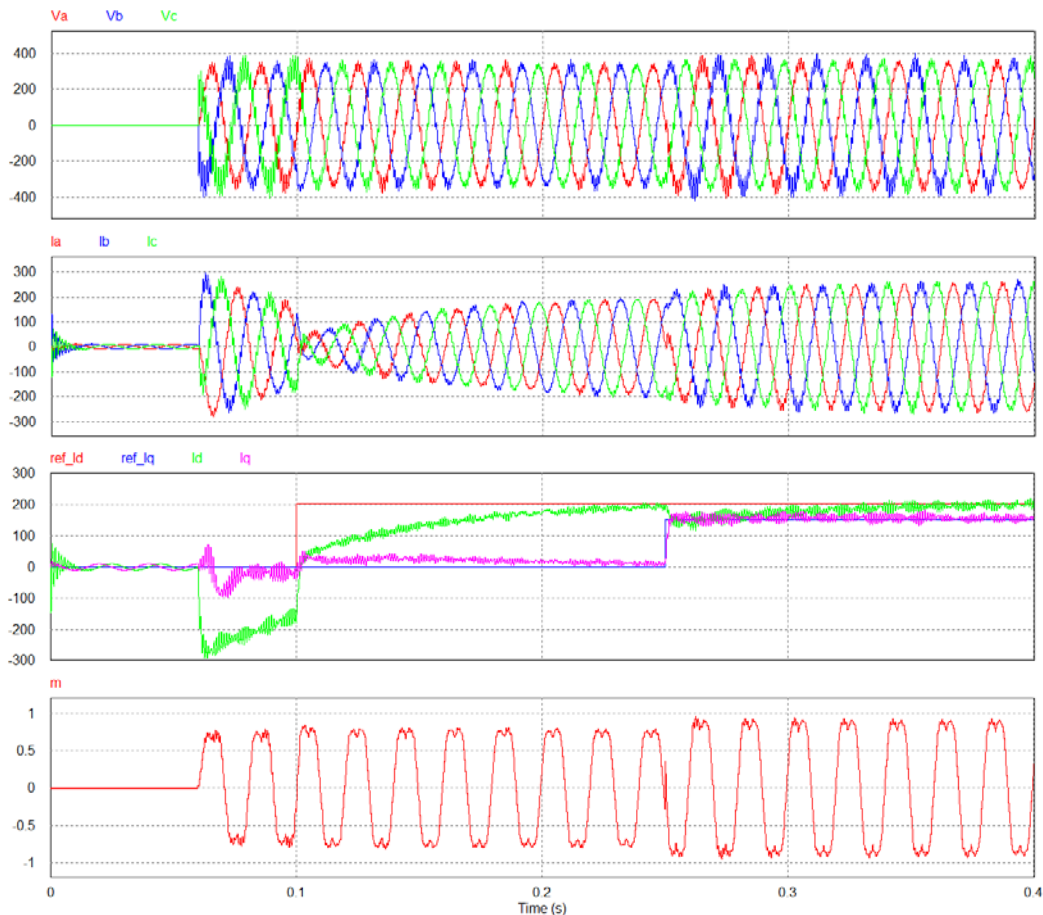


Fig. 78. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia *d-q*

Los valores del controlador son:

$$\text{Ganancia} = \frac{1}{350} \text{ y Constante de tiempo} = 0.05 \text{ seg}$$

Estos resultados muestran:

1. Sistema de tensiones trifásico en campo de referencia $a-b-c$.
2. Sistema de corrientes trifásicas inyectadas a la red en campo de referencia $a-b-c$.
3. Corrientes de referencia y corrientes inyectadas en campo de referencia $d-q$:
 - Curva roja: Corriente directa de referencia.
 - Curva azul: Corriente en cuadratura de referencia.
 - Curva verde: Corriente directa inyectada (lectura).
 - Curva morada: Corriente en cuadratura inyectada (lectura).
4. Onda moduladora de la rama a .

Antes de comentar estos resultados se presenta una gráfica del espectro de frecuencias de las señales de tensión en el intervalo 0.3-0.4 segundos:

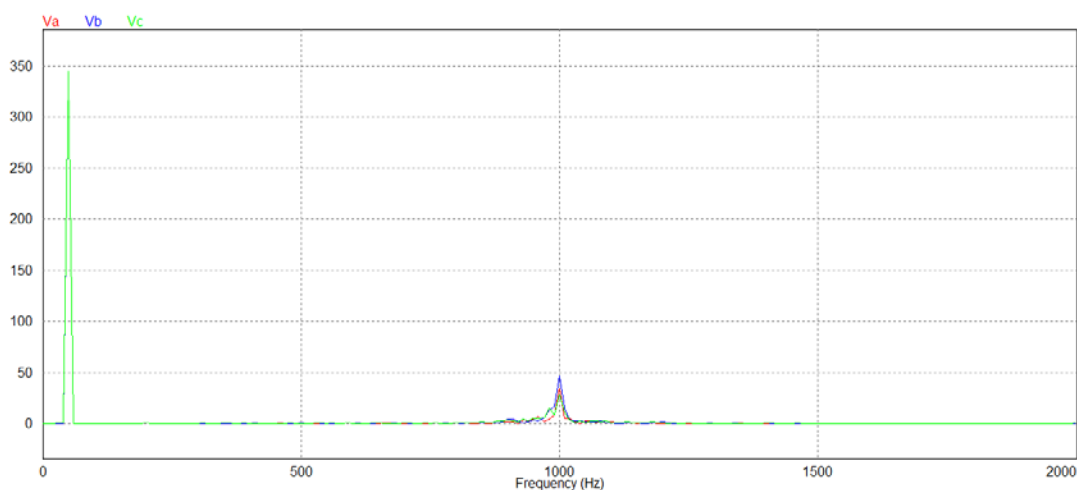


Fig. 79. Transformada de Fourier del sistema de tensiones.

Como se ha comentado anteriormente se puede observar un contenido armónico importante a la frecuencia de 1000 Hz.

Las consecuencias de este armónico son las mismas que en los casos anteriores: obliga al controlador a tomar valores demasiado bajos para controlar la corriente inyectada a la red.

Por este motivo observando el gráfico de la corriente se pueden determinar diversos errores de control, como:

- A diferencia de ensayos anteriores, la corriente circula en fase con la tensión.
- Aunque el seguimiento de la componente en cuadratura es mejor que el de la componente directa ninguno de los dos es lo suficientemente preciso. Esto provoca una atenuación que no permite crecer a la corriente. También es relevante el mal seguimiento realizado por el controlador a la consigna de 0.1 A, periodo en el que la corriente está descontrolada.

Si de nuevo se amortigua el filtro, el control se ve muy beneficiado. Los resultados se presentan a continuación:

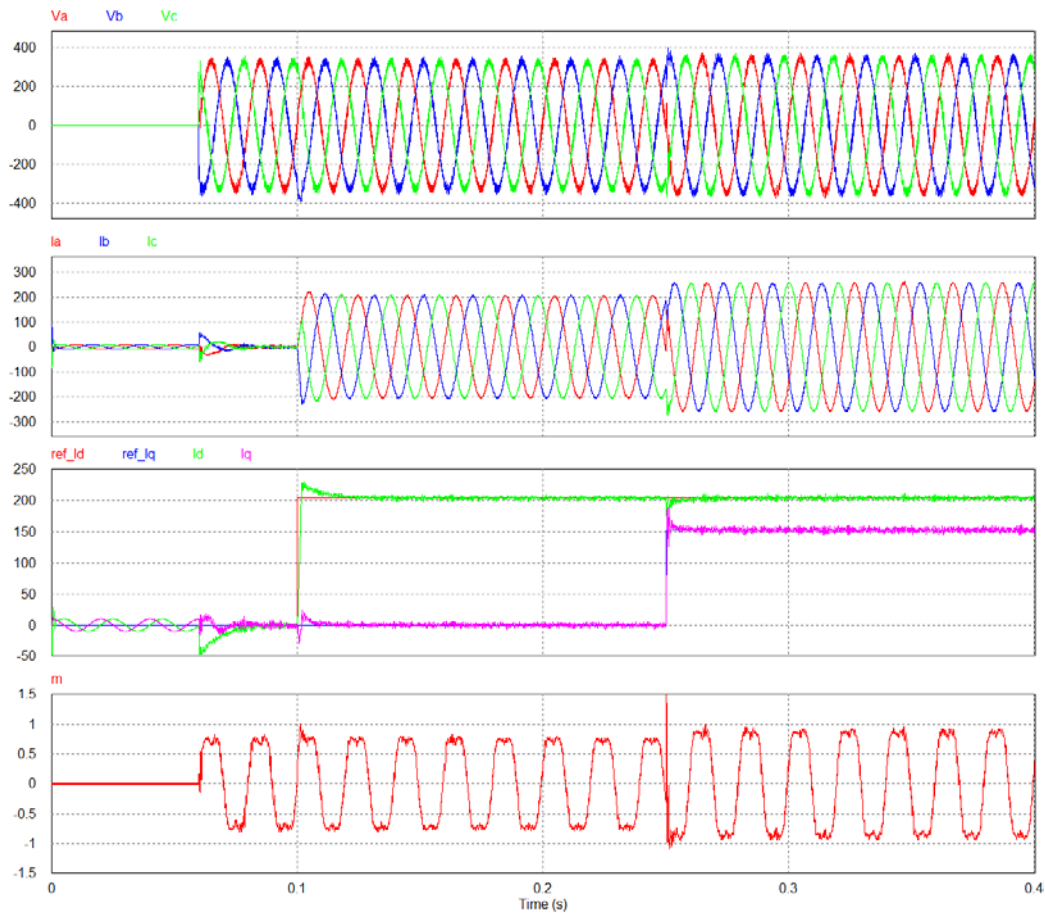


Fig. 80. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia d - q y filtro amortiguado.

Los valores representados en las gráficas son los mismos que en el caso anterior. Aunque en esta nueva simulación los resultados son de mayor calidad.

En este caso los valores del controlador son:

$$\text{Ganancia} = \frac{1}{60} \text{ y Constante de tiempo} = 0.008 \text{ seg}$$

Bajo estas condiciones es fácil determinar la mejora experimentada por el controlador:

- En primer lugar las ondas de tensión trifásica quedan más limpias que en el caso anterior.
- La corriente inyectada está controlada tanto con referencias muy bajas (etapa inicial de 0.1 A de pico) como con referencias de corriente nominal.
- La onda moduladora permanece estable con valores inferiores a la unidad, trabajando muy cerca de este valor en las condiciones nominales de funcionamiento del inversor.

- Centrando la atención en el gráfico del seguimiento realizado por las corrientes directa y en cuadratura inyectadas a red respecto a sus respectivas referencias se puede observar:

Corriente	Escalón (A)	Tiempo de pico (ms)
Directa	0.1 – 204.125	2.037
Cuadratura	0.1 – 153.093	0.645

Tabla 10. Estudio del seguimiento de la corriente directa y en cuadratura respecto a su respectiva referencia.

Si se observa el espectro frecuencial del sistema trifásico de tensiones:

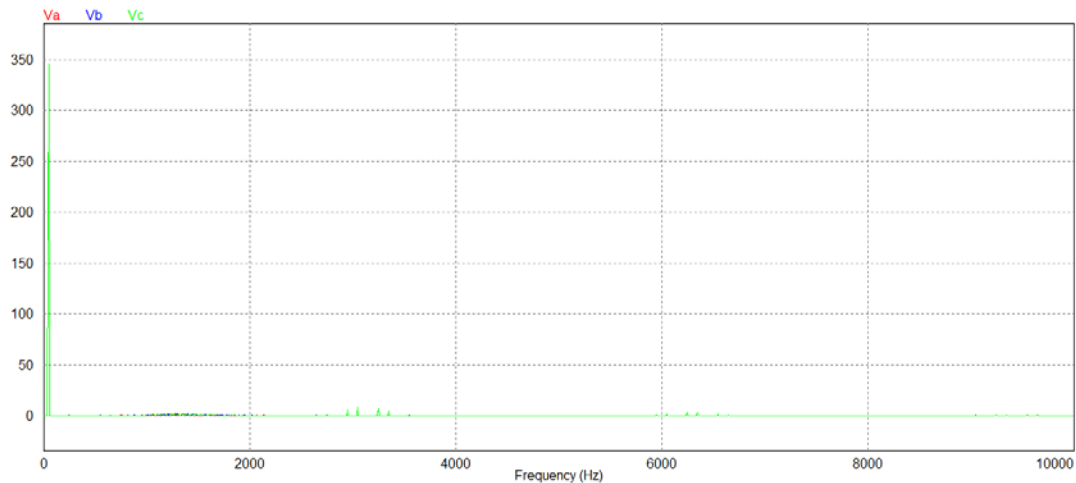


Fig. 81. Transformada de Fourier del sistema trifásico de tensiones.

A la vista de esta gráfica queda establecido que el aumento de la amortiguación del sistema de filtrado corrige la aparición del vigésimo armónico

3.3.4. Control de corriente mediante controlador proporcional integrador en un marco de referencia estático de dos ejes (α - β)

El siguiente escalón en control de corriente pasa por introducir un marco de referencia estático. Se utilizará la transformada de Clarke transformando el sistema de coordenadas a - b - c al sistema α - β .

La matriz de esta transformación es:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

Consideraciones de esta transformada:

- Los vectores del nuevo sistema de coordenadas son estáticos, respecto al sistema de referencia a - b - c del que se parte.
- La introducción de la constante $\sqrt{2/3}$ mantiene la potencia invariante entre los sistemas. Por tanto, la referencia del control de corriente en marco de referencia α - β deberá ser $\sqrt{3/2}$ veces el valor que se desea en la referencia a - b - c .

En este modelo, para asegurar que la corriente se inyecta en fase con la tensión de red utilizará una etapa que calculará el vector unitario de las tensiones de salida del SOGI en α - β . Obteniendo:

$$\hat{V}_\alpha = \frac{V_\alpha}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}} \quad ; \quad \hat{V}_\beta = \frac{V_\beta}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}}$$

Conseguidos estos vectores unitarios se multiplicarán por la amplitud de corriente deseada obteniendo la referencia de corriente en el marco definido por α - β .

El diagrama mediante bloques queda como:

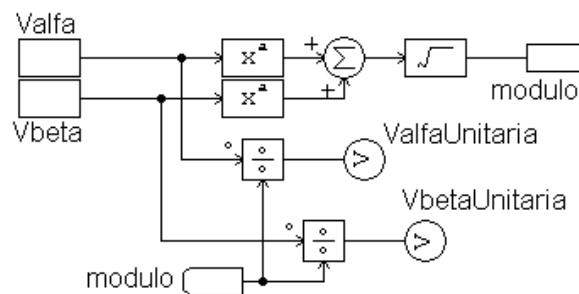


Fig. 82. Etapa de cálculo de los vectores unitarios α - β .

Esta etapa se colocará dentro del sub-circuito de sincronización.

El problema de este esquema de control es que no es fácil regular la potencia activa y reactiva que se desea inyectar a la red, ya que esto supondría desfasar la referencia de corriente respecto a la tensión.

Aunque por este motivo pueda parecer que se ha dado un paso atrás en el control de corriente, esta estrategia se realiza pensando en la referencia de potencia, con la que se facilita la obtención de estas referencias.

Los resultados sin atenuar el filtro son:

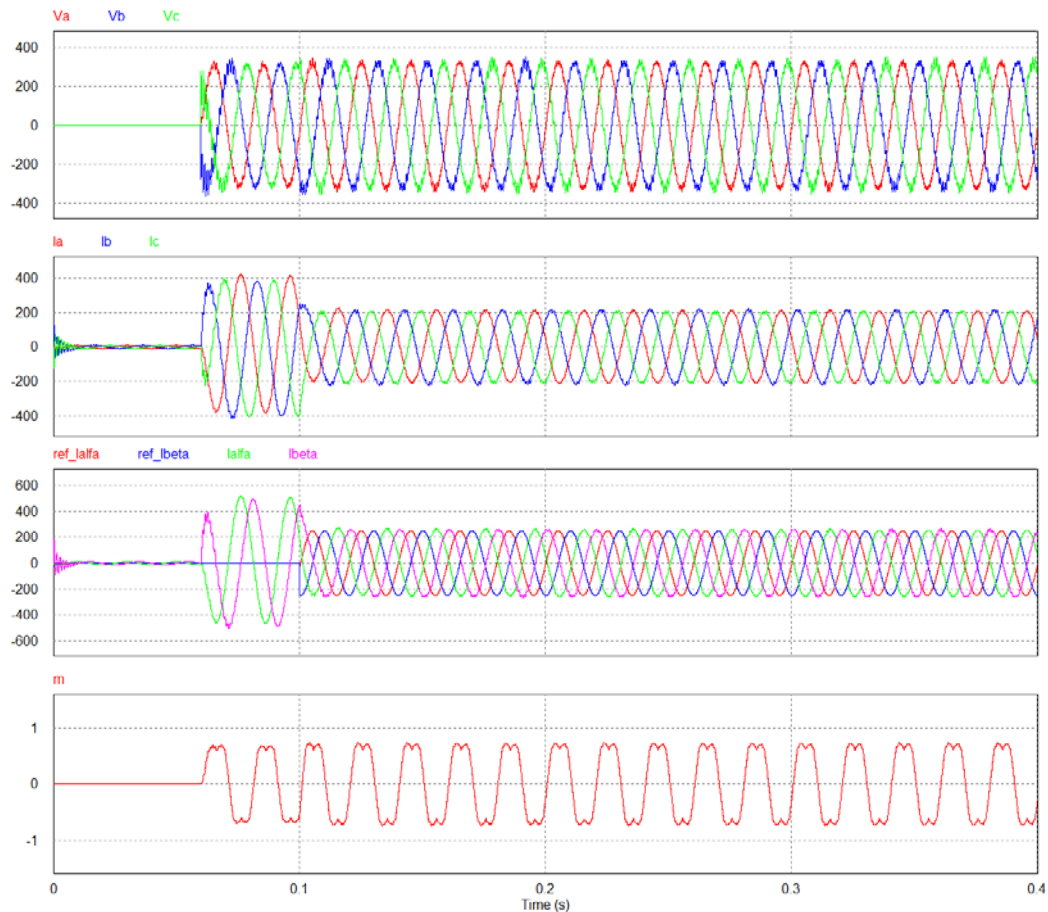


Fig. 84. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia α - β .

Los parámetros de controlador son:

$$\text{Ganancia} = \frac{1}{500} ; \text{Constante de tiempo} = 0.05 \text{ seg.}$$

De nuevo la frecuencia de resonancia que aparece en el filtro provoca efectos devastadores en el control.

Las gráficas representan:

1. Sistema de tensiones trifásico en campo de referencia $a-b-c$.
2. Sistema de corrientes trifásicas inyectadas a la red en campo de referencia $a-b-c$.
3. Corrientes de referencia y corrientes inyectadas en campo de referencia $\alpha-\beta$:
 - Curva roja: Corriente alfa de referencia.
 - Curva azul: Corriente beta de referencia.
 - Curva verde: Corriente alfa inyectada (lectura).
 - Curva morada: Corriente beta inyectada (lectura).
4. Onda moduladora de la rama a .

Los principales defectos que aparecen en el control de corriente de este ensayo pueden obtenerse mirando únicamente la gráfica de las corrientes en el campo de referencia estático:

- El control en la referencia de 0.1A es inexistente, ya que la corriente medida en ese periodo es de $300A_{RMS}$.
- Durante el control de corriente nominal la referencia y la medida del circuito de potencia se encuentran desfasadas 180° . Aunque por otro lado se tiene control en la amplitud y la secuencia de fases y la frecuencia son correctas.

Si de nuevo se añaden las resistencias de atenuación en el filtro los resultados son:

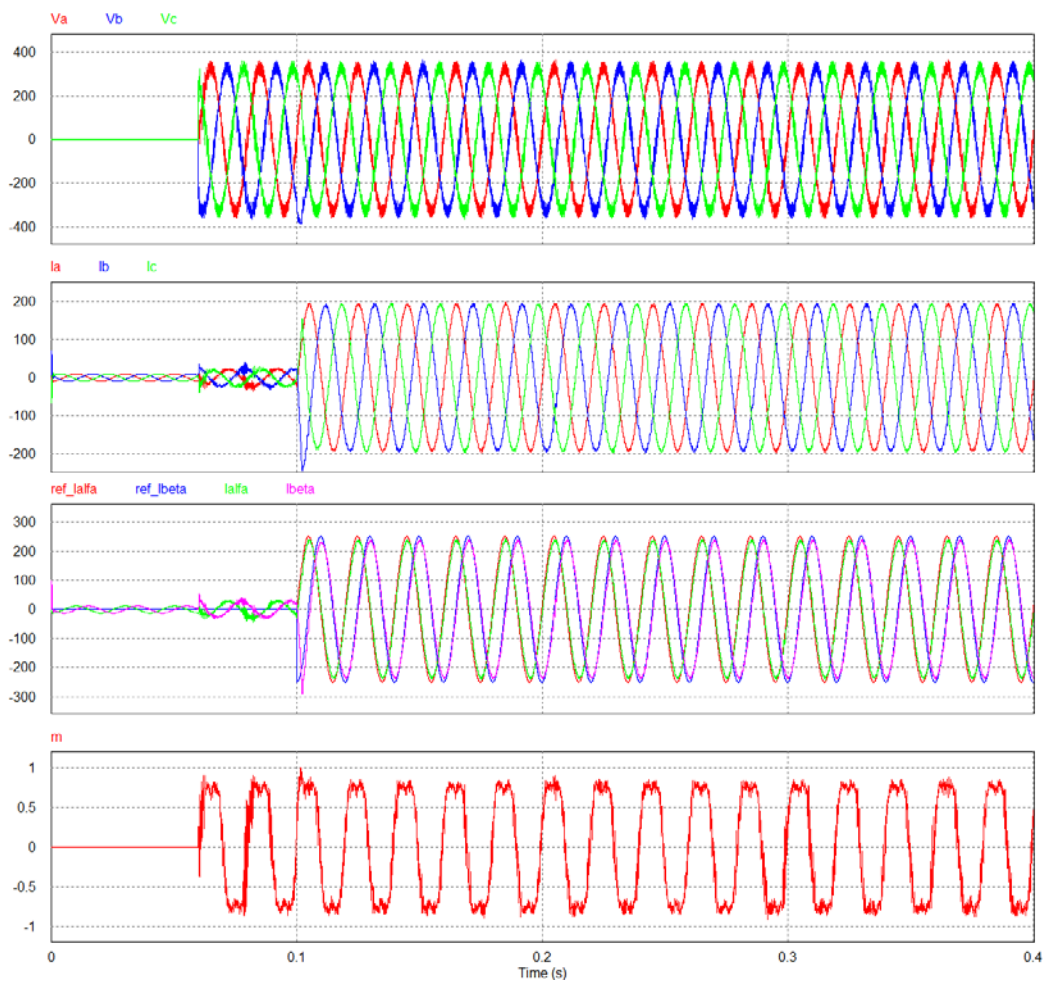


Fig. 85.Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-integrador en sistema de referencia α - β y filtro amortiguado.

Estos resultados se han obtenido con unos valores del controlador de:

$$Ganancia = \frac{1}{39} ; \text{Constante de tiempo} = 0.003 \text{ seg.}$$

Los últimos resultados permiten observar el comportamiento de este esquema de control:

- Buen seguimiento de las corrientes inyectadas sobre sus referencias en valores nominales, el error producido es de un 4% en los valores de pico y un retraso del seguimiento de 0.3 milisegundos.
- Baja eficacia del controlador en el seguimiento de referencias próximas a cero.
- En cuanto a las corrientes inyectadas a la red se destaca un sobre-pico inicial en la fase b , producido por el integrador.

3.3.5. Control de corriente mediante controlador proporcional resonante en un marco de referencia estático de dos ejes (α - β)

Para corregir los errores introducidos por el controlador proporcional- integrador se procede a la introducción del esquema del SOGI explicado anteriormente en este trabajo.

Gracias a la introducción de este esquema de control no es necesaria la amortiguación del filtro para obtener un buen resultado en el seguimiento que realiza la corriente inyectada respecto a la señal de consigna introducida. Esto es debido a que el SOGI actúa como filtro rechaza-banda, dejando de alimentar así frecuencias que provocan resonancias entre los elementos del filtro y la red, mientras que el controlador proporcional-integrador actúa como filtro pasa-bajos.

Debido a esto, para eliminar la frecuencia de 1000 Hz es necesario que el controlador proporcional-integrador se vea obligado a ser sintonizado a unos valores que sacrifican control a otras frecuencias, en cambio, las características del controlador resonante evitan este problemas.

Para reafirmar esto se presentan las funciones de transferencia de ambos modelos con los parámetros utilizados en los modelos (los parámetros del filtro atenuado):

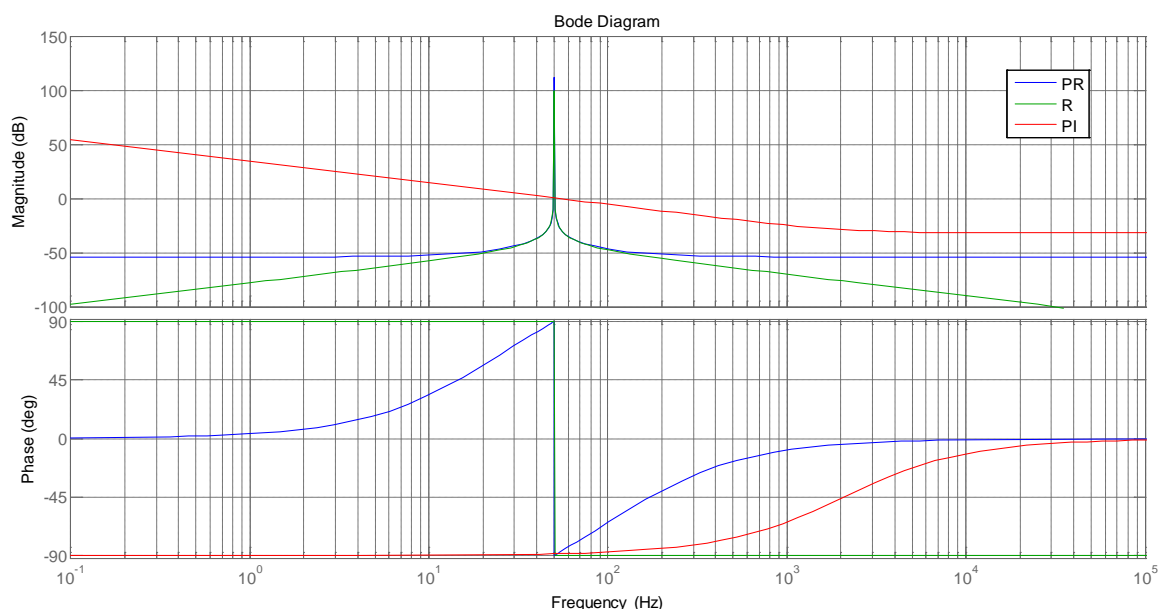


Fig. 86. Diagrama de Bode del controlador proporcional-resonante, resonante puro y proporcional-integrador.

Como se puede observa en la leyenda cada curva representa:

- Curva azul: Controlador proporcional-resonante [PR].
- Curva verde: Controlador resonante puro [R].
- Curva roja: Controlador proporcional-integrador [PI].

Los parámetros utilizados para sintonizar los controladores son:

Controlador	Parámetros
PR	$K_p = 0.0017$ y $K_r = 0.0063$
R	$K_r = 0.0063$
PI	$K_p = 1/39$ y $T = 0.003$

Tabla 11. Valores de sintonización de los controladores.

Las lecturas realizadas, en el diagrama de Bode, a la frecuencia de 1000Hz son:

Controlador	Ganancia (dB)	Fase (°)
PR	-53.9	-9
R	-70	-90
PI	-24.6	-64.1

Tabla 12. Valores de ganancia y fase de los controladores a 1000Hz.

Como se esperaba, a la frecuencia de resonancia que aparece en el filtro, el controlador proporcional-resonante y el resonante atenúan más del doble que el controlador proporcional-integrador.

Los parámetros de este convertidor han sido determinados mediante la herramienta *Sisotool* de *Matlab*. El procedimiento utilizado está explicado en el anexo “A.6. Obtención de los parámetros del controlador mediante *sisotool* de *matlab*”. Aunque posteriormente se han modificado para ajustar las restricciones del sistema eléctrico, como un tiempo de establecimiento inferior a 20 milisegundos.

En el diagrama de Bode de la Fig. 85 se puede observar la diferencia entre un controlador únicamente resonante y otro proporcional-resonante. Como se puede deducir del gráfico, la adición del controlador proporcional en paralelo con el resonante provoca una reducción en la atenuación de señales de frecuencia comprendida, en este caso, entre $[0, 20]$ Hz y $[100, \infty]$ Hz.

Por otro lado, si uno se centra en la dinámica del controlador, gracias al bloque proporcional se consigue que el sistema pueda obtener una respuesta inmediata a variaciones en su entrada. Dicho de otra forma, si no se encontrase este bloque se debería esperar a que los integradores variasen su estado para obtener algún cambio en la salida del controlador.

El esquema de esta tipología de control se presenta a continuación:

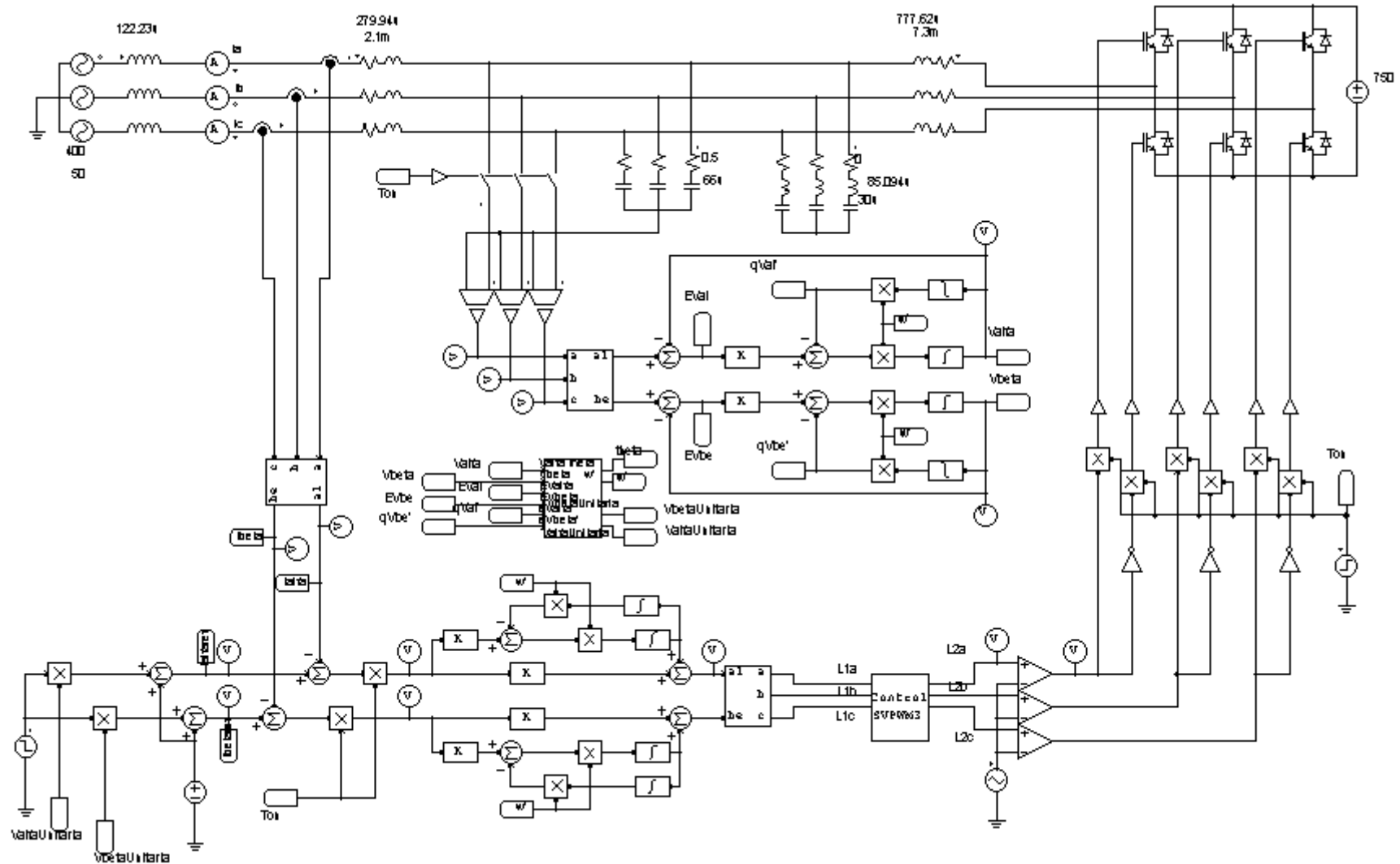


Fig. 87. Esquema de control de corriente mediante controlador proporcional-integrador en campo de referencia síncrono α - β .

La única diferencia presentada en este modelo respecto al anterior, es (además de pasar de utilizar una transformada $a-b-c/d-q-0$ a una $a-b-c/\alpha-\beta$) la sustitución del controlador proporcional-integrador por el proporcional resonante.

Teniendo en cuenta que tanto la señal de referencia como la salida del controlador son señales oscilatorias, se calculará el módulo de ambos vectores para poder observar el sistema como si fuese lineal.

Los resultados obtenidos de la simulación de este modelo, con los resultados de *matlab* son:

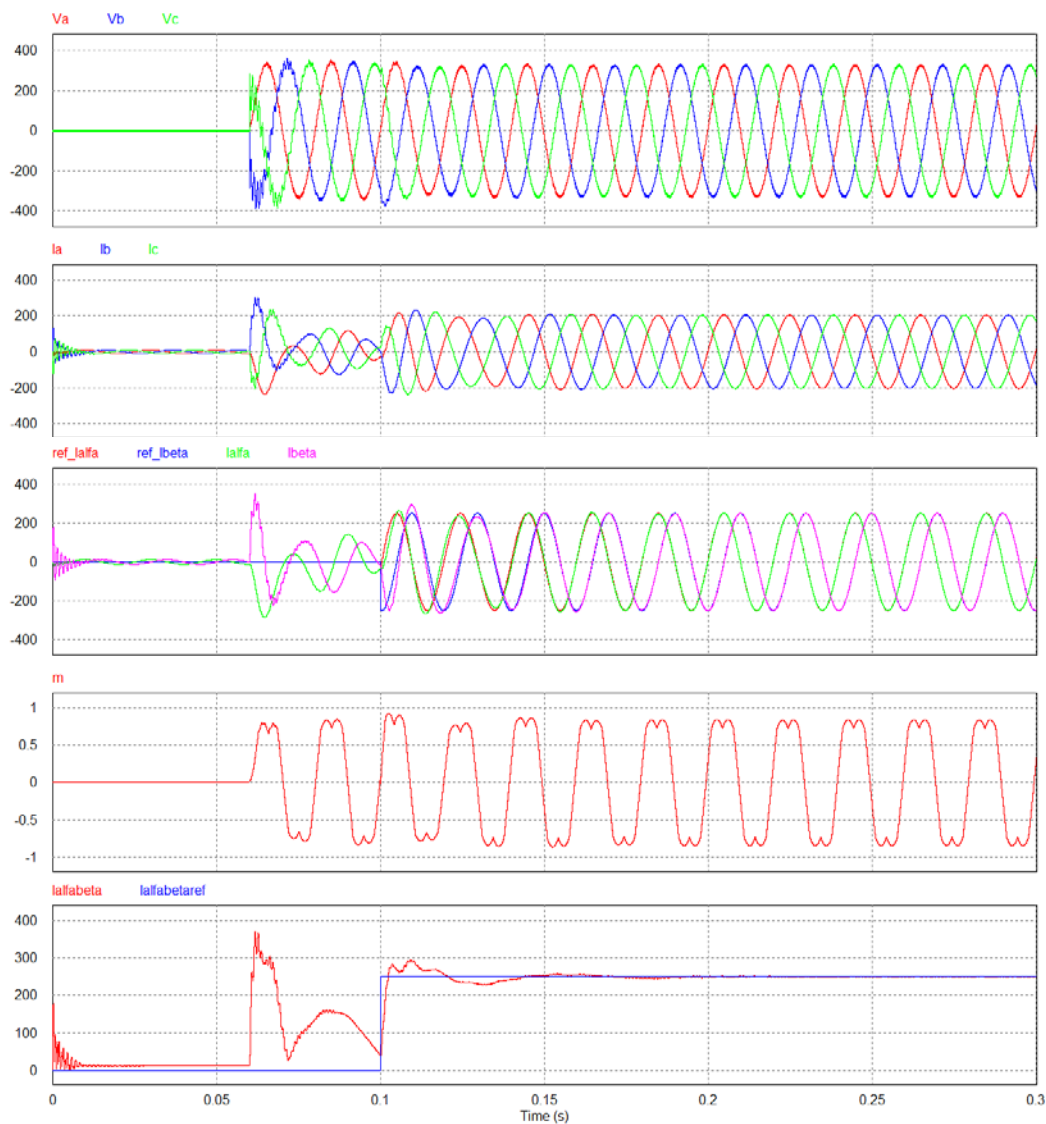


Fig. 88. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia $\alpha-\beta$.

Con los parámetros obtenidos mediante la herramienta *sisotool* se pueden observar algunas deficiencias en el control, como son el control de 0A y un elevado tiempo de establecimiento.

El origen de este error reside en que para la obtención de los parámetros se han tenido en cuenta aspectos del control digital, los retrasos, que en este caso no afectan a la función de transferencia.

Incrementando el valor de la constante resonante del controlador se observa un mejor resultado en cuanto al tiempo de establecimiento:

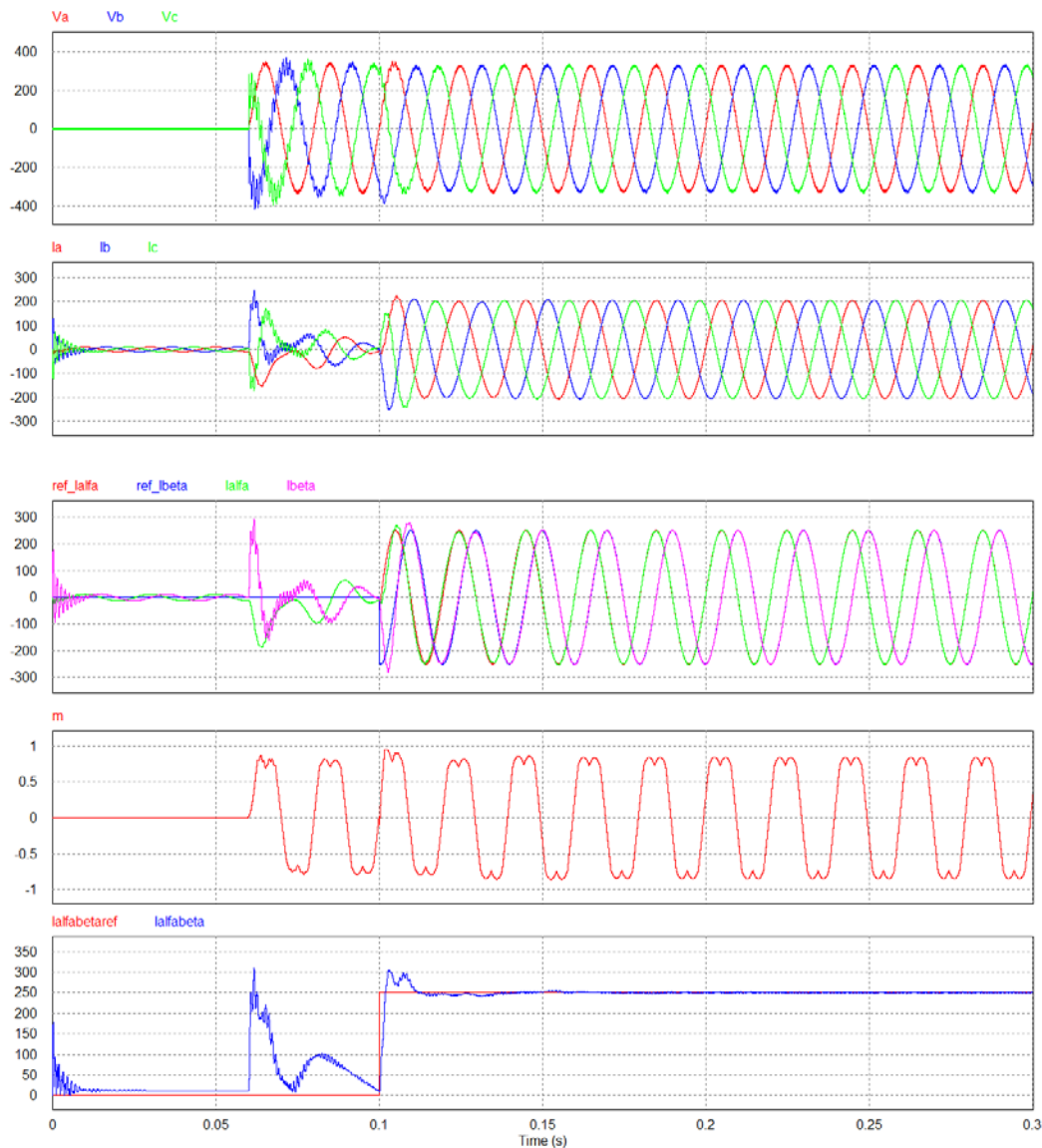


Fig. 89. Resultados de la simulación de control de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia α - β .

Con el aumento de la constante que regula el controlador resonante, se consigue disminuir el error del tiempo de establecimiento. En cuanto al error del control ante referencias cercanas al cero, se observa que se ha conseguido reducir, aunque no se haya eliminado.

La dificultad de esta metodología de control reside en la referencia de corriente. Aprovechando que la transformada de Clarke utilizada mantiene la potencia constante se procede a controlar el sistema con estas referencias.

3.4. Control de corriente con referencia de potencia

En este ensayo es importante definir el convenio de signos que se considerará. Se desea inyectar corriente a la red, por lo que se sabe cómo debería ser el sentido del flujo de potencia, que debe circular en el sentido convertidor-red, con esta idea se colocará los elementos de medida. Por lo tanto se quedará definida:

- La lectura de potencia activa positiva significará que esta fluye en el sentido esperado, del inversor hacia la red, por el contrario, si la lectura es negativa se entenderá que el inversor está consumiendo energía de la red.
- La lectura de potencia reactiva se entiende como positiva cuando la corriente quede retrasada respecto a la tensión, lo que significa un comportamiento inductivo, y, negativa cuando el comportamiento sea capacitivo, es decir, la corriente avanza al voltaje.

Aunque en este nuevo avance en el control del convertidor la referencia se introduce como la potencia que se desea inyectar a la red, no se introducirá un lazo cerrado del control de potencia, sino que se mantendrá el lazo de corriente.

El lazo de potencia tiene sentido en el caso de poderse producir variaciones de tensión. Si se considera que la tensión es estable, como en este caso, la relación entre potencia y corriente es proporcional (se mantiene constante el valor eficaz de la tensión en la relación $S = \sqrt{3} \cdot U \cdot I^*$). El problema que presenta este modelo es que si cae la tensión y se desea continuar inyectando la misma potencia a la red, algo interesante para contribuir a restablecerla, debe aumentar el valor de la corriente. Esta consecuencia puede provocar que se supere la potencia entregada por la fuente primaria. Si esto ocurre, la onda de corriente que se inyecta a la red se ve recortada por el valor máximo que puede entregar, como se observa en la siguiente imagen:

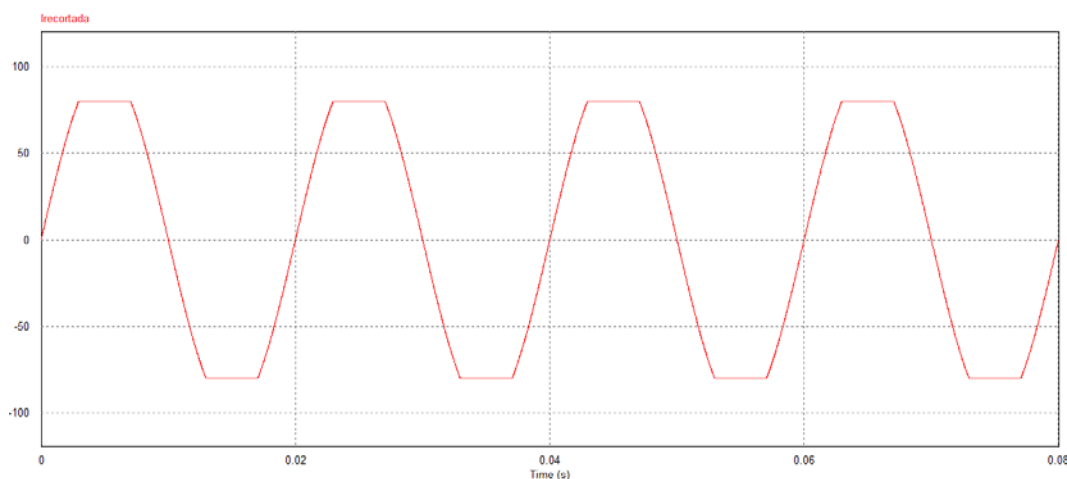


Fig. 90. Onda de corriente recortada un 20%

El hecho de inyectar una onda de corriente no sinusoidal perjudicaría aún más el estado de la red. Aunque uno es consciente de esta limitación del control que se desarrolla este caso no entra en el estudio que en este proyecto se desarrolla.

Realizar el control mediante el lazo de corriente con referencia de potencia implica convertir la referencia de potencia en una referencia de intensidad. La etapa del control de corriente no está en el campo de referencia $a-b-c$, sino en referencia $\alpha-\beta$. Por este motivo las ecuaciones que se deben utilizar para transformar estos parámetros son distintas de las comúnmente conocidas, estas ecuaciones son:

$$i_{\alpha}^* = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (v_{\alpha} P^* + v_{\beta} Q^*)$$

$$i_{\beta}^* = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} (v_{\beta} P^* - v_{\alpha} Q^*)$$

O en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{pmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix}$$

En estas ecuaciones:

- i_{α} e i_{β} son las corrientes en el campo de referencia $\alpha-\beta$. Qué se utilizarán como referencia en el control de corriente.
- P y Q representan las potencias activa y reactiva, respectivamente, que serán la referencia de potencia en el control.
- v_{α} y v_{β} son las tensiones en el campo de referencia $\alpha-\beta$. En el control, estas tensiones se consiguen mediante la etapa de sincronización anteriormente explicada.

La etapa que modeliza el trabajo de estas ecuaciones en la simulación es la que se presenta a continuación:

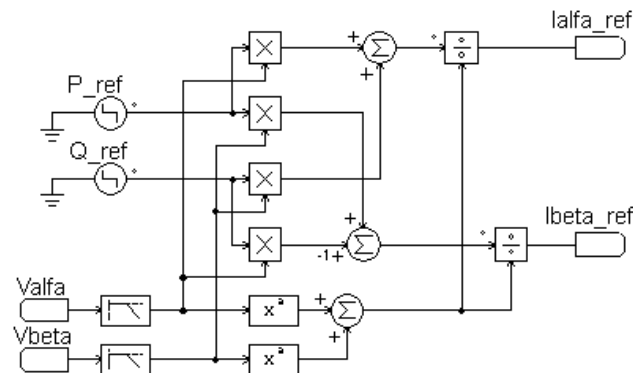


Fig. 91. Etapa de transformación de potencia en referencia de corriente expresada en el campo $\alpha-\beta$

- La referencia de potencia es entrada en el sistema mediante dos fuentes escalón. Estas fuentes mantienen un valor constante y son activadas en un determinado instante de tiempo (que elige el usuario).
- Las tensiones en el campo de referencia α - β están identificadas con unas etiquetas V_{α} y V_{β} en la entrada del filtro pasa-bajos. Estas etiquetas toman el valor de tensión de un punto y lo copian en otra etiqueta con el mismo nombre, en este caso el valor de tensión es el obtenido en la etapa de sincronización

En lugar de trabajar con la transformada alfa-beta de la tensión de red obtenida directamente de las lecturas realizadas en esta, se operará con las tensiones obtenidas en la salida de la etapa de sincronización. Esto se realiza así para tener una onda sinusoidal más limpia, ya que la propia etapa de sincronización actúa como filtro.

El circuito del esquema utilizado para simular el comportamiento del controlador y la obtención de los parámetros se presenta en la siguiente página.

La etapa descrita anteriormente para el cálculo de corrientes de referencia se encuentra en un subcircuito.

También se encuentra un subcircuito en el que entran las corrientes y tensiones en el marco de referencia a - b - c , esta etapa emula las ecuaciones para calcular las potencias instantáneas activa y reactiva.

Los valores de la referencia de potencia son:

- $P = 100 \text{ kW}$ en $t = 0.1$ segundos.
- $Q = 75 \text{ kVAr}$ en $t = 0.25$ segundos.

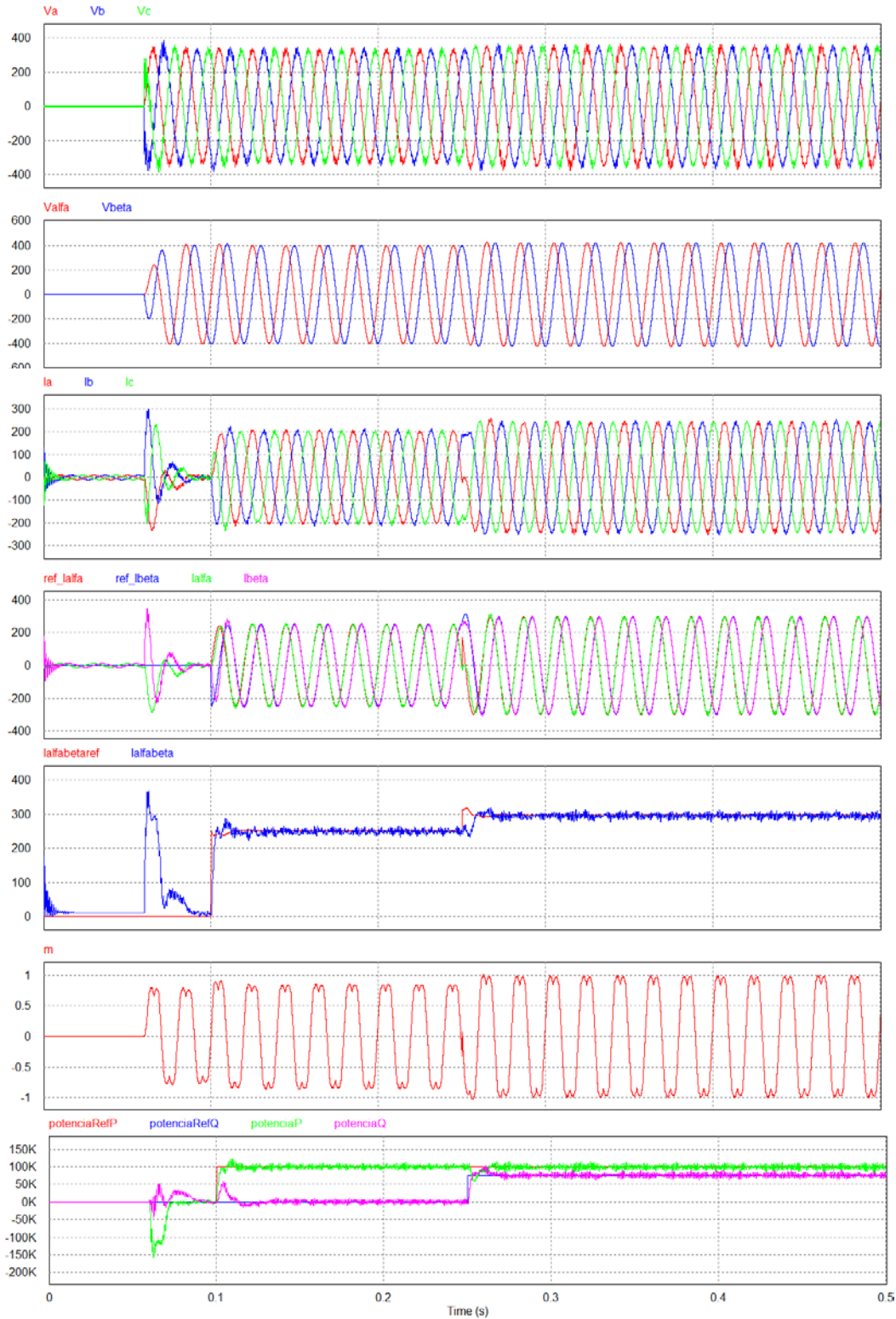


Fig. 93. Resultados de la simulación de control de corriente con referencia de potencia mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia α - β .

Las gráficas de los resultados de esta simulación muestran:

- Sistema trifásico de tensiones en el marco de referencia $a-b-c$ [tensión a – curva roja; tensión b – curva azul; tensión c – curva verde].
- Sistema trifásico de tensiones en el marco de referencia $\alpha-\beta$ [tensión α – curva roja; tensión β – curva azul].
- Sistema trifásico de corrientes inyectadas en el marco de referencia $a-b-c$ [corriente a – curva roja; corriente b – curva azul; corriente c – curva verde].
- Sistema trifásico de corrientes inyectadas en el marco de referencia $\alpha-\beta$ y referencias de estas corrientes [referencia de corriente α – curva roja; referencia de corriente β – curva azul; corriente inyectada α – curva roja; corriente inyectada β – curva azul].
- Módulo del vector descrito de los sistemas del gráfico anterior [modulo de referencia de corriente $\alpha-\beta$ – curva roja; modulo de corriente inyectada $\alpha-\beta$ – curva azul].
- Señal moduladora de la fase a .
- Potencias activa y reactiva de referencia e inyectadas a la red [potencia activa de referencia – curva roja; potencia reactiva de referencia – curva azul; potencia activa real – curva verde; potencia reactiva real – curva lila].

Los valores de los parámetros de sintonización del controlador proporcional resonante son los obtenidos mediante la herramienta *Sisotool*, estos valores son:

$$K_p = 0.0016994$$

$$K_r = 0.0025626$$

En cuanto a la sincronización los resultados de esta simulación muestran que los valores mantenidos en las simulaciones continúan entregando unos valores de tensión en campo de referencia $\alpha-\beta$ lo suficientemente buenos, en cuanto a velocidad y precisión, para poder calcular la referencia de corriente necesaria en cada instante.

El control de corriente muestra un buen comportamiento en régimen estacionario, consiguiendo que la corriente alcance el valor de referencia pulsando a 50 hercios.

En el estado transitorio se puede determinar que el tiempo de estabilización es inferior a los 20 milisegundos límites permitidos, por lo que se considera aceptable.

El único punto en el que se puede rebatir el funcionamiento del controlador es en el control de cero amperios en el instante de conexión, cuando se produce un pico de potencia activa consumida.

Capítulo 4: Control Digital y tiempo discreto

4.1. Discretización

Antes de empezar a discretizar las ecuaciones para introducirlas al sistema mediante código C#, es necesario realizar una simulación mediante bloques discretos del mismo modelo. Para ello se colocarán en cada lectura de tensión y corriente un mantenedor de orden cero (ZOH – *Zero Order Hold*), así como la sustitución de los integradores de tiempo continuo por integradores de tiempo discreto.

La frecuencia de muestreo utilizada será inicialmente igual que la frecuencia de conmutación de los IGBTs. Como esta es utilizada a nivel digital, podría ser modificada en caso de presentar algún problema.

El resto del circuito se mantendrá igual que en la simulación con referencia de potencia.

El circuito utilizado se presenta en la página siguiente:

Los resultados de esta simulación son prácticamente idénticos a los de la simulación anterior, pero se presentan a continuación los resultados de la potencia para poder remarcar un efecto producido en la discretización:

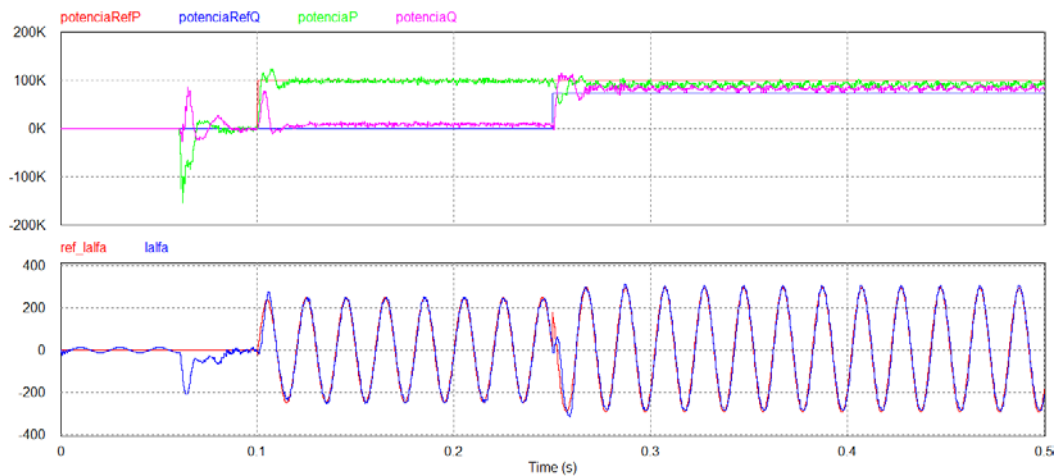


Fig. 95. Resultados de la simulación de control digital de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia estático α - β .

Observando la potencia generada en bornes del inversor, es fácil determinar que se produce un error respecto a la referencia dada. Esto es debido a que en el control digital se produce un error igual al periodo de muestreo utilizado, en este caso:

$$T_m = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{3150} = 3.1746 \cdot 10^{-4} \text{ segundos}$$

Aunque parece un error insignificante, el error relativo es cercano al 1.6%, ya que el periodo de la señal es de 20 milisegundos. Este error puede ser observado en la ampliación de los resultados anteriores que se presenta:

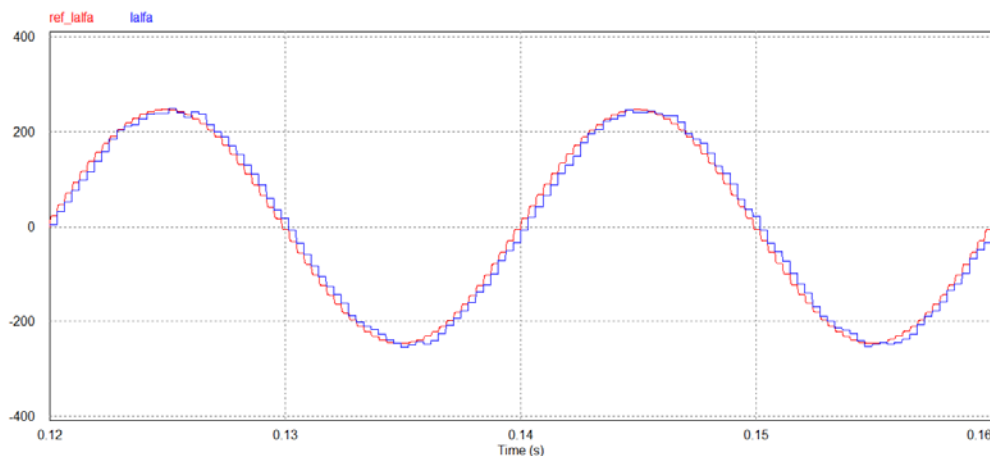


Fig. 96. Ampliación de los resultados de seguimiento realizado por la corriente a la referencia.

La referencia de corriente está calculada por la etapa a partir de la tensión en ese instante y la referencia de potencia, si la corriente se retrasa respecto a la referencia, se retrasa respecto a la tensión, provocando que la corriente inyectada produzca una componente de potencia reactiva, concretamente inductiva.

Una posible solución pasa por incrementar la frecuencia muestreo del sistema. Este hecho reduciría el tiempo de retraso producido en el seguimiento que realiza la corriente a la señal de referencia. Esta es una solución viable, ya que todo este proceso se realiza de forma digital y los sistemas actuales son los suficientemente potentes para llevarlo a cabo.

A continuación se presentan los resultados de las mismas variables que en el caso anterior para una frecuencia de muestreo cuatro veces mayor, 12 600 Hz:

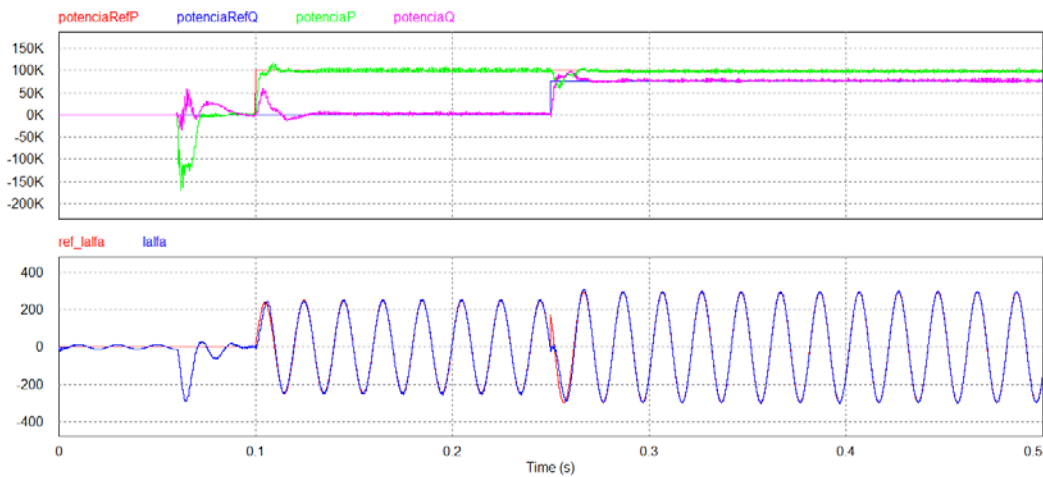


Fig. 97. Resultados de la simulación de control digital de corriente mediante esquema de control proporcional-resonante en sistema de referencia estático α - β , incrementando la frecuencia de muestreo.

Y la ampliación del segundo gráfico, donde se puede observar mejor el error de seguimiento es:

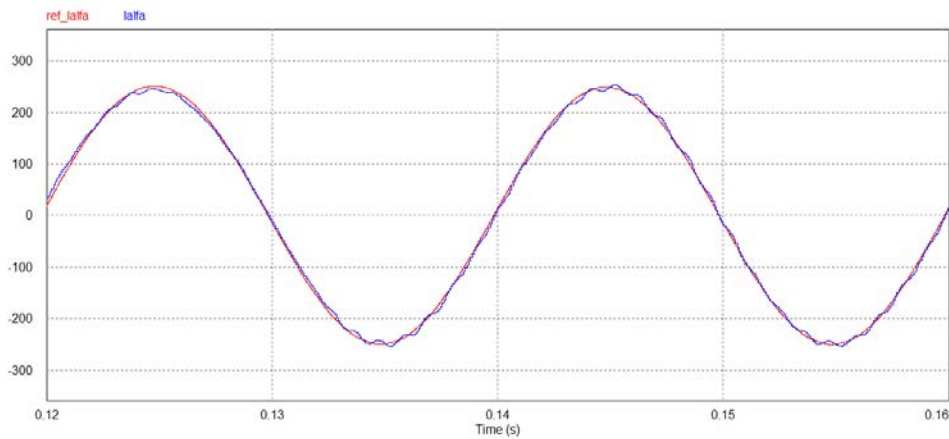


Fig. 98. Ampliación de los resultados de seguimiento realizado por la corriente a la referencia.

Con esta simulación se ha podido comprobar que el aumento de la frecuencia de muestreo mejora el resultado obtenido, como era de esperar en un principio.

4.2. Digitalización

El correcto funcionamiento de las ecuaciones del SOGI obliga a que se discretice el sistema mediante los métodos de Backward Euler y Forward Euler simultáneamente, para lograr la estabilidad del sistema.

En caso de utilizarse otra configuración, cuando la salida esté pulsando a su frecuencia de oscilación y el error se reduzca a cero, se observará en su salida como el sistema se autoalimenta o se amortigua por sí mismo. Esto es debido a los retrasos que se incluyen en los métodos de discretización, gracias a los cuales se compensa el estado de las variables en cuando el código se está ejecutando.

Las ecuaciones del SOGI parten del diagrama de bloques del mismo:

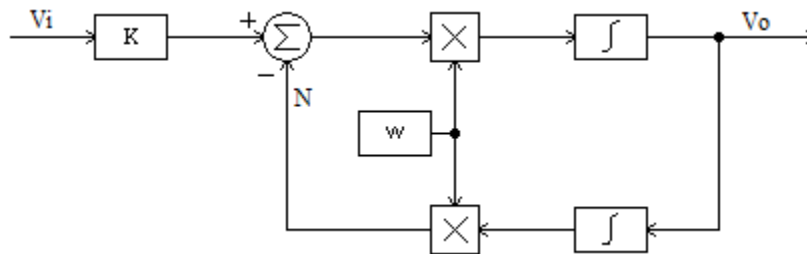


Fig. 99. Diagrama de bloque del integrador generalizado de segundo orden (SOGI)

Del que se obtiene, en el dominio de Laplace:

$$V_{0(s)} = (K_r V_{i(s)} - N_{(s)}) \omega \frac{1}{s}$$

$$N_{(s)} = V_{0(s)} \omega \frac{1}{s}$$

La primera ecuación se discretiza mediante el método de *Forward Euler*, mientras que la segunda se utiliza el método de *Backward Euler*, obteniendo:

$$V_{0(z)} = V_{0(z)} z^{-1} + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega T_s$$

$$N_{(z)} = N_{(z)} z^{-1} + V_{0(z)} \omega T_s z^{-1}$$

Transformando estas ecuaciones en ecuaciones con diferencias, que permiten introducirlas en la programación, estas quedan como:

$$V_{0(k)} = V_{0(k-1)} + (K_r V_{i(k)} - N_{(k)}) \omega T_s$$

$$N_{(k)} = N_{(k-1)} + V_{0(k-1)} \omega T_s$$

En estas ecuaciones los subíndices deben leerse del siguiente modo:

[k]: estado actual de la variable.

[$k-1$]: estado anterior de la variable.

Corroborando que las ecuaciones se comportan del mismo modo que en el dominio de Laplace. Los integradores del dominio de Laplace equivalen a los acumuladores en este modelo.

4.2. Filtro Anti-windup

Los dos sistemas presentados en 1.1.Estado del arte funcionan bien con señales de salida constantes, como las que se pueden obtener con los controladores PI. En cambio la salida de un controlador resonante es oscilante, para conseguir la adaptación de estos esquemas a la metodología de control utilizada en este trabajo, se actuará con el módulo de la señal de salida, en lugar de con la propia salida.

La estrategia de anti-windup utilizada finalmente es la del integrador condicional, es una estrategia que ofrece un buen comportamiento en los ensayos con señales lineales y discretas, ofreciendo además facilidad para modificar las ecuaciones utilizadas en el código para introducir esta etapa.

Para realizar esto se comparará el valor del módulo del vector de salida, qué está en el campo de referencia $\alpha\text{-}\beta$, con un valor límite determinado. La obtención de este valor límite guarda relación con el *duty cycle* del convertidor.

Para observar cómo funciona esta etapa se ha testado un esquema compuesto por el controlador digitalizado proporcional-resonante en lazo abierto, al cual se le entrará primero un error constante y, posteriormente, uno variable en el tiempo. Con el primer ensayo se busca observar cómo se limita el comportamiento de la rama resonante del convertidor, mientras que el segundo ensayo tiene por objetivo observar cómo se reconecta la rama resonante cuando el error disminuye.

El esquema utilizado es:

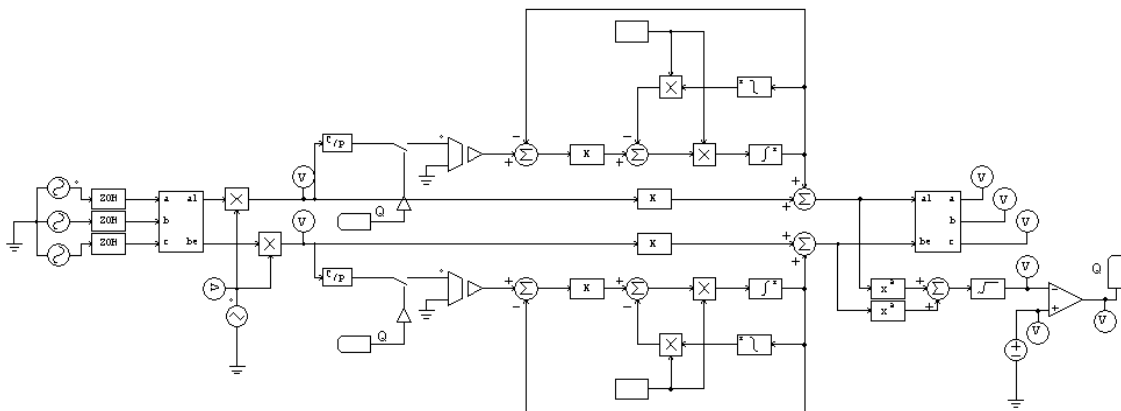


Fig. 100. Esquema de anti-windup conectado al controlador P+Res digital

La entrada del convertidor, que en estos casos será directamente el error, se realiza mediante una señal de tensión trifásica que se transforma primero en una señal digital mediante un bloque *Zero Order Hold* (con una frecuencia de muestreo de 3150Hz) y, a continuación, mediante la transformada de Park, en señales de tensión en el campo de referencia α - β . Posteriormente se coloca una fuente de tensión triangular multiplicando al error, en el primer ensayo esta fuente no se utilizará.

El esquema del control proporcional-resonante se mantiene igual que en los casos anteriores, salvo que ahora se ha añadido un interruptor en la rama resonante, cuya conexión se controla mediante la señal Q.

La obtención de Q se realiza como se ha comentado anteriormente, mediante el teorema de Pitágoras se calcula el módulo de la salida en α - β y se compara con el valor del voltaje generado por la fuente de tensión continua.

Previamente al primer ensayo se realiza una prueba sin el esquema de anti-windup, para observar la reacción del sistema. Las características de la fuente de tensión trifásica son:

Característica	Magnitud
Tensión de línea	100 V _{RMS}
Frecuencia	50 Hz

El resultado es:

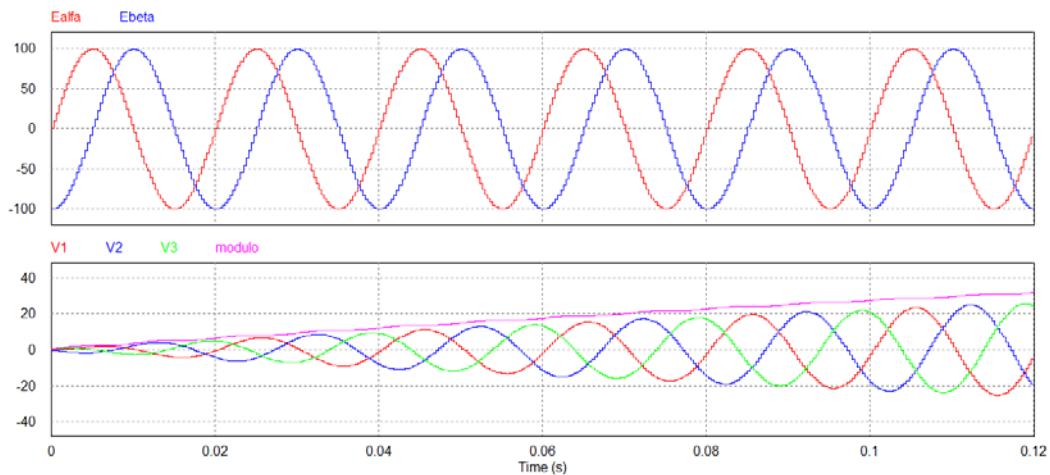


Fig. 101. Simulación del controlador con error constante sin etapa de anti-windup

La primera gráfica muestra el error, constante, introducido al controlador, en el campo de referencia α - β , y la segunda, la salida del controlador, en el campo de referencia a-b-c y el módulo del vector obtenido de las componentes α - β .

El resultado obtenido es el esperado, la señal de salida va aumentando linealmente a consecuencia de la acumulación de error producida en los integradores.

Primera Simulación: Limitación del error introducido

La realización del primer ensayo, como se ha comentado anteriormente, tiene como objetivo visualizar la limitación del error que acumula el controlador resonante. En este ensayo se utiliza el esquema del cálculo del módulo de la salida y la comparación con el valor límite, aunque queda sin uso la fuente triangular. El valor límite se genera con una fuente de tensión continua de 10 voltios.

Los resultados de este ensayo son los siguientes:

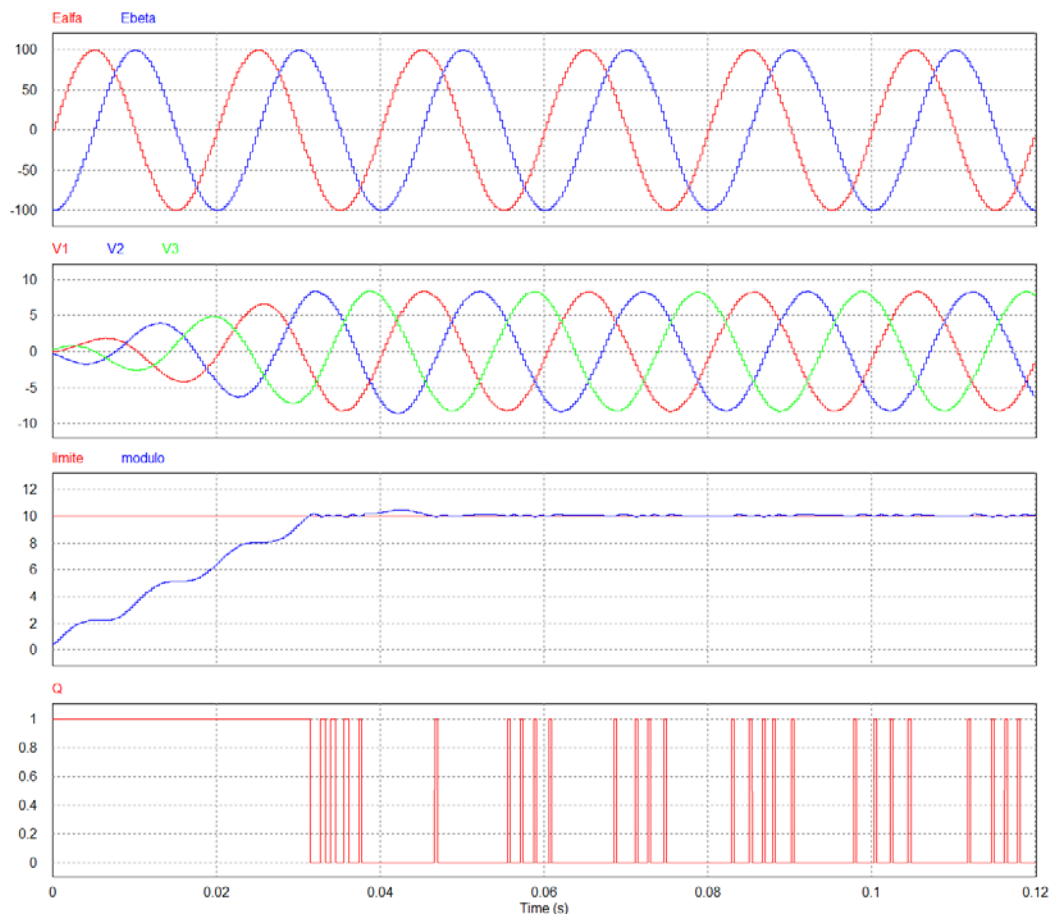


Fig. 102. Simulación del controlador con error constante activando la etapa de anti-windup.

El primer gráfico muestra la señal de entrada en el campo de referencia $\alpha\text{-}\beta$ y, como en el caso anterior, el segundo muestra la salida del controlador (campo a-b-c). Las nuevas gráficas, necesarias para explicar el comportamiento del esquema simulado, muestran el módulo del vector de la salida del convertidor en el campo de referencia $\alpha\text{-}\beta$ y el valor límite permitido, en el caso de la tercera, y la señal Q del interruptor en la cuarta.

Lo primero que se debe destacar es el error de simulación que se produce en el programa. Estos errores son destacables en las gráficas 3 y 4, en las que se observa que el módulo supera el límite oscila en un valor próximo al límite sin mantenerse constante, esto hace que la señal del interruptor varíe mucho más de lo que debería,

provocando la conmutación del interruptor, haciendo que el error producido cree un bucle entre la señal y el interruptor.

A pesar de este error se puede entender el comportamiento del esquema. Además, posteriormente se tendrá en cuenta, ya que podría ocurrir algo similar en el sistema real que se testeará finalmente.

La simulación empieza con los integradores a cero, en $t < 0s$ la salida del controlador es cero, eso supone que el interruptor que activa la rama resonante está cerrado. Empieza la simulación ($t = 0s$), la señal de error entra en el controlador y la salida aumenta, inicialmente, debido a de la rama proporcional, que contribuye en mayor medida con la señal de salida. Los integradores de la rama resonante empiezan a acumular el error y la salida aumenta de forma más veloz a consecuencia de ello.

El módulo de la salida va aumentando su valor, como se observa en la gráfica 3. Cuando el valor del módulo de la salida alcanza el valor límite, la señal Q cambia su valor de 1 a 0, desconectando la rama resonante, para evitar que en esta siga entrando error hacia los integradores. Esta acción provoca, como puede observarse en la segunda gráfica, que la amplitud de la señal de salida se limite en un valor.

Segunda Simulación: Limitación del error introducido y posterior reconexión del sistema de control

En el segundo ensayo se pretende testear el comportamiento de la etapa anti-windup en el caso en que el error disminuya, llegando a ser negativo (lo que supondría que la salida ha superado la referencia y debe disminuir). Para conseguir que el error de entrada siga las especificaciones anteriores, se multiplicarán las señales del error de α y de β por una señal triangular, con las siguientes características:

Característica	Magnitud
Tensión de pico	2 V
Frecuencia	6 Hz
Duty cycle	0.5
DC offset	-1 V
Retraso de la fase	-90 °

Tabla 13. Características de la señal triangular

La combinación entre la tensión de pico de 2V y el offset de -1V programa una fuente que varía su tensión entre $\pm 1V$. La frecuencia está determinada para que, en el tiempo de simulación (0.12 segundos), no se observe un periodo entero. El retraso de la fase es introducido para conseguir que la fuente empiece en el valor de 0V cuando se inicia la simulación.

Con las características seleccionadas, la forma de onda generada por la fuente triangular es la siguiente:

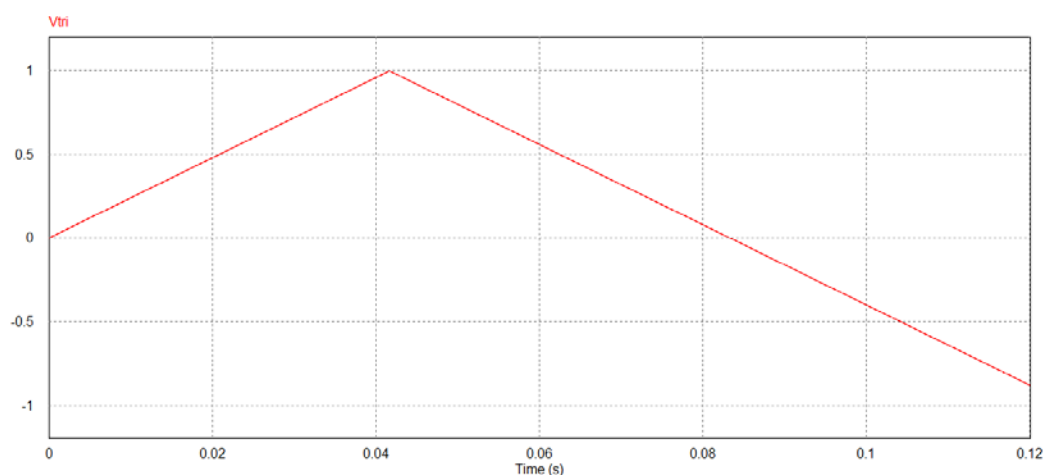


Fig. 103. Forma de onda triangular utilizada para modificar el error.

El producto de estas señales provoca que la forma de onda de la señal triangular defina el comportamiento de la amplitud de la señal de error. La señal de error continuará siendo generado por la señal trifásica transformada al campo de referencia α - β .

Los resultados de este ensayo son:

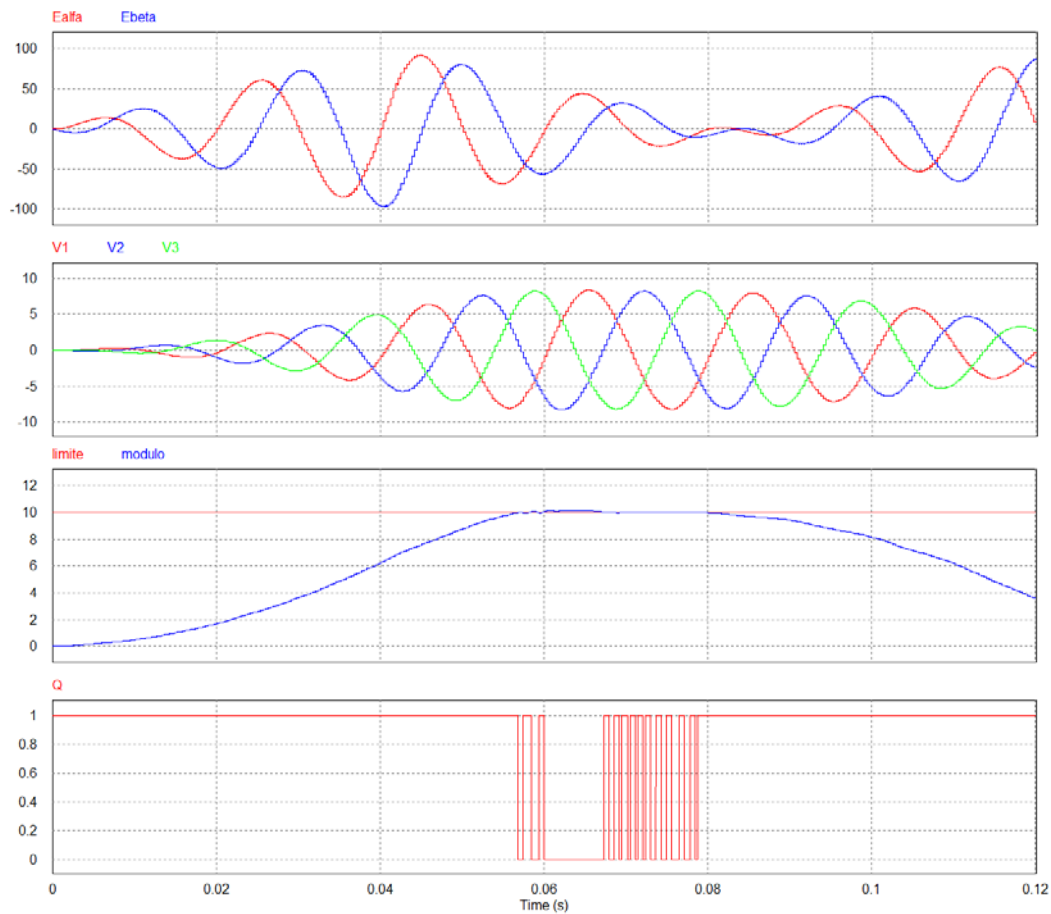


Fig. 104. Simulación del controlador con error variable activando la etapa de anti-windup.

El resultado de las simulaciones es satisfactorio, se puede comprobar cómo el sistema vuelve a reconectar cuando el error disminuye. Concretamente, se puede observar como el módulo de la salida empieza a disminuir cuando la señal triangular se encuentra próxima al paso por cero.

De nuevo se observa como la señal de control del interruptor conmuta. Este efecto no es del interés de esta aplicación ya que puede tener efectos perjudiciales.

Tercera Simulación: Reducción de la conmutación del interruptor

En este último ensayo del efecto anti-windup se pretende reducir la conmutación de los interruptores. El método para desarrollar este propósito consiste en colocar un segundo límite en la comparación del módulo de la salida.

Este segundo límite se activará cuando el interruptor se abra. Con un valor de tensión continua más bajo que el anterior, el límite que provocará la reconexión aleja del valor en el que se encuentra el módulo de la salida.

El esquema que modeliza el razonamiento anterior, y que se añade al controlador utilizado en los ensayos anteriores, se muestra en la siguiente figura:

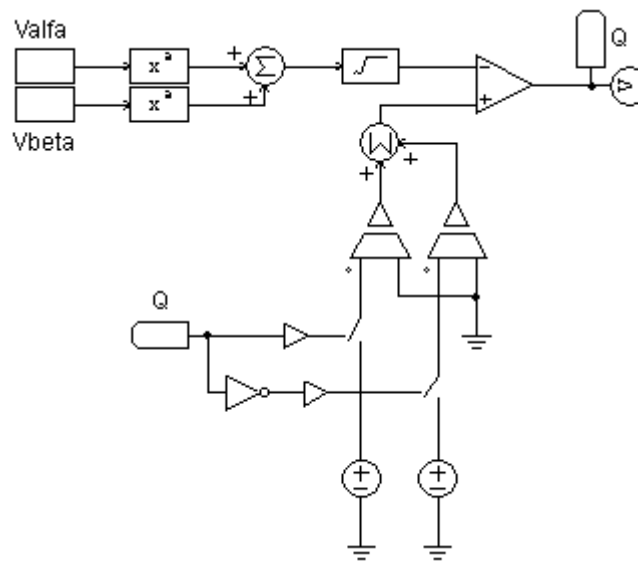


Fig. 105. Esquema de control del interruptor anti-windup.

Este esquema muestra el sistema de control del interruptor de activación y desactivación de la rama resonante.

Como se puede observar en él, la salida del comparador, Q , se utiliza no solo para el control de interruptor anti-windup sino también para determinar cuál de los límites se activará. De este modo se consigue lo que se explicaba inicialmente.

Con este sistema también se consigue que en el momento en que se reconecte el sistema, este se encuentre en un estado ligeramente más estable.

Con la introducción de esta etapa el sistema total queda como:

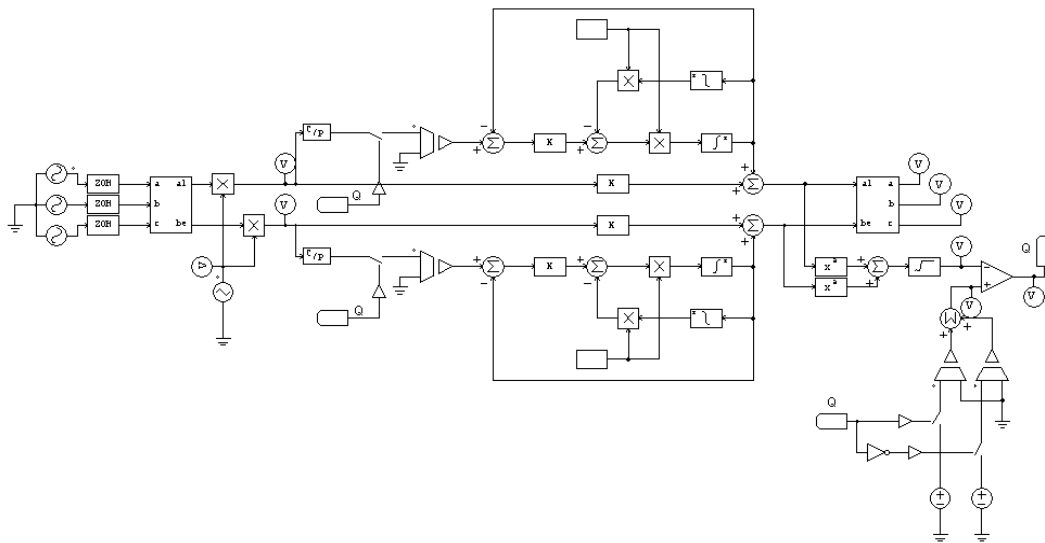


Fig. 106. Sistema de control anti-windup.

La señal de error introducida será la misma que en el segundo ensayo: una señal trifásica transformada a sistema de coordenadas α - β multiplicada por una señal triangular. Los resultados de la simulación se presentan a continuación:

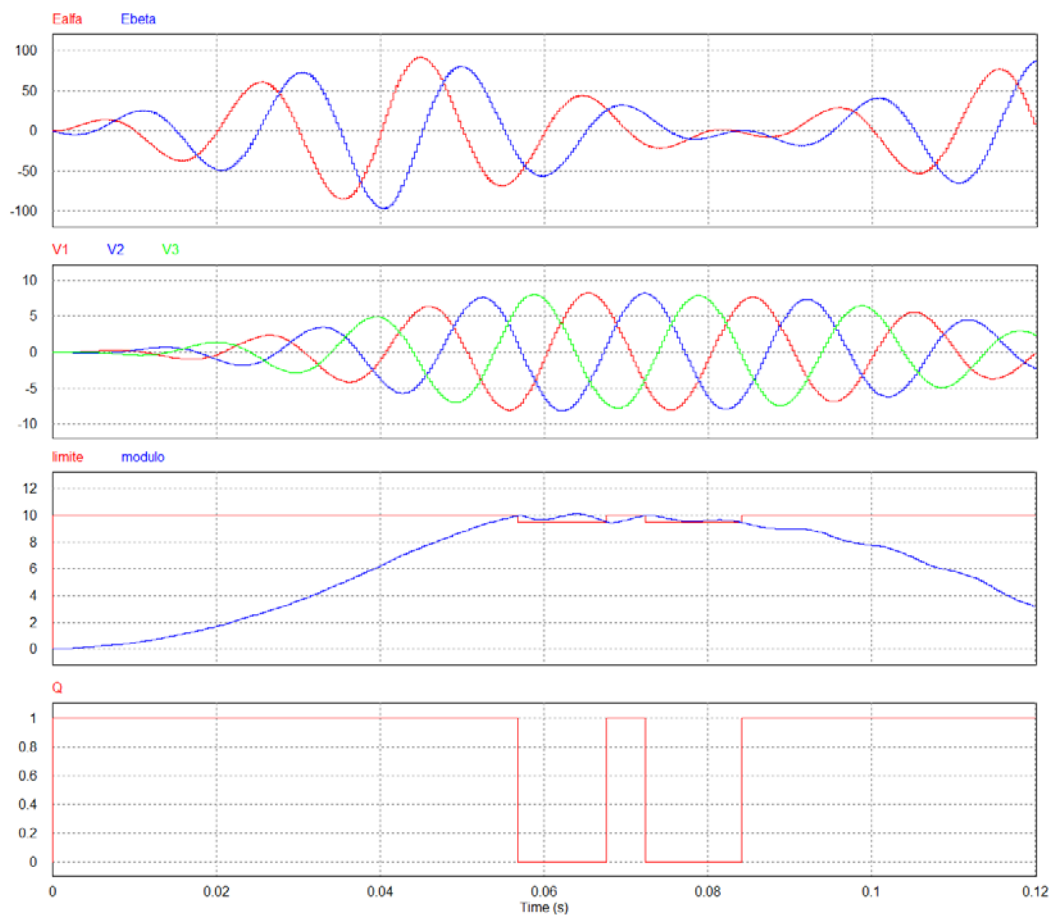


Fig. 107. Resultados de la simulación con el control del interruptor con dos límites.

El comportamiento de las dos primeras gráficas se mantiene inalterado en esta simulación, por tanto con este método se mantiene el comportamiento del sistema, uno de los propósitos de este cambio.

En cuanto a las conmutaciones del interruptor, objetivo principal del ensayo, se puede declarar que el sistema ha conseguido el objetivo que se pretendía, se han reducido las conmutaciones del interruptor.

Aunque no se ha conseguido eliminar al 100% las conmutaciones de este interruptor solo se produce una conmutación en el tiempo que tarda en lograrse la recuperación del sistema, además esta conmutación se lleva a cabo pasados 20ms, lo que se corresponde a un periodo de la señal de red, según la normativa, en este tiempo el error ya debería haber sido restablecido.

Como conclusión de esta etapa se considera que el esquema anti-windup cumple con las consideraciones requeridas. Otro factor importante es la simplicidad que ofrece a la hora de modificar las ecuaciones del SOGI-FLL, ya que solo se añade una variable que multiplica por uno o por cero la variable del error de entrada, además de la variación del límite, cómo se muestra a continuación:

$$V_{0(k)} = V_{0(k-1)} + (K_r V_{i(k)} Q - N_{(k)}) \omega T_s$$

$$N_{(k)} = N_{(k-1)} + V_{0(k-1)} \omega T_s$$

El estado de la variable Q vendrá determinado por un bloque condicional cuya condición será que el valor del módulo de los vectores $V_{0(k)\alpha}$ y $V_{0(k)\beta}$ no sea superior a un determinado valor. Si el módulo se mantiene por debajo de este valor la variable Q tomará el valor de la unidad y si el valor límite es superado, pasará a valer 0.

Si se denomina m al módulo, $lim1$ al límite superior y $lim2$ al límite inferior, esta condición queda cómo:

```

if ( m >= lim1 ){
    Q=0;
    lim=lim2;
}
else {
    if ( m <= lim2 ){
        Q=1;
        lim=lim1;
    }
    else {(lim==lim2)?Q=0:Q=1;
    }
}
    
```


4.3. Código de control

El esquema del sistema que representa el convertidor conectado a red controlado mediante código C, gracias a un bloque DLL se presenta en la página siguiente.

Un bloque DLL (*Dynamic Link Library*) permite al usuario de *PSIM* linkear a este programa un código C compilado mediante *Microsoft Visual Studio*. El bloque DLL recibe las entradas de *PSIM* y ejecuta la rutina introducida, devolviendo a *PSIM* los valores obtenidos a la salida de la DLL. La llamada de la rutina se realiza a cada paso de cálculo (time step) definido en el control de simulación de *PSIM*.

Como se observa en el esquema, las entradas de la DLL son:

- Referencia de corriente.
- 3 Lecturas de la tensión de red digitalizadas.
- 3 Lecturas de la corriente inyectada digitalizadas.
- Activación de la conmutación de los IGBTs.
- 1 Lectura del bus de continua digitalizada.
- Referencia de potencia activa.
- Referencia de potencia reactiva.

La última entrada está conectada a tierra, esto es así porque en lugar de configurar una DLL con el número de entradas y salidas necesarias se tomó la de 12 I/O (inputs/outputs) que era un valor cercano al necesario.

Las salidas de la DLL son:

- 3 señales moduladoras.
- 3 señales de la referencia de corriente.
- Medidas de señales del controlador (como las referencias y salidas de la corriente en sistema de coordenadas α - β , las salidas de la rama resonante, la tensiones de red en coordenadas α - β ...)

Una vez presentadas las entradas y las salidas de este bloque, se está en disposición de introducir el código utilizado para realizar el control del convertidor.

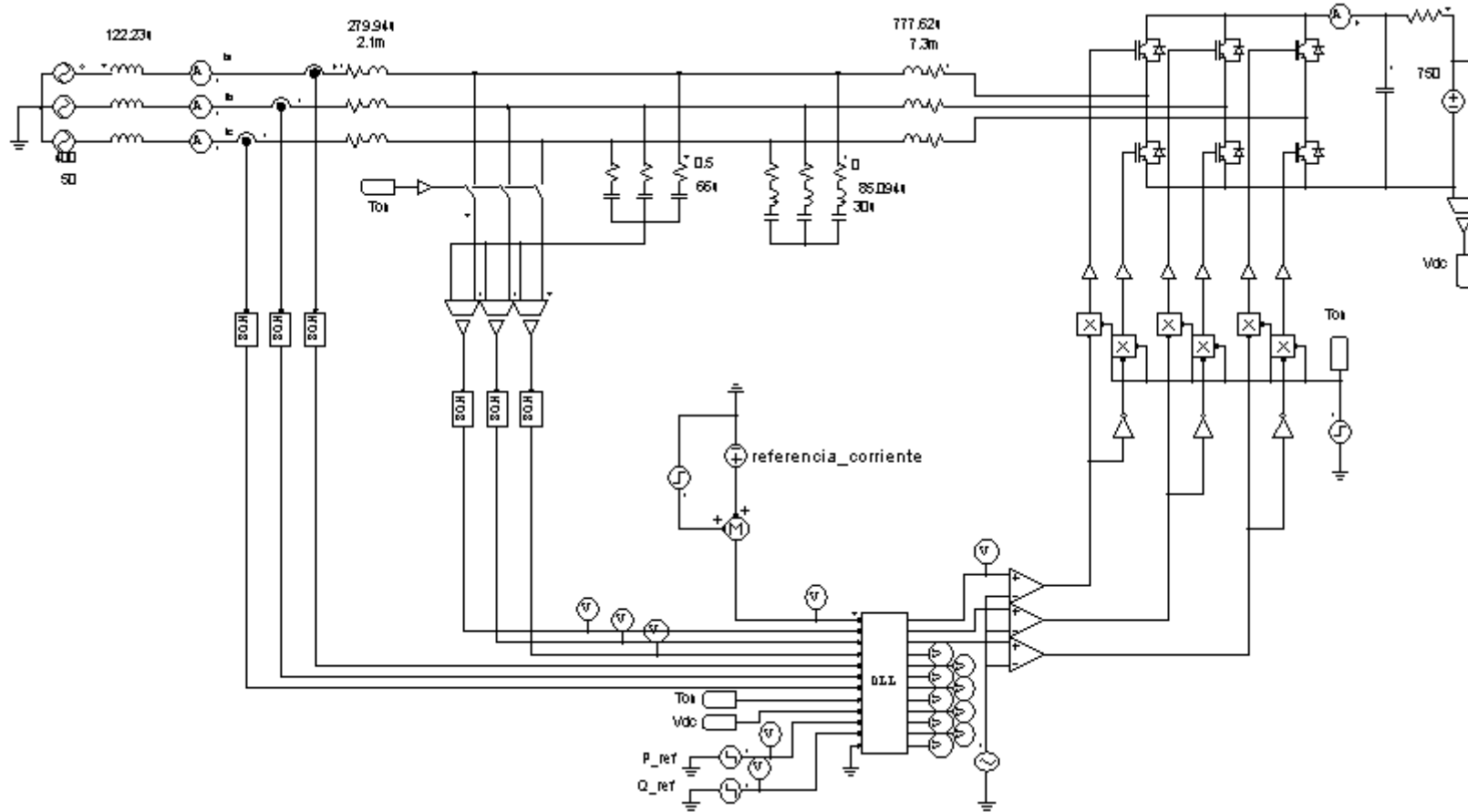


Fig. 108. Esquema del convertidor conectado a red controlado mediante un bloque DLL.

El código entero no se presentará en el documento, ya que aparecen gran cantidad de declaración de variables y definición de constantes. En su lugar se presentarán las distintas partes del código utilizado y se comentará su funcionalidad.

La transformada y la anti-transformada de Clarke se introducen en el lenguaje `c#` utilizado en el código como:

- Transformada de Clarke:

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix}$$

```
void abc_2_ab_norm(double a_b_c[], double alpha_beta[]){
    alpha_beta[0] = sqrt_2_over_3 * (a_b_c[1] - (0.5 * (a_b_c[2] + a_b_c[3])));
    alpha_beta[1] = sqrt_2_over_3 * (sqrt_3_div_2 * (a_b_c[2] - a_b_c[3]));
}
```

- Anti-transformada de Clarke:

$$\begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix}$$

```
void ab_2_abc_norm(double alpha_beta[], double a_b_c[]){
    a_b_c[0] = sqrt_2_over_3 * alpha_beta[0];
    a_b_c[1] = sqrt_2_over_3 * ((-0.5 * alpha_beta[0]) + (sqrt_3_div_2 *
    alpha_beta[1]));
    a_b_c[2] = sqrt_2_over_3 * ((-0.5 * alpha_beta[0]) - (sqrt_3_div_2 *
    alpha_beta[1]));
}
```

Estas primeras líneas de código presentadas se encargan de emular el sistema de ecuaciones que se encuentra sobre sí, por lo que no es necesario comentarlas. Lo único que cabe mencionar son los valores de las variables, las cuales son:

$$sqrt_2_over_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$sqrt_3_div_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

- Controlador proporcional resonante:

Las ecuaciones digitalizadas al inicio de este capítulo, y cuya demostración se encuentra en los anexos, son:

$$V_{0(k)} = V_{0(k-1)} + (K_r V_{i(k)} - N_{(k)}) \omega T_s$$

$$N_{(k)} = N_{(k-1)} + V_{0(k-1)} \omega T_s$$

Para cumplir correctamente con las ecuaciones es necesario calcular primero el valor de $N_{(k)}$ y posteriormente $V_{0(k)}$, para mantener el orden de los retrasos. Con esta consideración, el código que representa esta etapa es:

```
double control_pres (PRES *pres, double i_ref, double i_medida, double Aw){
    pres->Kr = "Valor";
    pres->Kp = "Valor";
    double p;
    double res;
    double p_res;

    pres->e=i_ref-i_medida;

    pres->n = pres->n + w*Ts*pres->u;
    pres->u = pres->u + w*Ts*(pres->e*pres->Kr*Aw - pres->n);

    p = pres->Kp*pres->e;
    res = pres->u;

    p_res = p + res;

    return p_res;
}
```

Las entradas especificadas en la llamada de la función son, por orden:

1. Vector de punteros en el que se encuentran las variables de los estados de los integradores del SOGI, así como los parámetros de sintonización.
2. Referencia de corriente.
3. Valor instantáneo de la corriente inyectada.
4. Chivato del antiwindup que anula la entrada de error en el bloque resonante.

- Antiwindup

```
double antiwindup (double m){

    double Aw;
    double lim1="Valor";
    double lim2="Valor";

    if ( m>=lim1 ){
        Aw=0;
        lim=lim2;
    }
    else {
        if ( m<=lim2 ){
            Aw=1;
            lim=lim1;
        }
        else {(lim==lim2)?Aw=0:Aw=1;
        }
    }

}

return Aw;
}
```

La entrada de este bloque es el modulo del vector de corriente en el marco de referencia α - β . El valor de la salida es el chivato que se introduce en la función del controlador proporcional-resonante.

Sincronización:

```
double sincronization (PRES *sincro, double V_medida_alfa, double v_medida_beta){
    double Aw;
    sincro->Ks = "Valor";
    sincro->gamma = "Valor";
    sincro->e1 = v_medida_alfa;
    sincro->e2 = v_medida_beta;

    sincro->n1 = sincro->n1 + wn*Ts*sincro->u1;
    sincro->n2 = sincro->n2 + wn*Ts*sincro->u2;

    sincro->u1 = (sincro->u1 + w*Ts*(sincro->e1*sincro->Ks - sincro->n1)) /
    (1+sincro->Ks*wn*Ts);
    sincro->u2 = (sincro->u2 + w*Ts*(sincro->e1*sincro->Ks - sincro->n1)) /
    (1+sincro->Ks*wn*Ts);

    sincro->E1 = sincro->e1-sincro->u1;
    sincro->E2 = sincro->e2-sincro->u2;

    Aw = Aw +(sincro->E1*sincro->n1+sincro->E2*sincro->n2)*sincro->gamma*Ts;
    w = Aw + wn;
return w;
}
```

Cuerpo del programa:

Se ha eliminado del código el control con referencia de corriente.

Esta parte se encuentra con comentarios que facilitan la comprensión del programa. Y se define la estructura que une las funciones anteriores, como se ha comentado anteriormente se omiten las definiciones de constantes y las variables, y, se inicia el cuerpo del programa en el vínculo entre *PSIM* y el código de *VisualStudio*:

```

__declspec(dllexport) void simuser (double t, double delt, double *in, double
*out)
{
    double Iref_amplitude = in[0];
    voltages[1] = in[1];
    voltages[2] = in[2];
    voltages[3] = in[3];
    currents[1] = in[4];
    currents[2] = in[5];
    currents[3] = in[6];
    Ton = in[7];
    V_dc = in[8];
    P_ref = in[9];
    Q_ref = in[10];

    double d_a;
    double d_b;
    double d_c;
    double d_min;
    double d_max;
    double min = -0.01;
    double max = 0.99;

    /* Transformación de Clarke de la tensión de red */
    abc_2_ab_norm(voltages, Vmeasured_alpha_beta);

    /* Obtención de la frecuencia mediante la etapa de sincronización */
    w = sinconization((&IalfaController, &IbetaController,
    Vmeasured_alpha_beta[0], Vmeasured_alpha_beta[1]));

    /* Transformación de Clarke de las Corrientes inyectadas */
    abc_2_ab_norm(currents, Imeasured_alpha_beta);

    /* Cálculo de la referencia de corriente a partir de la referencia de
potencia */
    den_ = (u_alpha*u_alpha + u_beta*u_beta);
    Iref_alpha_beta[0] = (P_ref * u_alpha/den_) + (Q_ref * u_beta/den_) ;
    Iref_alpha_beta[1] = (P_ref * u_beta/den_) - (Q_ref * u_alpha/den_);

    /* Llamada al controlador proporcional-resonante */
    double alpha_beta_output[2] = {0,0};
    alpha_beta_output[0] = PRES_Controller(&IalfaController,
    Iref_alpha_beta[0], Imeasured_alpha_beta[0], Q);
    alpha_beta_output[1] = PRES_Controller(&IbetaController,
    Iref_alpha_beta[1], Imeasured_alpha_beta[1], Q);

```

```

    /* Llamada al cálculo de Anti-windup */
    double modulo = sqrt(pow(alpha_beta_output[0],2) +
    pow(alpha_beta_output[1],2));
    Q = antiwindup (modulo);

    /* Aplicación de la anti-transformada de Clarcke a las salidas del
    controlador */
    double a_b_c_output[3] = {0,0,0};
    ab_2_abc_norm(alpha_beta_output, a_b_c_output);

    /* Asignación de los dutys a las salidas transformadas del controlador */
    d_a = a_b_c_output[0];
    d_b = a_b_c_output[1];
    d_c = a_b_c_output[2];

    /* Sistema equivalente del Space Vector Modulation */
    if (d_a<d_b && d_b<d_c){
        d_min=d_a;
        d_max=d_c;
    }

    else if (d_c<d_b && d_b<d_a){
        d_min=d_c;
        d_max=d_a;
    }

    else if (d_b<d_a && d_a<d_c){
        d_min=d_b;
        d_max=d_c;
    }

    else if (d_c<d_a && d_a<d_b){
        d_min=d_c;
        d_max=d_b;
    }

    else if (d_a<d_c && d_c<d_b){
        d_min=d_a;
        d_max=d_b;
    }

    else if (d_b<d_c && d_c<d_a){
        d_min=d_b;
        d_max=d_a;
    }

    else{
        d_min=0; //error
        d_max=0; //error
    }

    d_a = d_a - (((d_min + d_max))*0.5);
    d_b = d_b - (((d_min + d_max))*0.5);
    d_c = d_c - (((d_min + d_max))*0.5);

```

```
/* Limitar el duty en el rango */
if ((d_a < min)|| (d_a > max)){
    d_a = (d_a<min)?(min):(max);
}
if ((d_b < min)|| (d_b > max)){
    d_b = (d_b < min)?(min):(max);
}
if ((d_c < min)|| (d_c > max)){
    d_c = (d_c<min)?(min):(max);
}

/* Asignar a las salidas de la DLL las señales moduladoras */
out[0] = d_a;
out[1] = d_b;
out[2] = d_c;

/* Asignar a las salidas de la DLL las corrientes de referencia */
double Iref_abc[3] = {0,0,0};
ab_2_abc_norm(Iref_alpha_beta, Iref_abc);
out[3] = Iref_abc[0];
out[4] = Iref_abc[1];
out[5] = Iref_abc[2];
}
```


Capítulo 5: Ensayos y resultados experimentales

En primer lugar se recuerda que las pruebas para ensayar el control del inversor han sido llevadas a cabo con un inversor de 10kW construido en los laboratorios del equipo SEER, por lo que antes de empezar a trabajar el control desarrollado en simulación, es necesario testear el inversor con un control del que se conoce su fiabilidad. De este modo se podrán evaluar distintas características del convertidor y los elementos de medida.

A continuación se pondrá a prueba el software de control desarrollado con tres ensayos de control de corriente:

1. Inversor alimentando a una carga trifásica.
2. Inversor alimentando un cortocircuito en el filtro.
3. Inversor inyectando energía a la red eléctrica.

En cuanto a los resultados, se presentarán tres tipos de gráficos: las lecturas del osciloscopio, capturas de pantalla de *ControlDesk* y resultados de las simulaciones. Además se comentarán resultados del analizador de redes CVM-NRG96.

5.1. Pruebas preliminares

El primer ensayo que se realizará será para verificar el comportamiento térmico del inversor, vigilando que este no exceda temperaturas de 80°C, además servirá también para poder determinar la ecuación lineal que relaciona los valores que se obtienen de la salida de la dSpace y los valores reales medidos. Otro aspecto que permitirá obtener este ensayo es el offset que se produce en la lectura, dimensionando así el filtro que lo elimina (aunque este offset depende, entre otros aspectos, de la temperatura, de modo que no siempre estará 100% eliminado).

Para llevar a cabo esta prueba el inversor trabajará en lazo abierto sobre una carga resistiva, siendo las referencias de corriente tres señales sinusoidales desfasadas 120°, que se mandarán a la dSpace como onda portadora. La propia dSpace ya lleva incluida los comparadores y la onda triangular moduladora.

Una vez determinado el correcto funcionamiento del inversor y calibrado el sistema de medidas se procede a ensayar el software de control desarrollado.

5.2. Ensayo conectado a una carga resistiva

Objetivos:

Este ensayo pretende determinar el correcto funcionamiento del programa de control testado en simulación.

Para comprobar si éste es capaz de controlar la corriente de forma adecuada se conectará el convertidor, alimentado por una fuente de tensión DC, a una carga resistiva y se medirá la corriente que se le entrega, determinando así si se logran alcanzar los valores de consigna.

De este modo se evaluará el funcionamiento del programa en condiciones nominales, sin afectar a la red.

Este ensayo se realizará de dos formas distintas: la primera de estas consistirá en tener conectar una carga monofásica a cada una de las fases del inversor. Una vez realizado esto para cada fase (que colaborará además en la calibración), se realizará lo propio con una carga trifásica.

Material:

- Fuente DC de tensión variable.
- Inversor (incluyendo el filtro LCL y las protecciones).
- dSpace.
- Ordenador con los softwares necesarios: dSpace ControlDesk y VisualStudio.
- Carga resistiva ajustable.
- Osciloscopio.
- Conductores.
- 3 pinzas amperimétricas.
- 2 sondas de tester para la lectura de tensión.

Esquema:

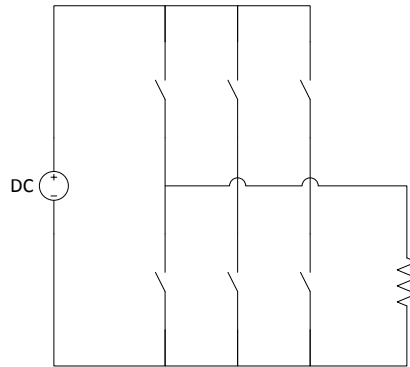


Fig. 109. Esquema del ensayo con carga resistiva por fase.

Esta es la idea del montaje que se desea realizar, donde los interruptores simbolizan los IGBTs del inversor. El problema presentado reside en que a la salida del inversor se encuentra el filtro y el transformador trifásico, que producirían una desviación de la corriente, provocando unas lecturas erróneas, en el caso de evaluar una única fase. El esquema completo teniendo en cuenta esto se presenta como:

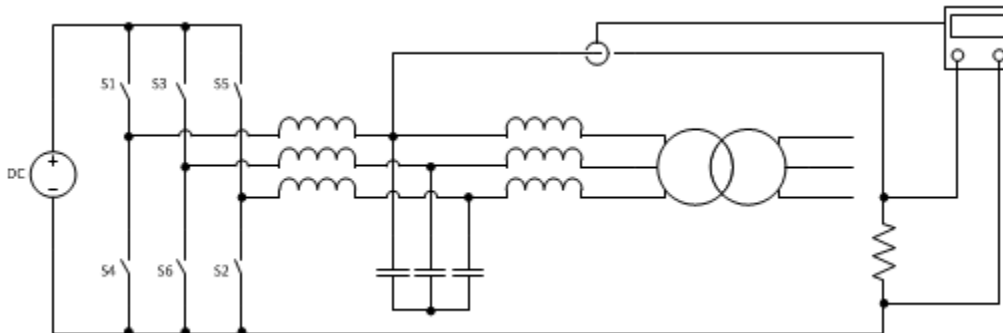


Fig. 110. Esquema ampliado del ensayo con carga monofásica resistiva.

A diferencia de este primer ensayo, en el segundo caso no es necesario evitar el transformador ni los condensadores, el esquema queda como:

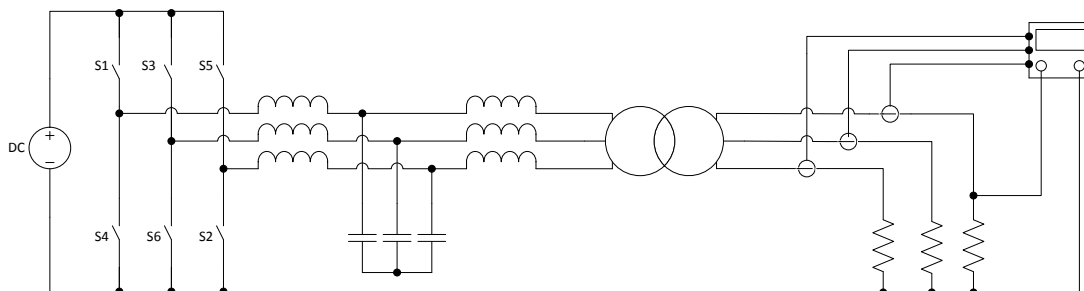


Fig. 111. Esquema del ensayo con carga trifásica resistiva.

Procedimiento:

1. Encender el ordenador.
2. Alimentar los elementos de medida y el armario (maniobra).
3. Arrancar *Visual Studio* y *ControlDesk*.
4. Abrir la solución en código C# y generarla en *Visual Studio*.
5. Abrir *Layout* en *ControlDesk*.
6. Comprobar que el armario está deshabilitado (mediante la conexión de un led rojo).
7. Asegurar la desconexión de las resistencias en paralelo con la fuente DC.
8. Encender la fuente DC, considerando:
 - Polaridad.
 - Control remoto desactivado.
 - Límites de tensión y corriente.
 - Realizadas las revisiones, aumentar tensión hasta 750V.
9. Conectar las resistencias locales.
10. Conmutar el relé de “*Start*” desde *ControlDesk*.
11. Conectar las resistencias en paralelo con el bus de continua.
12. Encender las pinzas de medida de corriente y el osciloscopio.
13. Cerrar el interruptor mecánico del inversor.
14. Calibrar el offset de la corriente del inversor en el *Layout* de *ControlDesk*.
15. Conmutar los IGBTs.
16. Comprobar el comportamiento de la corriente del inversor.
17. Apagar la conmutación, desconectar el interruptor mecánico y la fuente DC.
18. Modificar en el código C# de *Visual Studio* los valores de calibración.

Resultados y conclusiones:

A continuación se presentan las imágenes obtenidas en el transcurso del ensayo. Es de prever que, como la carga es puramente resistiva, la tensión y la corriente medidas estarán en fase.

De los ensayos fase a fase no se dispone de imágenes, debido a un problema con un pen-drive. Aunque gracias a estos ensayos se pudo determinar un fallo en una conexión de una fase del inversor.

En el ensayo con la carga trifásica se llevará la corriente al nivel nominal, que para el inversor de 10kW es de $14.434A_{rms}$ o, lo que es lo mismo, $20.412A$ de pico. Además del control de amplitud, también se desea obtener una frecuencia de 50Hz y la secuencia de fases.

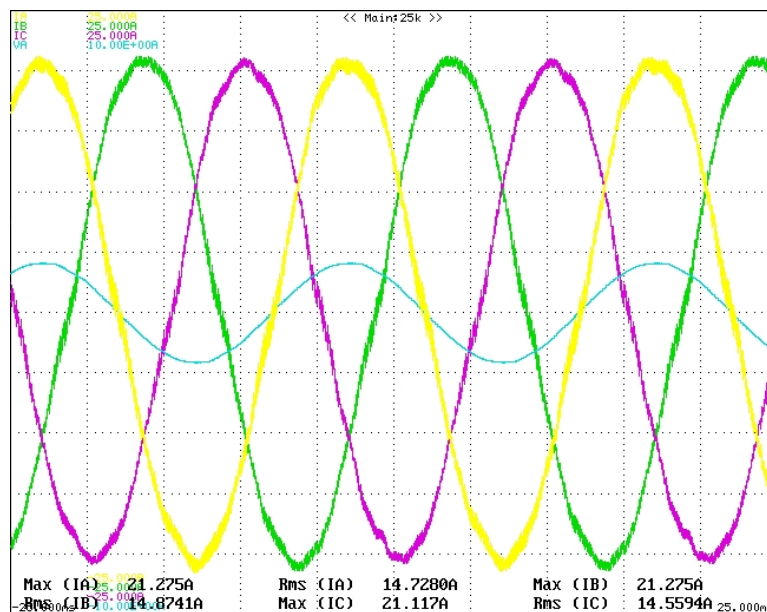


Fig. 112. Resultados de la alimentación de una carga resistiva.

De esta primera gráfica de resultados se puede observar como la tensión y la corriente, de la misma fase, no se encuentran desfasadas.

Una característica interesante, que se presenta a continuación, es la relación entre la corriente inyectada y la referencia. En estas curvas se podrían observar errores en la amplitud o en la frecuencia, así como retrasos o perturbaciones.

El resultado de la superposición de estas curvas es:

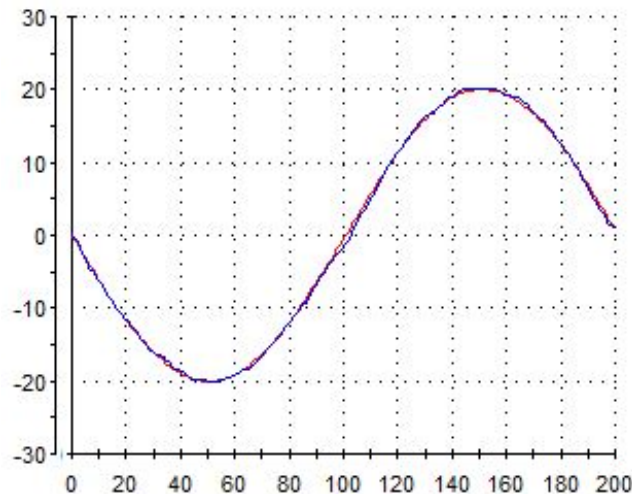


Fig. 113. Seguimiento de la corriente inyectada respecto a la corriente de referencia.

De los resultados anteriores se puede determinar que se han conseguido controlar los distintos aspectos en que se pretendía intervenir.

El principal problema que se observa es que en los pasos por cero, así como en los máximos y los mínimos de la onda, se producen perturbaciones que se corregirán en un ensayo posterior, con la compensación de los tiempos muertos.

5.3. Ensayo en cortocircuito

Objetivos:

El segundo ensayo realizado, como su nombre indica, pretende evaluar el comportamiento del inversor cortocircuitando la salida del mismo.

Principalmente se trata de comprobar que el comportamiento del lazo de control de corriente en una situación inestable, el peor de los casos debido a la baja impedancia del circuito, puede asegurar el correcto funcionamiento del inversor en condiciones seguras que no puedan destruirlo.

Material:

- Fuente DC de tensión variable.
- Inversor (incluyendo el filtro LCL y las protecciones).
- dSpace.
- Ordenador con los softwares necesarios: dSpace ControlDesk y VisualStudio.
- Osciloscopio.
- Conductores.

Esquema:

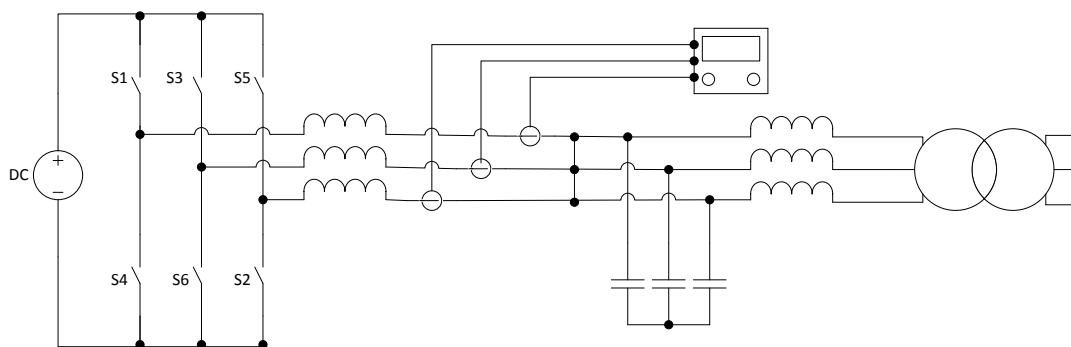


Fig. 114. Esquema del ensayo en cortocircuito.

Procedimiento:

1. Encender el ordenador.
2. Alimentar los elementos de medida y el armario (maniobra).
3. Arrancar *Visual Studio* y *ControlDesk*.
4. Abrir la solución en código C# y generarla en *Visual Studio*.
5. Abrir *Layout* en *ControlDesk*.
6. Comprobar que el armario está deshabilitado (mediante la conexión de un led rojo).
7. Asegurar la desconexión de las resistencias en paralelo con la fuente DC.
8. Realizar el cortocircuito en el inversor.
9. Encender la fuente DC, considerando:
 - Polaridad.
 - Control remoto desactivado.
 - Límites de tensión y corriente.
 - Realizadas las revisiones, aumentar tensión hasta 20V.
10. Conmutar el relé de “*Start*” desde *ControlDesk*.
11. Conectar las resistencias en paralelo con el bus de continua.
12. Encender las pinzas de medida de corriente y el osciloscopio.
13. Cerrar el interruptor mecánico del inversor.
14. Conmutar los IGBTs.
15. Comprobar el comportamiento de la corriente de salida del inversor llevándola hasta su valor nominal.
16. Apagar la conmutación, desconectar el interruptor mecánico y la fuente DC.
17. Modificar en el código C# de *Visual Studio* los valores de calibración.

Resultados y conclusiones:

En este ensayo se presenta una gran dificultad y es que el sistema está en un estado muy sensible y puede desestabilizarse en cualquier momento.

Esto sucedió en los primeros ensayos, en los que por un error de código, cuando se pretendía controlar la corriente en lazo abierto se detectaba una sobrecorriente en lado de alterna y el propio programa detenía el ensayo.

Los resultados una vez solucionado el problema se presentan a continuación:

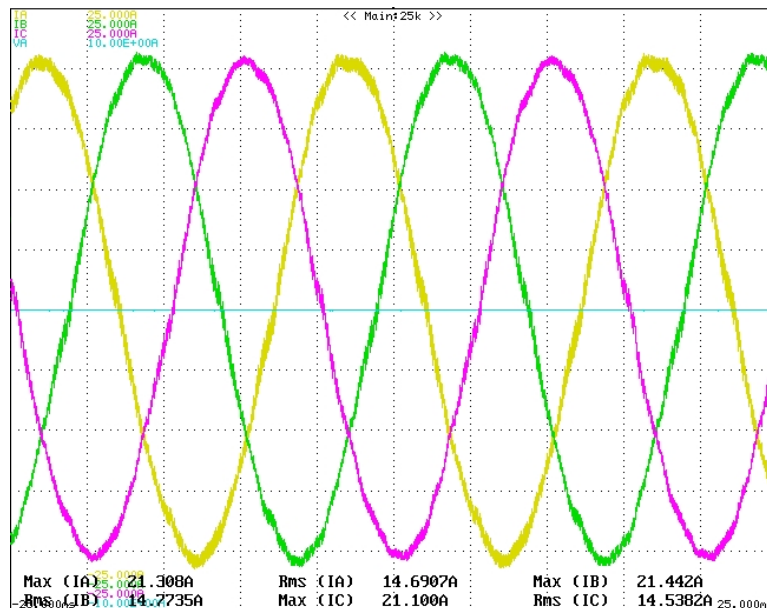


Fig. 115. Resultados del ensayo cortocircuitando la salida del inversor.

En este caso, no es posible observar la curva de tensión, ya que en cortocircuito es nula. De nuevo se puede observar que en los pasos por cero, en los picos de la señal sinusoidal y en los valles, se produce el mismo efecto de perturbaciones.

Una prueba interesante es observar el transitorio en el momento en que se produce el escalón de corriente en la referencia, esta gráfica es:

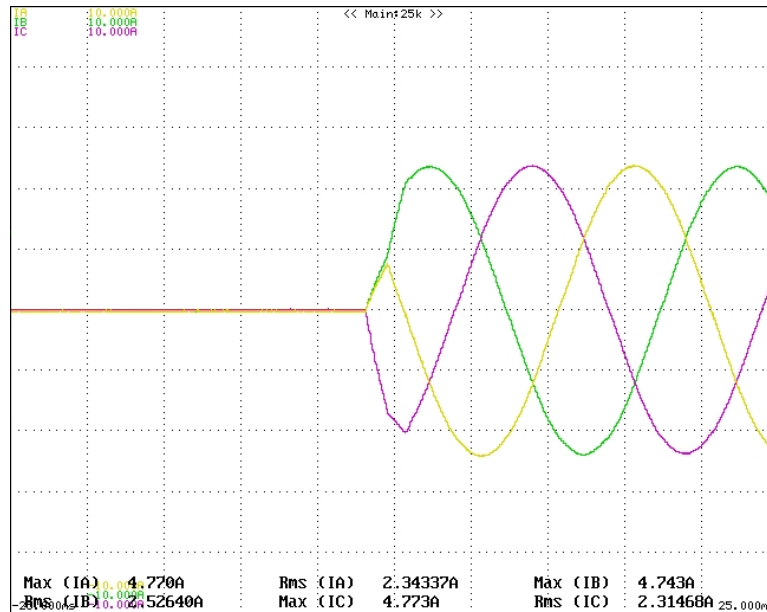


Fig. 116. Incremento de corriente en el ensayo en cortocircuito.

Se determina que en este caso el tiempo de estabilización del control es de 16 milisegundos.

En este caso, el seguimiento que realiza la corriente de salida del inversor respecto a la referencia es:

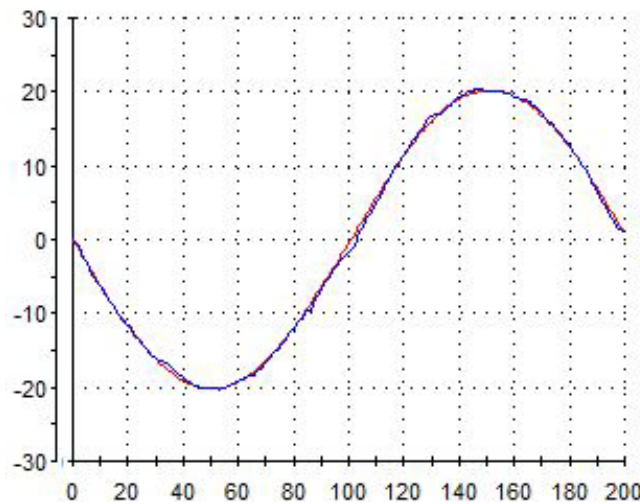


Fig. 117. Seguimiento de la onda de corriente de salida respecto a la referencia dada.

A la vista de los resultados se concluye que se ha conseguido controlar el flujo de corriente en un estado prácticamente inestable del inversor, de modo que se ha establecido el objetivo principal de este ensayo. Cabe destacar que esta prueba, a pesar de evaluar una situación crítica, elimina el filtro del sistema, simplificando el ensayo.

5.4. Ensayo inyectando a red

Objetivos:

En este caso se testeará el inversor conectado a la red, por lo tanto, se encontrará trabajando en la situación para la que ha sido diseñado. Alimentado por una fuente de tensión DC, deberá adecuar la señal para adaptarla a las condiciones de red.

Material:

- Fuente DC de tensión variable.
- Inversor (incluyendo el filtro LCL y las protecciones).
- Autotransformador*
- dSpace.
- Ordenador con los softwares necesarios: dSpace ControlDesk y VisualStudio.
- Osciloscopio.
- Conductores.

*El autotransformador es utilizado solo en un primer ensayo inyectando a red, trabajando a niveles de tensión reducidos.

Esquema:

Si se utiliza el autotransformador:

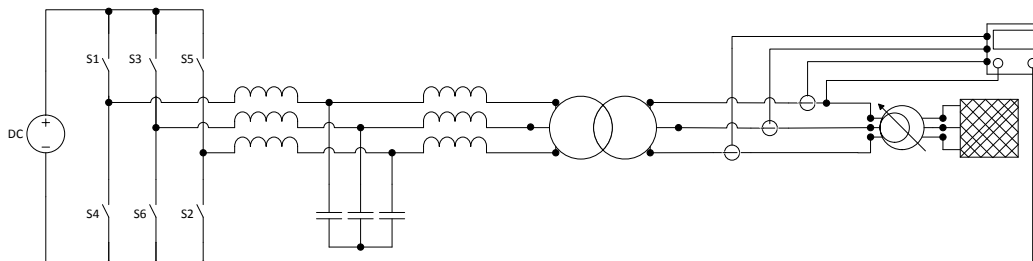


Fig. 118. Esquema del ensayo inyectando energía a red con autotransformador.

En caso de no utilizar el autotransformador:

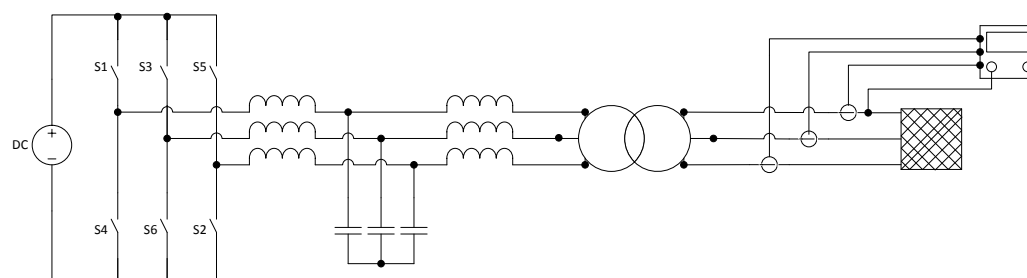


Fig. 119. Esquema del ensayo inyectando energía a red sin autotransformador.

Procedimiento:

1. Encender el ordenador.
2. Alimentar los elementos de medida y el armario (maniobra).
3. Arrancar *Visual Studio* y *ControlDesk*.
4. Abrir la solución en código C# y generarla en *Visual Studio*.
5. Abrir *Layout* en *ControlDesk*.
6. Comprobar que el armario está deshabilitado (mediante la conexión de un led rojo).
7. Asegurar la desconexión de las resistencias en paralelo con la fuente DC.
8. Encender la fuente DC, considerando:
 - Polaridad.
 - Control remoto desactivado.
 - Límites de tensión y corriente.
 - Realizadas las revisiones, aumentar tensión hasta 750V**.
9. Conectar la red.
10. Conmutar el relé de “*Start*” desde *ControlDesk*.
11. Conectar las resistencias en paralelo con el bus de continua.
12. Comprobar la secuencia de fases de la red.
13. Observar las tensiones en el *Layout* de *ControlDesk* y calibrar (ganancias y offsets, anotando estos valores para incluirlos en el programa C#).
14. Encender las pinzas de medida de corriente y el osciloscopio.
15. Cerrar el interruptor mecánico del inversor.
16. Conmutar los IGBTs.
17. Comprobar el comportamiento del inversor ante cambios en la referencia de potencia y a la modificación de los valores de tiempos muertos**.
 - Escalón de potencia activa de 0 a 10kW.
 - Escalón de potencia activa de 0 a 8.66kW y reactiva de 0 a 5kVAr.
18. Desconectar la red, apagar la conmutación, desconectar el interruptor mecánico y la fuente DC.
19. Modificar en el código C# de *Visual Studio* los valores de calibración.

**En el primer ensayo, mediante el autotransformador conectado entre la red y el inversor, se empezará el ensayo con un nivel bajo en la tensión DC, del mismo modo que en la tensión de salida del autotransformador. Posteriormente se realizarán incrementos de tensión en ambos lados manteniendo un *duty cycle* del inversor entre 0.6 y 0.8.

Resultados y conclusiones:

En primer lugar se presentan los resultados del control de corriente ajustando los parámetros del controlador como:

$$K_p = 22.99$$

$$K_r = 31.49$$

Con esta sintonización se procede a llevar al inversor a su potencia nominal de 10kVA, inyectando corriente en fase con la tensión, toda la potencia es activa.

En este caso se utiliza un modelo de compensación de tiempos muertos, para poder conseguir una mejora en la onda de corriente inyectada a red. Se testaron diversos métodos para corregir este aspecto y se presenta uno basado en dividir la onda en seis segmentos. Las ecuaciones de compensación de tiempos muertos son:

$$m_x = m'_x + c_x \quad \{x = a, b, c\}$$

$$c_x = x_y \times f_{sw} \times t_d \times Sign \quad \{y = 1,2,3..6\}$$

La lectura de corriente del osciloscopio es:

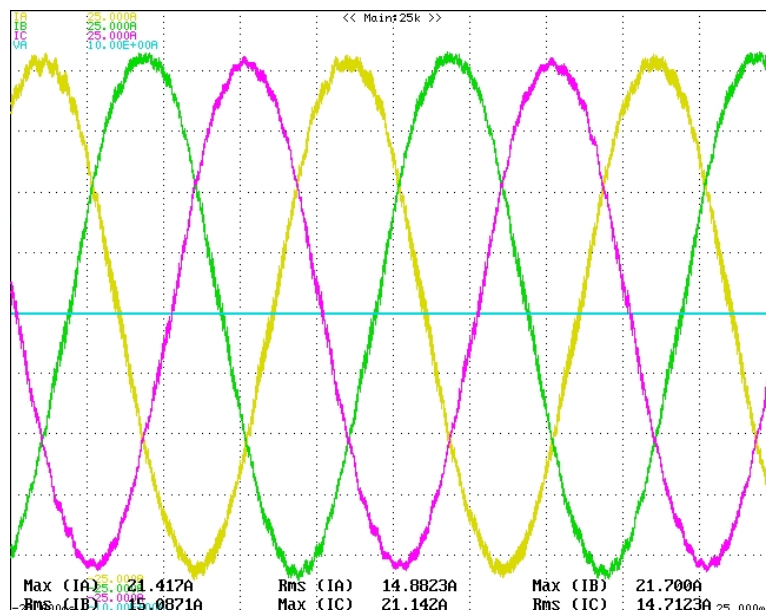


Fig. 120. Resultados del ensayo inyectando a red con el convertidor de 10kW trabajando a potencia nominal.

Mediante el analizador de red se puede obtener el THD de corriente para cada fase, en este caso los valores son:

Fase	THD [%]
R	3.4
S	3.4
T	4.1

Tabla 14. Distorsión armónica total en la corriente de cada fase, inyectando a red 10kW.

En este estado el controlador está trabajando con un margen de fase de 45° y un margen de ganancia de 4.35dB.

Los valores utilizados en la compensación de tiempos muertos son:

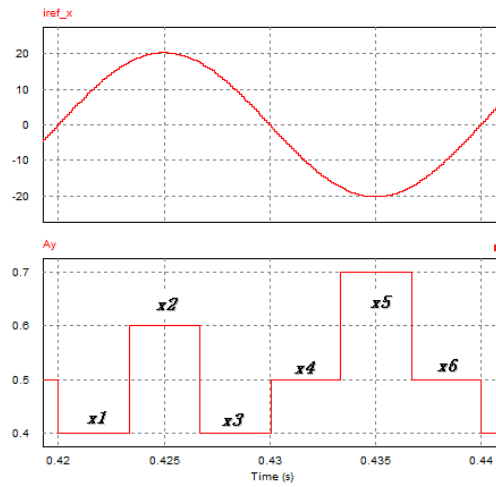


Tabla 15. Valores del parámetro X en las ecuaciones de compensación de tiempos muertos.

Comparando la señal de corriente inyectada en el campo de referencia $\alpha\text{-}\beta$ con la referencia de corriente en el mismo campo de referencia el resultado es:

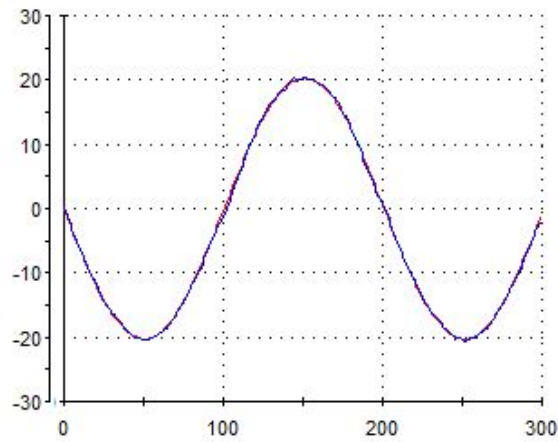


Fig. 121. Comparación entre la señal de salida y la referencia de corriente den el campo de referencia $\alpha\text{-}\beta$.

La siguiente figura muestra la potencia activa y reactiva medida a la salida del inversor. El resultado es:

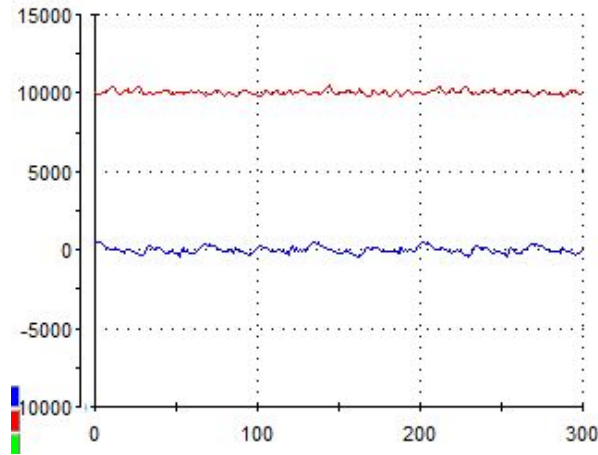


Fig. 122. Valor de potencia instantánea.

Como se puede observa en la ilustración anterior, el valor de potencia activa se mantiene en los 10000W y la reactiva en 0VAr.

A continuación se configura el osciloscopio para que mantenga en pantalla el salto de corriente desde 0A a corriente nominal, el resultado es:

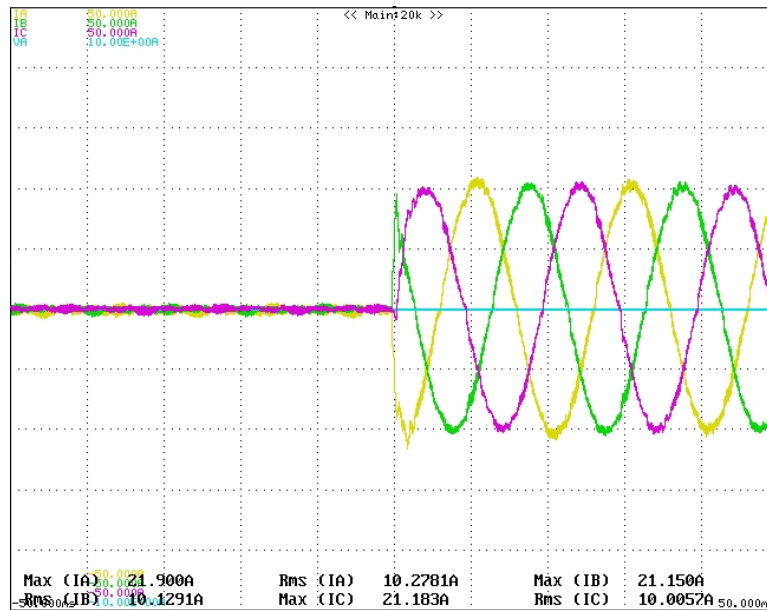


Fig. 123. Variación de corriente desde cero amperios hasta corriente nominal inyectando a red.

En esta prueba se determina que el tiempo de establecimiento de 9.6 milisegundos.

En el siguiente caso se presentan los resultados de la inyección de una potencia de 10kVA con un factor de potencia 0.8, lo que significa 8 kW y 6 kVAr (inductivos):

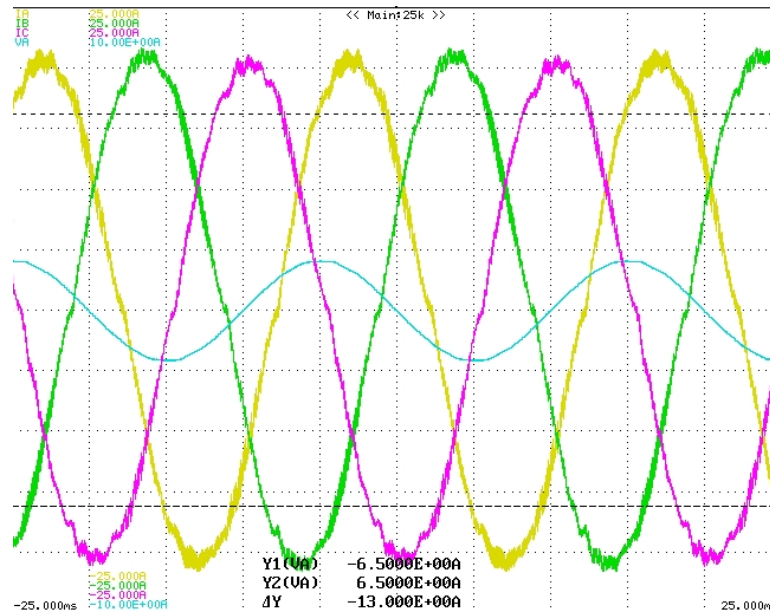


Fig. 124. Resultados del ensayo inyectando a red 8kW y 5.6kVAr trabajando a potencia nominal.

Como se puede observar en la figura anterior la onda de tensión adelanta a la onda de corriente, por lo que se demuestra el comportamiento inductivo de la corriente.

En este caso, las lecturas de la distorsión armónica son:

Fase	THD [%]
R	5.6
S	4.5
T	5.8

Tabla 16. Distorsión armónica total en la corriente de cada fase, inyectando a red 8kW y 5.6kVAr.

En este caso, el seguimiento que realiza la señal de corriente inyectada a la referencia, es:

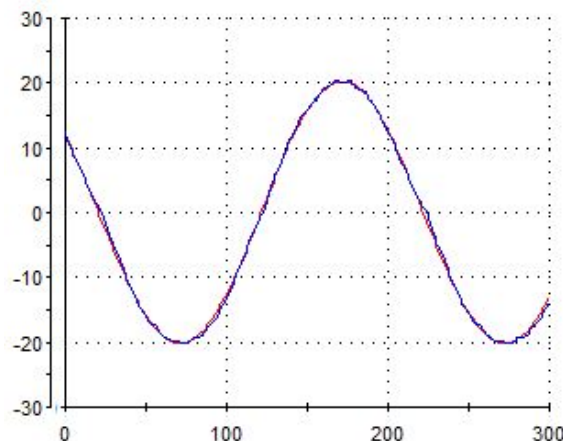


Fig. 125. Seguimiento de la corriente inyectada respecto a la señal de referencia.

Y la potencia instantánea inyectada es:

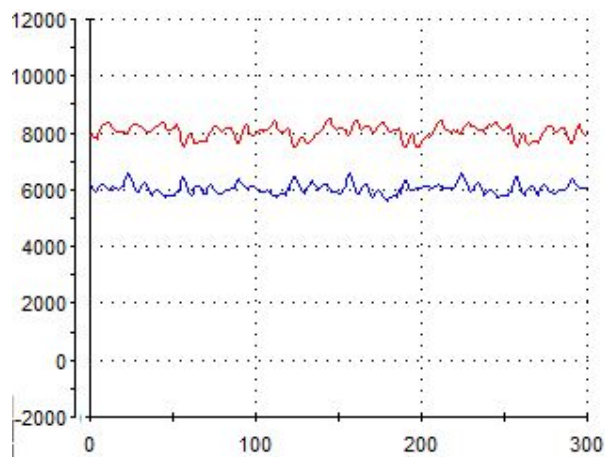


Fig. 126. Potencia instantánea en el ensayo.

Una observación en cuanto al comportamiento de la corriente inyectada es que el aumento de energía reactiva empeora la calidad de la señal de corriente de salida.

Un efecto importante que se debe considerar es el de la corriente de magnetización del transformador, cuyo valor está caracterizado por una onda sinusoidal muy distorsionada, con un valor relativamente alto de amplitud.

Debido a esto, cuando se está realizando una inyección de baja potencia a red, si la corriente inyectada es de un valor inferior o similar al de la corriente de magnetización del transformador, la primera se verá muy afectada, inyectando a red una corriente muy distorsionada por armónicos.

Este efecto se puede observar a continuación:

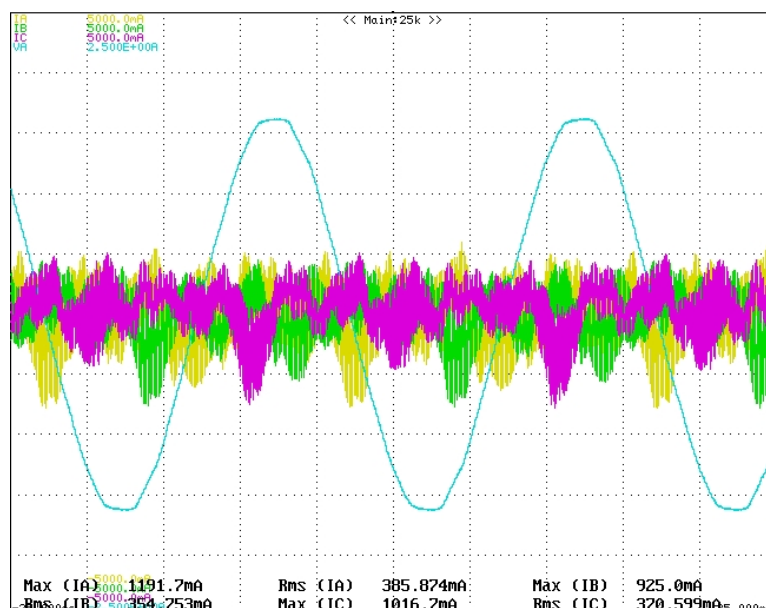


Fig. 127. Corriente de magnetización del transformador y corriente consumida por los condensadores.



Como conclusión, a la vista de los resultados presentados, se puede determinar que el sistema tiene un buen comportamiento en régimen estable manteniendo controlada la amplitud de la corriente, así como la frecuencia y el desfase necesario para cumplir con la referencia de potencia.

Del mismo modo, también se puede concluir que el sistema tiene una buena respuesta transitoria, consiguiendo un tiempo de estabilización bajo y sin producirse sobrepicos de intensidad.

5.5. Ensayo con el inversor de 100kW.

Aunque por cuestiones de tiempo no se ha podido llegar a trabajar con el inversor para el que se ha diseñado el control en este proyecto, se ha podido realizar una primera prueba para verificar que el montaje ha sido realizado correctamente.

En este ensayo se ha conectado el inversor de 100kW de potencia nominal a dos cargas trifásicas en paralelo, consiguiendo un consumo de 25kW y, por tanto, obligando al inversor a trabajar al 25% de sus condiciones nominales.

Para realizar el ensayo, se ha mantenido el lazo abierto en el control, introduciendo una referencia de corriente, la cual consiste en tres señales desfasadas 120° pulsando a 50Hz. El inversor se encuentra alimentado por una fuente de tensión continua variable ajustada a 750V.

Los resultados de esta prueba son:

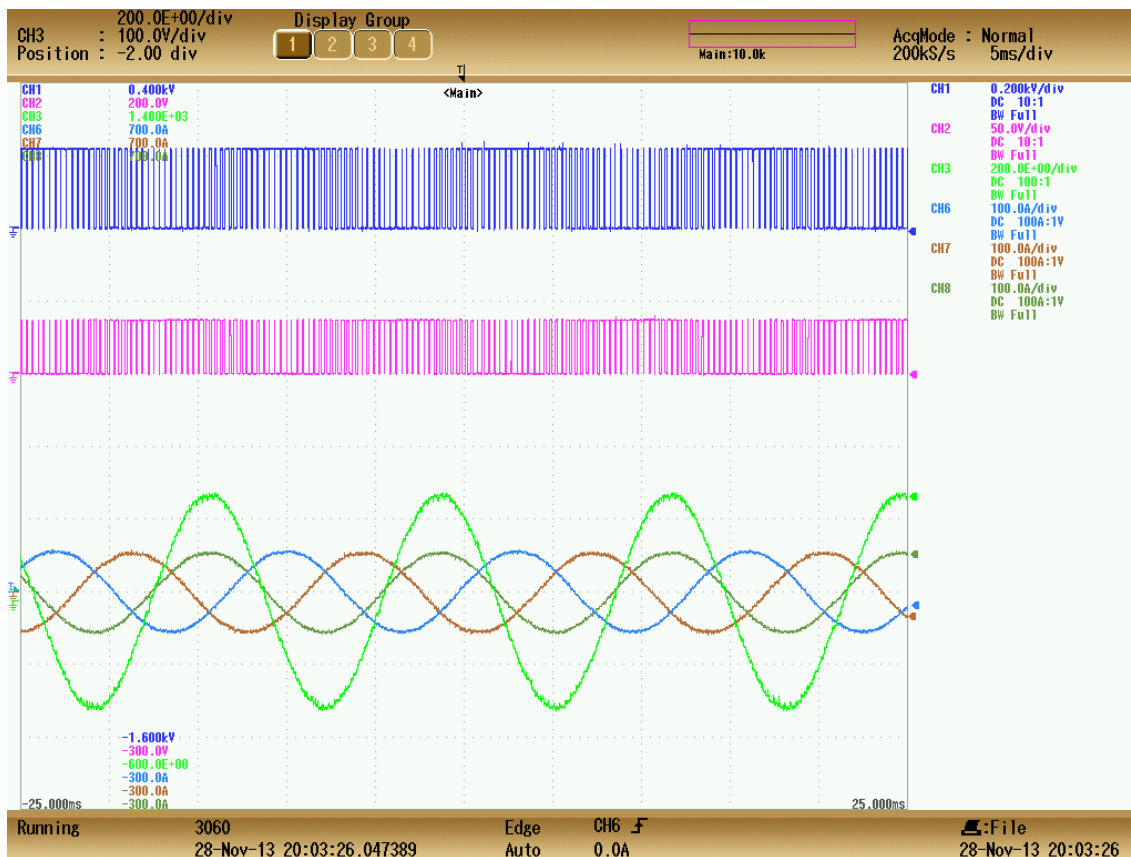


Fig. 128. Resultados del ensayo del inversor de 100kW, trabajando a un cuarto de su potencia nominal.

Las gráficas que se presentan en esta figura, muestran:

- Tren de pulsos del control de puerta del IGBT S1.
- Tensión entre colector-emisor del IGBT S1.
- Caída de tensión en la resistencia de la fase a y sistema trifásico de corrientes de salida del inversor.

De las gráficas se puede observar que a la salida, la tensión y la corriente se encuentran en fase, debido al carácter resistivo de la carga. Además se ha podido calcular que el rendimiento del sistema es del 97.5%.

Otro resultado importante es poder determinar que la tensión medida entre colector-emisor es, dejando de lado la amplitud de la señal, la inversa de la señal de entrada en la puerta. Con esta verificación se puede declarar que no hay pérdidas de información entre los pulsos de entrada en la puerta IGBT y la corriente de salida.

Gracias a la realización de este ensayo se ha podido verificar el funcionamiento del inversor así como la etapa de control de corriente.

Capítulo 6: Conclusiones.

En este trabajo se han estudiado los componentes del modelo de un inversor trifásico y se ha diseñado una estructura de control, mediante la transformada de Clarke que traslada el problema a un plano de referencia estático de coordenadas $\alpha\text{-}\beta$, utilizando un regulador proporcional-resonante para controlar la corriente de salida y la estructura del SOGI-FLL para sincronizar el sistema con la tensión de red.

La validación del funcionamiento de estos esquemas se ha realizado individualmente y compartiendo información entre ellos.

Para solucionar los problemas de armónicos (presentes en la conmutación de corriente) se ha utilizado un filtro LCL, con el que ha sido necesario desarrollar un sistema de control al que no le afecten las resonancias internas.

Definido el sistema y testado mediante análisis en tiempo continuo, se ha procedido al diseño digital de los bloques implicados en el control y a la validación de su funcionamiento. Tratando de solucionar los problemas propios de la digitalización.

Finalmente, se ha validado el diseño del controlador mediante la integración de éste en un convertidor dc-ac real de 100kW, construido en los laboratorios de SEER, consiguiendo inyectar a red la potencia de un cuarto de la nominal del inversor. Debido a problemas de tiempo, relacionados con la adecuación de la infraestructura eléctrica necesaria no se han podido realizar los ensayos deseados en este inversor, pero se ha adecuado el control para poder llegar a la inyección de la potencia nominal en el caso de la plataforma de 10kW.

Con este proyecto final de grado se ha profundizado en novedosos sistemas de sincronización, control y filtrado, de un mayor nivel de complejidad que el alcanzado en las asignaturas pertinentes de la carrera en las que se ha trabajado con estos conceptos. Esto ha supuesto la búsqueda de información en artículos actuales de investigadores de distintas nacionalidades que desarrollan los avances en estos campos.

El trabajo con estas etapas novedosas ha sido gracias y debido al contacto con estudiantes de doctorado que están realizando sus tesis sobre los campos citados en este proyecto en conjunto con el grupo SEER.

Además, y realmente importante, no solo se ha trabajado con los conceptos teóricos de los campos y etapas desarrollados, sino que se ha tenido una toma de contacto con sistemas reales, saliendo del mundo de la simulación y entrando en los requerimientos y consideraciones del montaje.



Motivos, todos estos, por los que se considera la ejecución de este proyecto una experiencia muy provechosa para el estudiante, ya que la utilización de estas técnicas es, además, una realidad en el mercado actual, no solo en la investigación.

Además de lograr cerrar los objetivos propuestos al inicio del trabajo, los resultados obtenidos, dentro del margen establecido en la normativa de inyección a red, permiten estar satisfecho en cuanto al nivel de resultados y aprendizaje.

Bibliografía

Libros

- [1] BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. *Digital Control in Power Electronics*. 1ª Edición. Estados Unidos de América: Morgan and Claypool, 2006. 151p.
- [2] RODRIGUEZ, Pedro; TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1ª Edición. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2011. 397p.
- [3] HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. 1ª Edición (española). Madrid: Pearson Educación, S. A., 2001. 472p.
- [4] RASHID, Muhammad H. *Electrónica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 2ª Edición. México. Prentice Hall Hispanoamericana S.A. 1995. 721p.
- [5] DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. *Sistemas de Control Moderno*. 10ª Edición. Madrid: Pearson Educación, S.A. 2005. 928p.

Artículos

- [6] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL-filter-Based Three-Phase Active Rectifier", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, Sept/Oct 2005
- [7] J. Rocabert, G.M.S. Azevedo, A. Luna, J.M. Guerrero, J.I. Candela, P. Rodriguez, "Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Micro-grids"
- [8] P. Rodriguez, A. Luna, I. Etxeberria, J.R. Hermoso, R. Teodorescu, "Multiple Second Order Generalized Integrators for Harmonic Synchronization of Power Converters"
- [9] P. Rodriguez, A. Luna, J.I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 58, no. 1, Jan 2011
- [10] A.M. Cantarellas, E. Rakhshani, D. Remon, A. Luna, and P. Rodriguez, "Grid Connection Design and Control of LCL+Trap Filter Based Two-Level VSC for Wave Power Plant Applications"
- [11] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 27, no. 22, Nov 2012
- [12] S. A. Richter, R. W. De Doncker, "Digital Proportional-Resonant (PR) Control with Anti-Windup Applied to a Voltage-Source Inverter".
- [13] A. Ghoshal, V. John, "Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller", National power electronic conference, India, 2010.

Otros

- [14] ALONSO ALVAREZ, J.M. 1998. Inversores resonantes de alta frecuencia. Tesis para optar a la plaza de profesor titular de universidad. Gijón. Universidad de Oviedo. 118p.
- [15] BROGUERAS GARCÍA, B. 2011. Diseño y validación del control digital de un inversor de potencia en ejes de referencia síncronos conectado a red. Proyecto final de carrera. Leganés. Universidad Carlos III de Madrid. 143p.
- [16] *PSIM user's guide*. Powersim Inc.. Marzo 2010. Versión 9.0. 2ª publicación.
- [17] Curso de programación en lenguaje C++: www.c.conclase.net (2013).
- [18] *Reglas básicas de la programación en lenguaje C*. Departament d'Arquitectura de Computadors, UPC. Versión 1.0.
- [19] Teorema de muestreo
http://es.wikipedia.org/wiki/Teorema_de_muestreo_de_Nyquist-Shannon (Octubre 2013).
- [20] Información actualizada IGBT http://es.wikipedia.org/wiki/Transistor_IGBT (Octubre 2013).



Reporte fotográfico

A continuación se presenta una serie de fotografías del inversor, realizadas durante el montaje:



Fig. 129. Montaje del disipador, los IGBTs con sus placas de control, los condensadores de respuesta dinámica y los “plates” de cobre con el aislante. Inversor de 50kW.

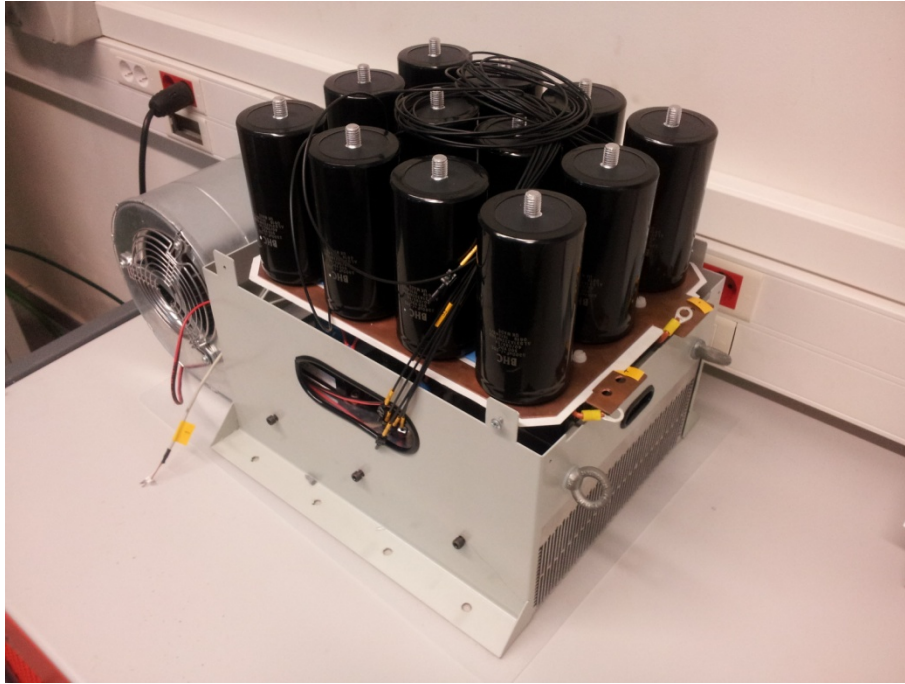


Fig. 130. Montaje del inversor de 50kW con los condensadores electrolíticos y protegido por medio chasis.



Fig. 131. Armario del inversor de 100kW.



Fig. 132. Placa de montaje frontal del inversor de 100kW. Contactores y protecciones.



Fig. 133. Placa de montaje posterior del inversor de 100kW.





Anexos

A.1. Cálculos necesarios para el dimensionado de los elementos del inversor de 50kW

Los parámetros conocidos del inversor son:

Potencia activa	50 kW
Tensión Bus de continua	750 V
Tensión de salida	230/400 V
Frecuencia de salida	50 Hz
Cos Phi max	0.800
Frecuencia de conmutación nominal	3150 Hz
Frecuencia de conmutación máxima para futuros trabajos	10000 Hz

Tabla 17. Parámetros conocidos del inversor.

Potencia aparente nominal (coseno de phi máximo):

$$S = \frac{P}{\cos \varphi} = \frac{50000}{0.800} = 62500.000 \text{ kVA}$$

Corriente nominal de salida:

$$I_{CA} = \frac{S}{\sqrt{3}U_L} = \frac{62500}{\sqrt{3} \cdot 400} = 90.210 \text{ A}$$

Corriente nominal en el bus de continua:

$$I_{DC} = \frac{P}{U_{cc}} = \frac{62500}{750} = 83.333 \text{ A}$$

Resistencia de equilibrado de los condensadores:

Potencia máxima de cada resistencia: 10 W

$$P_{\max/rama} \leq 20W$$

$$P = \frac{V^2}{R} \rightarrow R = \frac{V^2}{P} = \frac{750^2}{20} = 28\,125 \, \Omega$$

Corriente que circula por las distintas resistencias de catálogo:

$$I_{eq1} = \frac{U_{cc}}{R_{eq1}} = \frac{750}{2 \cdot 18000} = 20.803 \text{ mA}$$

$$I_{eq2} = \frac{U_{cc}}{R_{eq2}} = \frac{750}{2 \cdot 27000} = 13.889 \text{ mA}$$

$$I_{eq3} = \frac{U_{cc}}{R_{eq3}} = \frac{750}{2 \cdot 47000} = 7.979 \text{ mA}$$

Relación entre la corriente de fuga y la corriente de equilibrado:

$$\frac{I_{equilibrado}}{I_{fuga}} = \frac{13.889}{6.000} = 2.315$$

Disipador:

Para la selección del disipador es necesario determinar las pérdidas generadas en los módulos IGBTs debidas a la conmutación. Para ello ha sido utilizado el software *Melcosim* de *Mitsubishi Electric*.

En este software se especificará el modelo de IGBT que se desea utilizar (PM200DV1A120) y se le asignarán las condiciones de trabajo, tal y como aparecen en la captura siguiente:

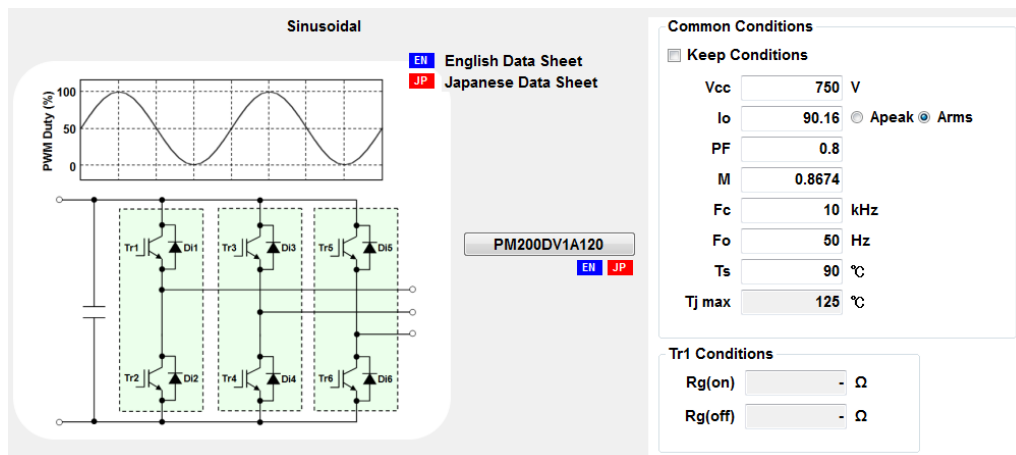


Fig. 134. Pantalla Melcosim de asignación de datos.

Los resultados de esta simulación son:

Tr1		Tr2	
P_Tr1	183.26	W/IGBT	
SW	141.82		
DC	41.43		
SW(on)	68.52		
SW(off)	73.30		
$\Delta T_{j-c}(Tr1)_{Ave}$	16.49	K	
$T_j(Tr1)_{Ave}$	114.97	°C	
$\Delta T_{j-c}(Tr1)_{Max}$	24.15	K	

Di1		Di2	
P_Di1	52.44	W/DIODE	
SW	38.47		
DC	13.96		
$\Delta T_{j-c}(Di1)_{Ave}$	7.65	K	
$T_j(Di1)_{Ave}$	106.14	°C	
$\Delta T_{j-c}(Di1)_{Max}$	11.07	K	
$T_j(Di1)_{Max}$	109.55	°C	

Fig. 135. Resultados de Melcosim de la simulación.

Estos resultados indican que las pérdidas son de 183.26W por cada transistor del módulo y de 52.44 por cada diodo del módulo.

Si se continúa con el estudio del circuito térmico de la figura Fig. 34. Esquema del circuito térmico entre el módulo IGBT y el ambiente, que se recuerda a continuación:

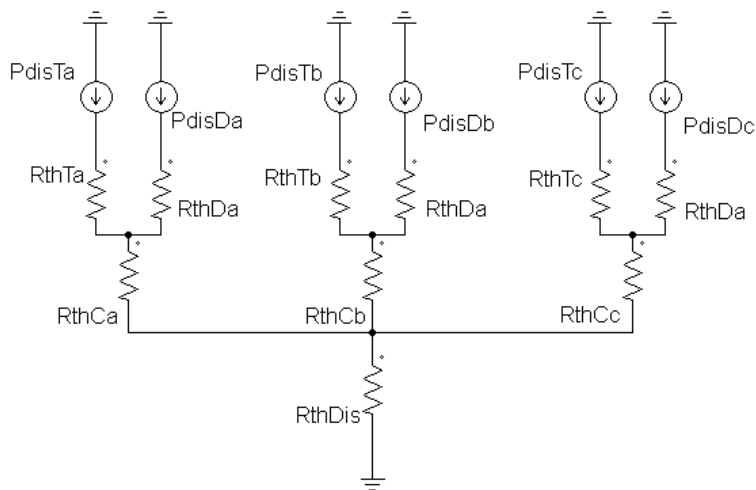


Fig. 136. Circuito térmico equivalente del sistema compuesto por los módulos IGBTs y el disipador.

Considerando que las pérdidas de cada elemento de cada módulo son iguales, se presentan dos caminos de estudio. Uno es el de las pérdidas generadas por el transistor y el otro, las del diodo. Se considera que la temperatura ambiente es de 30°C y la de la unión es la máxima permitida, 150°C.

Para el transistor:

$$\theta_{max} - 2P_{disTa}R_{thTa} - 2(P_{disTa} + P_{disDa})R_{thCa} - 3(2(P_{disTa} + P_{disDa}))R_{thDis} = \theta_{amb}$$

$$150 - 2 \cdot 183.26 \cdot 0.09 - 2 \cdot 235.70 \cdot 0.036 - 3(2 \cdot 235.7)R_{thDis} = 30$$

$$R_{thDis} = 0.05 \text{ K/W}$$

Para el diodo:

$$\theta_{max} - 2P_{disDa}R_{thDa} - 2(P_{disTa} + P_{disDa})R_{thCa} - 3(2(P_{disTa} + P_{disDa}))R_{thDis} = \theta_{amb}$$

$$150 - 2 \cdot 52.44 \cdot 0.146 - 2 \cdot 235.70 \cdot 0.036 - 3(2 \cdot 235.7)R_{thDis} = 30$$

$$R_{thDis} = 0.062 \text{ K/W}$$

El circuito térmico más desfavorable, es el que sigue el camino de la potencia disipada por el transistor, ya que se requiere menor resistencia térmica para disipar esa potencia perdida.

El disipador seleccionado ofrece una resistencia térmica de 0.015 K/W, con este valor, la temperatura en la unión es de:

$$150 - 2 \cdot 183.26 \cdot 0.09 - 2 \cdot 235.70 \cdot 0.036 - 3(2 \cdot 235.7)0.015 = \theta_{max}$$

$$\theta_{max} = 101.17^{\circ}\text{C}$$

Resistencia de conexión a red:

En este caso se ha optado por determinar el valor de estas resistencias mediante simulación. El circuito equivalente es el siguiente:

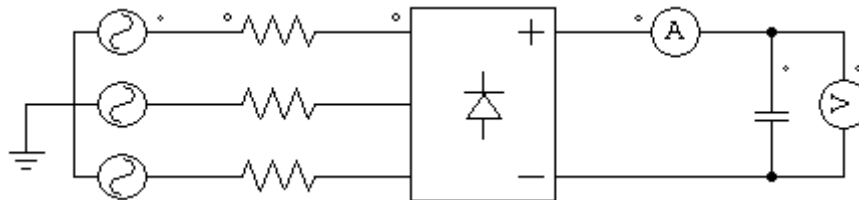


Fig. 137. Circuito equivalente utilizado para el dimensionado de las resistencias de conexión a red.

Las tres fuentes simbolizan la red trifásica. El puente de diodos representa el camino que se crea entre el lado de red el bus de continua a través de los diodos en antiparalelo de los módulos IGBTs y el condensador representa la capacidad equivalente del bus de continua.

Con unas resistencias de 20Ω el resultado obtenido es:

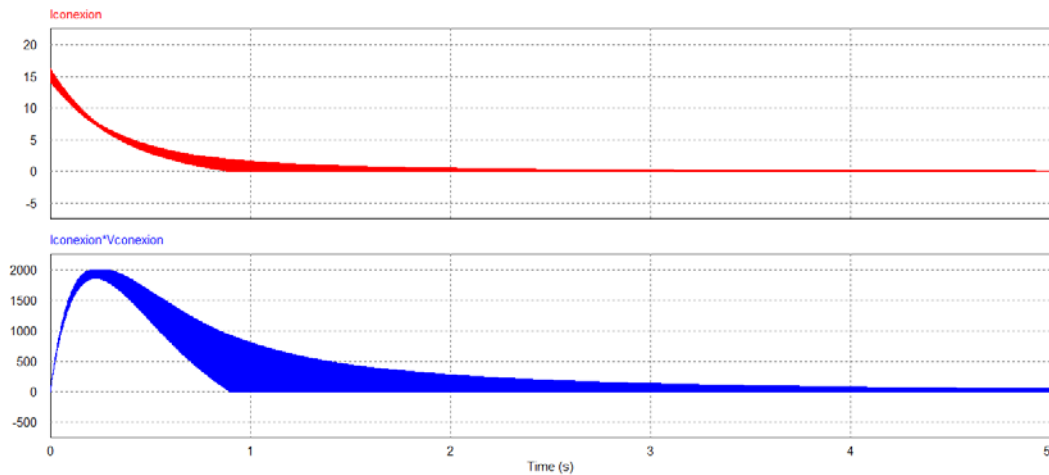


Fig. 138. Resultados de la simulación con resistencias de $20R$.

La corriente pico es de 15 A y en un tiempo de 2 s se estabiliza el valor de la tensión en el condensador (96.6% del valor final). La potencia pico a disipar es de 2000 W.

En los 2s de tiempo de estabilización el valor medio de la potencia disipada es de 735W.

La familia de resistencias deseadas puede soportar durante 2s un valor de 8 veces su potencia nominal. Eso significa:

$$P_{nominal} = \frac{P_{transitorio}}{factor} = \frac{735}{8} = 91.875 \text{ W}$$

Resistencias de descarga

El dimensionado de estos elementos empieza por el cálculo de la energía que se disipará de los condensadores, calculada como:

$$E_{desc} = \frac{1}{2} C (V_i^2 - V_f^2)$$

En este caso se ha considerado una variación de tensión de 300V, que supone una disminución de 1000V a 700V.

$$E_{desc} = \frac{1}{2} 9.9 \cdot 10^{-3} (1000^2 - 700^2) = 2524.500 \text{ J}$$

A continuación se calcula la potencia de disipación considerando un tiempo de 100ms.

$$P_{desc} = \frac{2524.500}{0.100} = 25245 \text{ W}$$

Para determinar la potencia nominal de la resistencia se supone que para un tiempo tan breve, la resistencia es capaz de soportar una descarga de 10 veces su potencia nominal.

$$P_{nom} = \frac{25245}{10} = 2524.500 \text{ W}$$

Y su valor óhmico:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{1000^2}{2524.5} = 396.12 \Omega$$

Varistores de protección de los condensadores

Los condensadores a los que protegerán estos elementos trabajan a una tensión de 400V. Considerando una sobretensión del 20% y una tolerancia del 10%, se consigue:

$$V_{@1mA} = \frac{1.2 \cdot 400}{0.9} = 533.333 \text{ V}$$

A.2. Función de transferencia del SOGI

En primer lugar se recuerda el diagrama de bloques de este modelo de control:

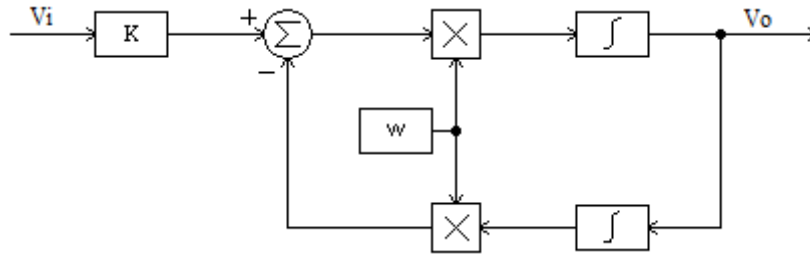


Fig. 139. Diagrama de bloques del integrador de segundo orden, SOGI.

De la teoría de control se conoce que la función de transferencia de un sistema realimentado se calcula como la cadena directa dividida por la unidad más la cadena directa por los elementos de la realimentación.

También se sabe que en el dominio de Laplace un integrador queda definido como:

$$\mathcal{L}\left\{\int_0^t f(\alpha) d\alpha\right\} = \frac{1}{s} \mathcal{L}(f)$$

Considerando esto y traduciendo la explicación anterior al lenguaje matemático se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K\omega \frac{1}{s}}{1 + \omega^2 \left(\frac{1}{s}\right)^2}$$

Arreglando esta función:

$$\text{Multiplicando por } \frac{s^2}{s^2} \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{K\omega \frac{1}{s} s^2}{\left(1 + \omega^2 \left(\frac{1}{s}\right)^2\right) s^2}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K\omega s}{s^2 + \omega^2}$$

A.3. Función de transferencia del filtro LCL y el filtro LCL+ "trap"

El modelo del filtro monofásico es:

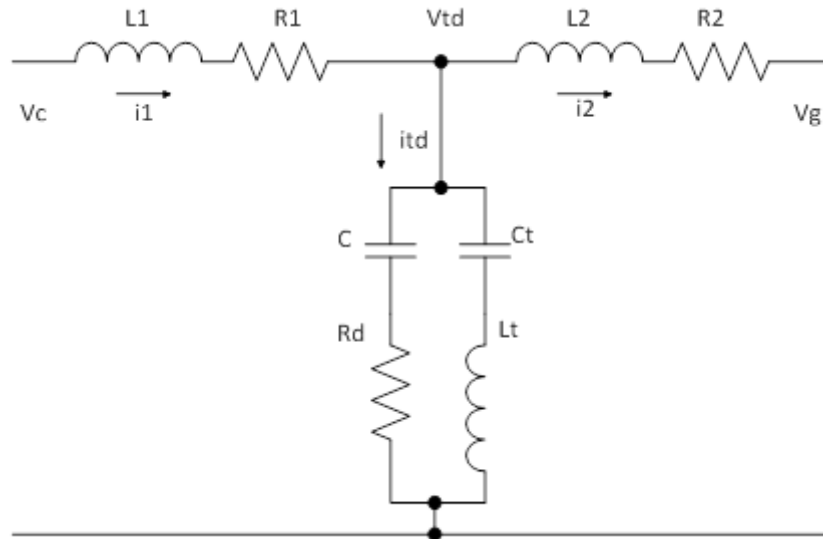


Fig. 140. Modelo monofásico del filtro LCL con una componente de absorción.

En el cual se entiende:

- V_c : tensión en bornes del convertidor.
- V_g : tensión de red.
- V_{td} : tensión a través de la componente "trap".
- i_1 : corriente primaria, medida a la salida del convertidor.
- i_2 : corriente secundaria, inyectada a la red.
- i_{td} : corriente circulando por los condensadores.

El interés de estas funciones de transferencia es la corriente inyectada a la red en función de la tensión en bornes del convertidor.

Si se ampliara el esquema, en el lado de red se encontraría una fuente de tensión equivalente a la tensión de red. Esta fuente se cortocircuitará, ya que sólo funciona a 50Hz y por lo tanto el resto de señales pulsando a otras frecuencias no se ven afectadas.

Esto es equivalente a decir que:

$$V_g = 0V$$

En el estudio del filtro LCL

Del esquema se deduce que:

$$i_2 = i_1 - i_{td}$$

Substituyendo las corrientes en función de la ley de Ohm:

$$i_2 = \frac{V_c - V_{td}}{L_1 s + R_1} - \frac{V_{td}}{\frac{1}{sC} + R_d}$$

$$i_2 = \frac{V_c}{L_1 s + R_1} - V_{td} \left(\frac{1}{L_1 s + R_1} + \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_d} \right)$$

Considerando el cortocircuito a la salida se puede decir que:

$$V_{td} = \varphi_2 i_2$$

Substituyendo

$$i_2 = \frac{V_c}{L_1 s + R_1} - i_2 (L_2 s + R_2) \left(\frac{1}{L_1 s + R_1} + \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_d} \right)$$

Sacando factor común de la corriente secundaria:

$$i_2 \left[1 + (L_2 s + R_2) \left(\frac{1}{L_1 s + R_1} + \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_d} \right) \right] = \frac{V_c}{L_1 s + R_1}$$

$$i_2 \left[1 + (L_2 s + R_2) \left(\frac{\frac{1}{sC} + R_d + L_1 s + R_1}{(L_1 s + R_1) \left(\frac{1}{sC} + R_d \right)} \right) \right] = \frac{V_c}{L_1 s + R_1}$$

$$i_2 \left[L_1 s + R_1 + (L_2 s + R_2) \left(\frac{\frac{1}{sC} + R_d + L_1 s + R_1}{\left(\frac{1}{sC} + R_d \right)} \right) \right] = V_c$$

$$i_2 \left[\frac{(L_1 s + R_1) \left(\frac{1}{sC} + R_d \right) + (L_2 s + R_2) \left(\frac{1}{sC} + R_d + L_1 s + R_1 \right)}{\frac{1}{sC} + R_d} \right] = V_c$$

Ya se puede obtener la relación deseada:

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{\frac{1}{sC} + R_d}{(L_1s + R_1)\left(\frac{1}{sC} + R_d\right) + (L_2s + R_2)\left(\frac{1}{sC} + R_d + L_1s + R_1\right)}$$

Arreglando esta fracción:

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{1 + sCR_d}{(L_1s + R_1)(1 + sCR_d) + (L_2s + R_2)(1 + sCR_d + s^2CL_1 + sCR_1)}$$

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{1 + sCR_d}{sL_1 + R_1 + s^2L_1CR_d + sCR_dR_1 + sL_2 + R_2 + s^2L_2CR_d + sCR_dR_2 + s^3CL_1L_2 + s^2CL_1R_2 + sCR_1R_2 + s^2L_2CR_1}$$

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{1 + sCR_d}{s^3CL_1L_2 + s^2(L_1CR_d + L_2CR_d + CL_1R_2 + L_2CR_1) + s(L_1 + L_2 + CR_dR_1 + CR_dR_2 + CR_1R_2) + R_1 + R_2}$$

En el estudio del filtro LCL+”trap”

En primer lugar se calcula la impedancia equivalente a las ramas paralelas del condensador del filtro y la resistencia amortiguadora con el filtro de absorción:

$$\left(\frac{1}{sC_t} + sL_t\right) \parallel \left(\frac{1}{sC} + R_d\right)$$

Desarrollando se obtiene:

$$\varphi_{td} = \frac{L_t R_d C_t C s^3 + L_t C_t s^2 + C R_d s + 1}{L_t C C_t s^3 + R_d C_t C s^2 + (C + C_t) s}$$

También se define:

$$\varphi_1 = R_1 + sL_1$$

$$\varphi_2 = R_2 + sL_2$$

De nuevo se empieza por:

$$i_2 = i_1 - i_{td}$$

Substituyendo las corrientes en función de la ley de Ohm:

$$i_2 = \frac{V_c - V_{td}}{\varphi_1} - \frac{V_{td}}{\varphi_{td}}$$

$$i_2 = \frac{V_c}{\varphi_1} - V_{td} \left(\frac{1}{\varphi_1} + \frac{1}{\varphi_{td}} \right)$$

Considerando el cortocircuito a la salida se puede decir que:

$$V_{td} = \varphi_2 i_2$$

Substituyendo

$$i_2 = \frac{V_c}{\varphi_1} - \varphi_2 i_2 \left(\frac{1}{\varphi_1} + \frac{1}{\varphi_{td}} \right)$$

$$i_2 = \frac{V_c}{\varphi_1} - \varphi_2 i_2 \left(\frac{\varphi_{td} + \varphi_1}{\varphi_{td} \varphi_1} \right)$$

Sacando factor común de la corriente secundaria:

$$i_2 \left[1 + \varphi_2 \left(\frac{\varphi_{td} + \varphi_1}{\varphi_{td} \varphi_1} \right) \right] = \frac{V_c}{\varphi_1}$$

Finalmente ya se puede obtener la función de transferencia:

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{1}{\varphi_1 \left[1 + \varphi_2 \left(\frac{\varphi_{td} + \varphi_1}{\varphi_{td}\varphi_1} \right) \right]}$$

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{1}{\varphi_1 + \varphi_2 + \frac{\varphi_1\varphi_2}{\varphi_{td}}} = \frac{\varphi_{td}}{\varphi_{td}(\varphi_1 + \varphi_2) + \varphi_1\varphi_2}$$

Regresando a los valores enmascarados:

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{\frac{L_t R_d C_t C s^3 + L_t C_t s^2 + C R_d s + 1}{L_t C C_t s^3 + R_d C_t C s^2 + (C + C_t) s}}{\frac{L_t R_d C_t C s^3 + L_t C_t s^2 + C R_d s + 1}{L_t C C_t s^3 + R_d C_t C s^2 + (C + C_t) s} [(R_1 + s L_1) + (R_2 + s L_2)] + (R_1 + s L_1)(R_2 + s L_2)}$$

Tras operar con esta ecuación, dejándola en función del rango de s se obtiene:

$$\frac{i_2}{V_c} = \frac{L_t C_t C R_d s^3 + L_t C_t s^2 + C R_d s + 1}{\alpha_5 s^5 + \alpha_4 s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}$$

Donde queda definido:

$$\alpha_5 = L_t L_1 L_2 C_t C$$

$$\alpha_4 = L_t C_t C (L_1 R_2 + L_2 R_1) + R_d C_t C L_1 L_2 + L_t C_t C R_d (L_1 + L_2)$$

$$\alpha_3 = L_t C_t C R_1 R_2 + R_d C_t C (L_1 R_2 + L_2 R_1) + L_1 L_2 (C + C_t) + L_t C_t C R_d (R_1 + R_2) + L_t C_t (L_1 + L_2)$$

$$\alpha_2 = R_d C_t C R_1 R_2 + (C + C_t) (L_1 R_2 + L_2 R_1) + L_t C_t (R_1 + R_2) + C R_d (L_1 + L_2)$$

$$\alpha_1 = R_1 R_2 (C + C_t) + C R_d (R_1 + R_2) + L_1 + L_2$$

$$\alpha_0 = R_1 + R_2$$

$$O = \frac{K_r \varepsilon I \omega s}{s^2 + \omega^2}$$

Finalmente se introduce este parámetro en la primera ecuación:

$$\varepsilon I = I - O = I - \frac{K_r \varepsilon I \omega s}{s^2 + \omega^2}$$

$$\varepsilon I \left(1 + \frac{K_r \omega s}{s^2 + \omega^2} \right) = I$$

$$\frac{\varepsilon I}{I} = \frac{1}{1 + \frac{K_r \omega s}{s^2 + \omega^2}} = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + K_r \omega s + \omega^2}$$

La salida en cuadratura (qO) en función de la entrada.

Esta función de transferencia parte de las mismas tres ecuaciones:

$$\varepsilon I = I - O$$

$$O = (K_r \varepsilon I - qO) \omega \frac{1}{s}$$

$$qO = O \omega \frac{1}{s} \rightarrow O = qO s \frac{1}{\omega}$$

Igualando las dos últimas ecuaciones:

$$qO s \frac{1}{\omega} = (K_r \varepsilon I - qO) \omega \frac{1}{s}$$

$$qO \left(s \frac{1}{\omega} + \omega \frac{1}{s} \right) = K_r \varepsilon I \omega \frac{1}{s}$$

Introduciendo la primera igualdad:

$$qO \left(s \frac{1}{\omega} + \omega \frac{1}{s} \right) = K_r (I - O) \omega \frac{1}{s}$$

En la que se vuelve a introducir la tercera ecuación inicial:

$$qO \left(s \frac{1}{\omega} + \omega \frac{1}{s} \right) = K_r \left(I - qO s \frac{1}{\omega} \right) \omega \frac{1}{s}$$

$$qO \left(s \frac{1}{\omega} + \omega \frac{1}{s} \right) = K_r I \omega \frac{1}{s} - K_r qO s \frac{1}{\omega} \omega \frac{1}{s} = K_r I \omega \frac{1}{s} - K_r qO$$

$$qO \left(s \frac{1}{\omega} + \omega \frac{1}{s} + K_r \right) = K_r I \omega \frac{1}{s}$$

Se multiplican ambos lados de la igualdad por $s\omega$:

$$qO(s^2 + \omega^2 + K_r s\omega) = K_r I \omega^2$$

Finalmente se consigue la relación deseada:

$$\frac{qO}{I} = \frac{K_r \omega^2}{s^2 + K_r s\omega + \omega^2}$$

A.5. Discretización de las ecuaciones del SOGI

Las ecuaciones necesarias son:

$$V_{0(s)} = (K_r V_{i(s)} - N_{(s)}) \omega \frac{1}{s}$$

$$N_{(s)} = V_{0(s)} \omega \frac{1}{s}$$

Como se ha comentado en la memoria, la primera ecuación se discretiza mediante el método *Backward Euler* y la segunda con el método *Forward Euler*:

$$V_{0(s)} = (K_r V_{i(s)} - N_{(s)}) \omega \frac{1}{s} \quad s \rightarrow \frac{z-1}{zT_s}$$

$$N_{(s)} = V_{0(s)} \omega \frac{1}{s} \quad s \rightarrow \frac{z-1}{T_s}$$

La primera ecuación quedará como:

$$V_{0(s)} = (K_r V_{i(s)} - N_{(s)}) \omega \frac{1}{s}$$

$$V_{0(z)} = (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega \frac{zT_s}{z-1} = (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega \frac{T_s}{1-z^-}$$

$$V_{0(z)}(1-z^-) = (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega T_s$$

$$V_{0(z)} = V_{0(z)} z^- + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega T_s$$

Y la segunda:

$$N_{(s)} = V_{0(s)} \omega \frac{1}{s}$$

$$N_{(z)} = V_{0(z)} \omega \frac{T_s}{z-1} = V_{0(z)} \omega \frac{T_s z^-}{1-z^-}$$

$$N_{(z)}(1-z^-) = V_{0(z)} \omega T_s z^-$$

$$N_{(z)} = N_{(z)} z^- + V_{0(z)} \omega T_s z^-$$

Para digitalizar estas ecuaciones se deben utilizar una serie de normas. Estas son:

$$z \rightarrow y(k)$$

$$z^- \rightarrow y(k-1)$$

Con estas normas las ecuaciones del SOGI-FLL se transforman como:

$$V_{0(z)} = V_{0(z)}z^- + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)})\omega T_s$$

$$N_{(z)} = N_{(z)}z^- + V_{0(z)}\omega T_s z^-$$

$$V_{0(k)} = V_{0(k-1)} + (K_r V_{i(k)} - N_{(k)})\omega T_s$$

$$N_{(k)} = N_{(k-1)} + V_{0(k-1)}\omega T_s$$

Si se discretizan las ecuaciones del SOGI-FLL, las ecuaciones son:

$$V_{0(s)} = (K_r(V_{i(s)} - V_{o(s)}) - N_{(s)})\omega \frac{1}{s}$$

$$N_{(s)} = V_{0(s)}\omega \frac{1}{s}$$

Igual que en el caso anterior, la primera ecuación se discretiza mediante el método *Backward Euler* y la segunda con el método *Forward Euler*:

$$V_{0(s)} = (K_r(V_{i(s)} - V_{o(s)}) - N_{(s)})\omega \frac{1}{s} \quad s \rightarrow \frac{z-1}{zT_s}$$

$$N_{(s)} = V_{0(s)}\omega \frac{1}{s} \quad s \rightarrow \frac{z-1}{T_s}$$

La primera ecuación quedará como:

$$V_{0(z)} = (K_r(V_{i(s)} - V_{o(s)}) - N_{(s)})\omega \frac{zT_s}{z-1} = (K_r(V_{i(s)} - V_{o(s)}) - N_{(s)})\omega \frac{T_s}{1-z^-}$$

$$V_{0(z)}(1-z^-) = (K_r(V_{i(z)} - V_{o(z)}) - N_{(z)})\omega T_s$$

$$V_{0(z)}(1-z^-) + V_{0(z)}K_r\omega T_s = (K_r V_{i(z)} - N_{(z)})\omega T_s$$

$$V_{0(z)} + V_{0(z)}K_r\omega T_s = V_{0(z)}z^- + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)})\omega T_s$$

$$V_{0(z)} = \frac{V_{0(z)}z^- + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)})\omega T_s}{1 + K_r\omega T_s}$$

Y la segunda:

$$N_{(s)} = V_{0(s)} \omega \frac{1}{s}$$

$$N_{(z)} = V_{0(z)} \omega \frac{T_s}{z-1} = V_{0(z)} \omega \frac{T_s z^-}{1-z^-}$$

$$N_{(z)}(1-z^-) = V_{0(z)} \omega T_s z^-$$

$$N_{(z)} = N_{(z)} z^- + V_{0(z)} \omega T_s z^-$$

Para digitalizar estas ecuaciones se deben utilizar una serie de normas. Estas son:

$$z \rightarrow y(k)$$

$$z^- \rightarrow y(k-1)$$

Con estas normas las ecuaciones del SOGI-FLL se transforman como:

$$V_{0(z)} = \frac{V_{0(z)} z^- + (K_r V_{i(z)} - N_{(z)}) \omega T_s}{1 + K_r \omega T_s}$$

$$N_{(z)} = N_{(z)} z^- + V_{0(z)} \omega T_s z^-$$

$$V_{0(k)} = \frac{V_{0(k-1)} + (K_r V_{i(k)} - N_{(k)}) \omega T_s}{1 + K_r \omega T_s}$$

$$N_{(k)} = N_{(k-1)} + V_{0(k-1)} \omega T_s$$

A.6. Obtención de los parámetros del controlador mediante sisotool de matlab

La obtención de los parámetros del controlador (K_P y K_R) es una tarea complicada sin el uso de alguna herramienta específica, ya que si se estudia el sistema aparecen nueve polos y solo se dispone de dos parámetros para controlar el sistema.

La función de *Sisotool* de *Matlab* permite dibujar el mapa de polos y ceros del sistema en lazo abierto, permitiendo añadir polos y ceros en lazo cerrado. Del mismo modo también se representa el diagrama de Bode del sistema y la respuesta a diferentes señales. El principal problema que se puede observar es que no se puede introducir como señal de entrada una onda sinusoidal.

Para ello se introducen en la ventana de comando de la página principal las funciones de transferencia del sistema:

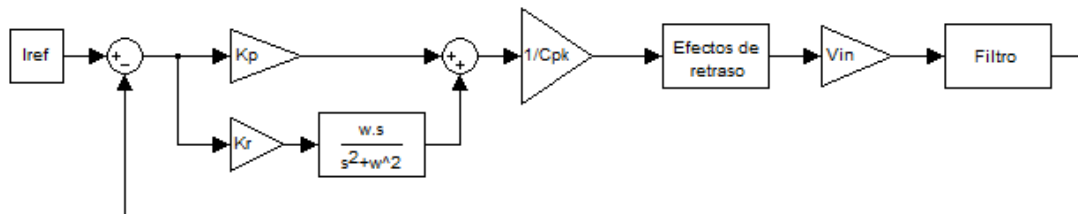


Fig. 142. Diagrama de bloques del control de corriente en lazo cerrado.

La función de transferencia del filtro es la presentada en A.3. Función de transferencia del filtro LCL y el filtro LCL+”trap”.

El parámetro V_{in} representa la tensión nominal DC del convertidor.

Los efectos del retraso se modelizan mediante:

$$R_S = \frac{\left(1 - s \frac{T_s}{4}\right) \left(1 - s \frac{T_s}{38}\right)}{\left(1 + s \frac{T_s}{4}\right) \left(1 + s \frac{T_s}{38}\right)}$$

El coeficiente $1/C_{pk}$ es la ganancia estática del PWM que en este caso es 1.

La forma de introducir las funciones de transferencia queda determinada por la arquitectura de control, que en este caso es:

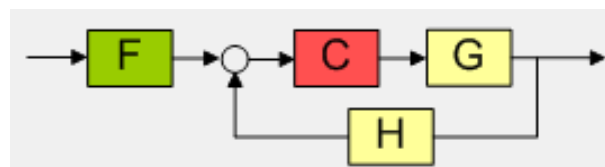


Fig. 143. Arquitectura de control del caso de estudio.

En el que se define:

- F y H igual a 1.
- G es el producto del efecto del retraso, la tensión DC y la función de transferencia del filtro.
- C es el denominador del controlador.

El valor de C es introducido como:

$$\frac{1}{\omega^2 + 1}$$

Esto es debido a que posteriormente se introducirán los ceros de la función.

Llamando a la herramienta Sisotool con estos parámetros, Matlab abrirá las siguientes ventanas:

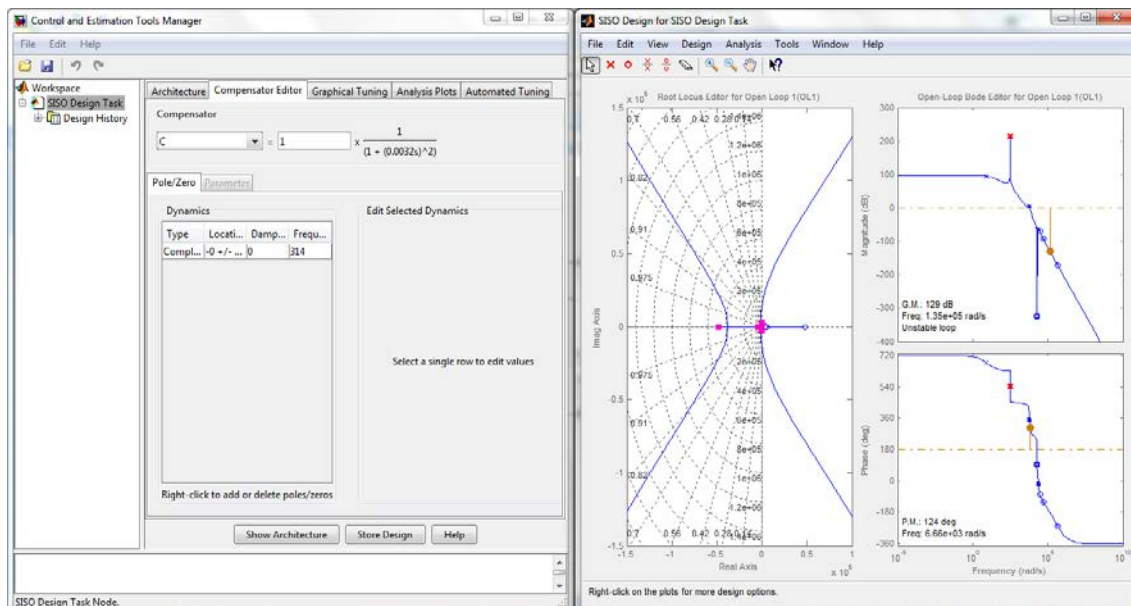


Fig. 144. Ventanas de Sisotool introduciendo el lazo de control de corriente sin ceros en el controlador.

De la ventana de la derecha interesa el estado de la función de C, ampliándolo:

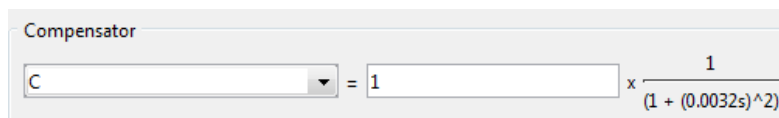


Fig. 145. Ampliación del estado de la función de transferencia del controlador sin ceros.

De esta función se obtendrán los valores de los parámetros del controlador. La forma que Matlab tiene de dar los valores se corresponde a la función de transferencia del controlador proporcional-resonante expresada como:

$$PR_s = K_p \frac{1 + \frac{K_p}{K_r} \frac{s}{\omega} + \frac{s^2}{\omega^2}}{1 + \frac{s^2}{\omega^2}}$$

Por lo tanto, el valor de K_p quedará definido por el valor de la compensación.

A continuación es necesario actuar en la otra ventana de sisotool. Para empezar es necesario ampliar la gráfica del mapa de polos y ceros, para observar los tres polos dominantes de la función en lazo abierto:

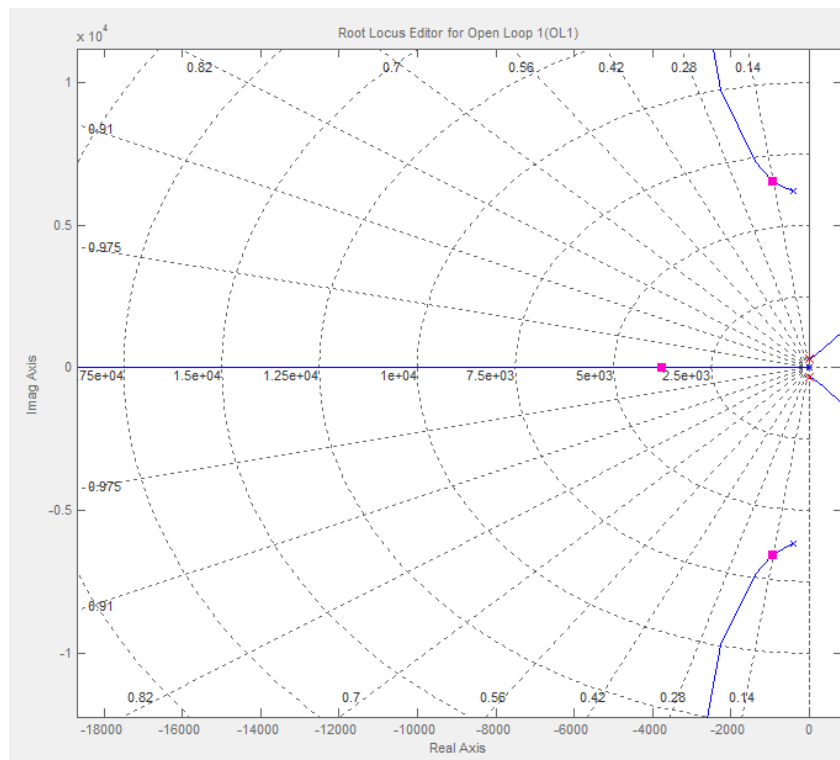


Fig. 146. Mapa de polos y ceros en las condiciones de entrada de cálculo (sin ceros en el controlador).

En este punto se añaden dos ceros conjugados:

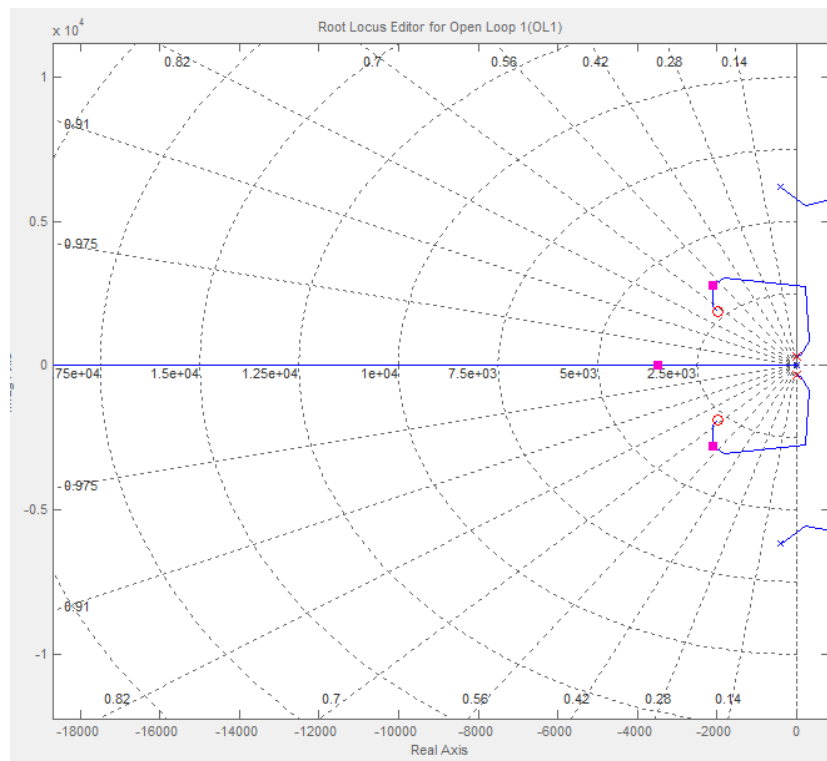


Fig. 147. Mapa de polos y ceros del sistema, añadiendo dos ceros conjugados.

Si ahora se observa el valor de C, se obtiene:

Compensator

$$C = 1 \times \frac{(1 + 0.00053s + (0.00037s)^2)}{(1 + (0.0032s)^2)}$$

Fig. 148. Nuevo estado de la función de transferencia del controlador.

Recordando la función de transferencia que se utilizará para determinar se observa que los términos multiplicados por s^2 en el numerador y el denominador deben ser iguales, moviendo los ceros introducidos se pretende conseguir esta condición.

Otra condición, seleccionada por los buenos resultados que ha demostrado, es colocar el factor de amortiguación de los polos en lazo cerrado en un valor de 0.707.

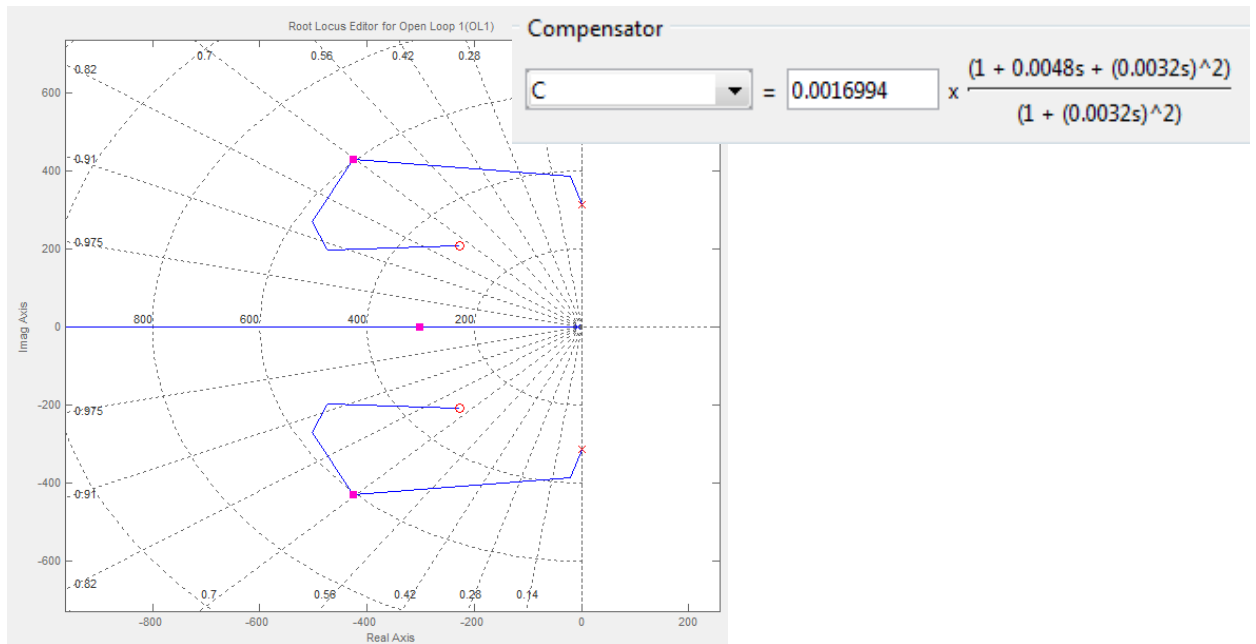


Fig. 149. Mapa de polos y ceros y estado de la función de transferencia con los ajustes deseados.

El resultado puede observarse en la anterior imagen, obteniendo de este modo, mediante igualación de términos, los siguientes parámetros:

$$K_P = 0.0016994$$

$$K_r = 0.0048K_P\omega = 0.0025626$$

A.7. Normativa y legislación

Conexión a red e inyección de potencia a la misma.

- Real Decreto 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión.
- Real Decreto 1955/2000, de 1 de diciembre, por el que se regulan las actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica.
- Real Decreto 661/2007, de 25 de mayo, por el que se regula la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial.

- Directiva 2004/108/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, 15 de diciembre de 2004, relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética.

- Directiva 2006/95/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 12 de diciembre de 2006, relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros sobre el material eléctrico destinado a utilizarse con determinados límites de tensión.

- Directiva 2009/28/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 23 de abril de 2009, relativa al fomento del uso de energía procedente de fuentes renovables.





Presupuesto

HOJA DE MEDIDAS Y PRES. PARCIAL

CAP. 1 INVERSOR										
Ref	U.O.	DESCRIPCIÓN	nº de unidades	anchura [mm]	longitud [mm]	altura (mm)	parcial	unidades totales	precio unitario	importe total
1.01	u	Módulos IGBT 1200V, 200A, -20/150°C {ref. modelo: Mitsubishi corporation -PM200DV1A120} [Plano 0 - B-C/6-7]	4	-	-	-	-	4	215,21	860,84
1.02	u	Condensadores electrolíticos de aluminio de 3300uF +/- 20% de tolerancia, -40/85°C, 500V@85°C {ref. modelo: KEMET ALS31M332NP500} [Plano 0 - B-C/1-2-3-4]	12	-	-	-	-	12	50,00	600,00
1.03	u	Condensadores de respuesta dinámica de película fina 1000V DC, 1500nF (15A y 5mR @100kHz) {ref. modelo: EPCOS B32656S0155K561} [Plano 0 - B/5]	3	-	-	-	-	3	11,68	35,04
1.04	u	Resistencias de equilibrado de los condensadores electrolíticos de 27000R +/-5% de tolerancia, -55/350°C, 10W@70°C {ref. modelo: TycoElectronics YP1027KJ} [Plano 0 - B-C/1-2-3-4]	12	-	-	-	-	12	6,16	73,92
1.05	u	Varistores de 450V CC, 100A, 8000A de corriente máxima para curva 8/20us {ref. modelo: EPCOS B72220S0321K101} [Plano 0 - B-C/1-2-3-4]	12	-	-	-	-	12	1,50	18,00
1.06	u	Disipador de potencia con ventilador trifásico y condensador para funcionar en red monofásica {ref. modelo: Fischer LA 20 400} [Plano 03 - D/4]	1	-	-	-	-	1	862,00	862,00
1.07	u	Placa de control de disparo de puerta del IGBT	4	-	-	-	-	4	100,00	400,00
1.08	mm^3	Pletinas de cobre	-	2	400	300	-	2	100,00	200,00
1.09	mm^2	Papel aislante 800V	-	-	400	300	-	1	20,00	20,00
1.10	mm^3	Chasis	-	2	2758	1427	-	1	200,00	200,00
1.11	u	Armario	1	-	-	-	-	1	700,00	700,00
Total cap. 1: Inversor:									3969,80	

CAP. 2 INSTALACIÓN DE POTENCIA										
Ref	U.O.	DESCRIPCIÓN	nº de unidades	anchura [mm]	longitud [mm]	altura [mm]	parcial	unidades totales	precio unitario	importe total
2.01	u	Contactor AC 3 Polos, 400V, 55kW {ref. modelo: TeSys Contactors LC1D115P7} [Plano 02 - E/5 B/4]	2	-	-	-	-	2	479,00	958,00
2.02	u	Contactor AC 3 Polos, 400V, 11kW {ref. modelo: TeSys Contactors LC1D25P7} [Plano 02 - B/5]	1	-	-	-	-	1	181,00	181,00
2.03	u	Resistencias de encapsulado cerámico, 22R, 200W 5% de tolerancia, -25/250°C {ref. modelo: TE Connectivity TE200B22RJ} [Plano 02 - C/5]	3	-	-	-	-	3	25,17	75,51
2.04	u	Interruptor magnetotérmico 3 polos AC, 690V, 50Hz, 100A, compact NSX100N {ref. modelo: Schneider Electric LV429840} [Plano 02- B/2]	1	-	-	-	-	1	602,40	602,40
2.05	u	Transformador trifásico de aislamiento, 63kVA, 3x400/3x400V+N, 50Hz {ref. modelo: Torytrans "a medida"} [Plano 01 - A/6]	1	-	-	-	-	1	1689,00	1689,00
2.06	u	Varistor, descargador de corrientes de rayo y supresor de sobretensiones transitorias, tipo 1+2, 4 polos, 12,5kA (10/350us), 230/400V, configuración TT, 4 módulos desenchufable {ref. modelo: Cirruter 77738405} [Plano 01 - B/6]	1	-	-	-	-	1	633,88	633,88
2.07	u	Filtro LCL más componente "trap", 400V, A, 50Hz, 40°C {ref. modelo: Torytrans producto a medida } [Plano 01 - A/2-3-4-5]	1	-	-	-	-	1	1475,00	1475,00
2.08	u	Contactor DC 4 polos, 200A {ref. modelo: Schneider Electric LC1D115004} [Plano 01 - E/2]	1	-	-	-	-	1	630,00	630,00
2.09	u	Contactor DC 4 polos, 40A {ref. modelo: Schneider Electric LC1 DT40} [Plano 01 -E/1]	1	-	-	-	-	1	193,00	193,00
2.10	u	Fusible NH1 1000VDC, 100A, PdC 30kA {ref. modelo: df Electric 373245} [Plano 01 - F/2]	2	-	-	-	-	2	132,68	265,36
2.11	u	Base portafusible NH1 1000VDC, para montaje en carril DIN {ref. modelo: df Electric 354170} [ver: fusibles 2.10]	2	-	-	-	-	2	12,68	25,36
2.12	u	Resistencias de encapsulado cerámico, 100R, 750W 5% de tolerancia, -25/255°C {ref. modelo: TE Connectivity TE750B100RJ} [Plano 01 - E/0]	1	-	-	-	-	1	54,71	54,71
2.13	u	Resistencia 1100V DC, 2520W, 500R {ref. modelo: Frizlen FDWZ 51803} [Plano 01 - D/4]	1	-	-	-	-	1	352,50	352,50
2.14	m	Metros cable 35mm ² [verde] {ref. modelo: General cable 1657113}	50	-	-	-	-	50	7,41	370,25
2.15	u	Bobina 100 metros cable 6mm ² genlis-F H07V-K [negro] {ref. modelo: General cable 1174109}	1	-	-	-	-	1	231,45	231,45
2.16	u	Mando rotativo prolongado estándar NSX100N {ref. modelo: Schneider Electric LV429338} [Ver: 2.04 Compact NSX100N]	1	-	-	-	-	1	218,08	218,08
2.17	u	Bornera de conexión cable 35mm ² , montaje en carril DIN, 800V, 125A {ref. modelo: Weidmuller 0608220000}	12	-	-	-	-	12	7,54	90,48

2.18	u	Bornera de conexión cable 6mm ² , montaje en carril DIN, 800V {ref. modelo: Weidmuller 1896140000}	4	-	-	-	-	4	2,14	8,56
									Total cap. 2: Instalación de potencia: 8054,54	

CAP. 3 INSTALACIÓN DE MANIOBRA										
Ref	U.O.	DESCRIPCIÓN	nº de unidades	anchura [mm]	longitud [mm]	altura (mm)	parcial	unidades totales	precio unitario	importe total
3.01	u	Interruptor magnetotérmico automático, iC60N, 2 polos, 16A, Curva C {ref. modelo: Schneider Electric A9F79216} [Plano 03 - E/0 B/1]	2	-	-	-	-	2	54,00	108,00
3.02	u	Transformador monofásico 1000VA, 230/230V, 50-60Hz, 25°C {ref. modelo: Torytrans CSE1000-3-13677905} [Plano 03 - C/0]	1	-	-	-	-	1	267,75	267,75
3.03	u	Diferencial, iLD, 2 polos, 25A,30mA, AC {ref. modelo: Schneider Electric A9R81225} [Plano 03 - C/3]	1	-	-	-	-	1	151,65	151,65
3.04	u	Interruptor magnetotérmico automático, iC60N, 2 polos, 6A, Curva C {ref. modelo: Schneider Electric A9F79206} [Plano 03- C/1 C/5]	2	-	-	-	-	2	58,17	116,34
3.04.01	u	Fuente DC 24V, 2,5A, Input: 230V 50Hz {ref. modelo: S8VS-06024} [Plano 03 - D/1 D/2]	2	-	-	-	-	2	79,97	159,94
3.04.02	u	Fusible cilindrico, gG, 500V, 16A sin indicador de referencia {ref. modelo: df Electric 420016} [Plano 03 - E/2]	2	-	-	-	-	2	0,74	1,48
3.04.03	u	Base portafusible seccionable unipolar con fijación para carril DIN 32A, 690V {ref. modelo: df Electric 480032} [ver fusible 3.04.02]	2	-	-	-	-	2	4,42	8,84
3.04.04	u	PLC 40E/S, 2 racks, alimentado a 24V DC {ref. modelo: Telemecanique TWD LMDA 40DTK} [Plano 06 07 08]	1	-	-	-	-	1	517,00	517,00
3.04.05	u	PCB control de inversor 24V DC {ref. modelo: SEER}	1	-	-	-	-	1	120,00	120,00
3.05	u	Interruptor magnetotérmico automático, iC60N, 2 polos,10A, Curva C {ref. modelo: Schneider Electric A9F79210} [Plano 03 - C/4]	1	-	-	-	-	1	53,04	53,04
3.06	u	Interruptor magnetotérmico automático, iC60N, 2 polos, 2A, Curva C {ref. modelo: Schneider Electric A9F74202} [Plano 03 - C/6]	1	-	-	-	-	1	97,56	97,56
3.06.01	u	Relé 10A, 30V DC {ref. modelo: Omron G2R-1-SNI} [Plano 09 - E/2-3-4-5-6-7]	7	-	-	-	-	7	4,73	33,11
3.06.02	u	Relé 5A, 30V DC con enclavamiento mecánico {ref. modelo: Omron C12-A21X} [Plano 09 - E/7]	1	-	-	-	-	1	8,41	8,41
3.06.03	u	Bases para relé 10A, 250V {ref. modelo: Omron P2RF-05-E}	8	-	-	-	-	8	2,94	23,52
3.07	u	Caja 200mts cable genlis-F H07V-K 1x1,5 [azul, negro, rojo, blanco, verde-amarillo] {ref. modelo: General cable 1174106}	5	-	-	-	-	5	124,50	622,50
3.08	u	Caja 200mts cable genlis-F H07V-K 1x2,5 [azul, negro, verde-amarillo] {ref. modelo: General cable 1174107}	3	-	-	-	-	3	202,20	606,60
3.09	u	Caja 200mts cable genlis-F H07V-K 1x4,0 [azul, negro, verde-amarillo] {ref. modelo: General cable 1174108}	3	-	-	-	-	3	312,60	937,80

3.10	u	Pulsador de enclavamiento, cabeza seta emergencia rojo {ref. modelo: Schneider Electric}	1	-	-	-	-	1	31,03	31,03
3.11	u	Pulsador con piloto luminoso {ref. modelo: Schneider Electric}	3	-	-	-	-	3	18,22	54,66
3.12	u	Selector de 2 posiciones {ref. modelo: Schneider Electric}	2	-	-	-	-	2	20,64	41,28
3.13	u	Bornera de conexión cable 4mm ² , montaje en carril DIN, 230V {ref. modelo: Weidmuller 1896110000}	18	-	-	-	-	18	1,29	23,22
3.14	u	Bornera de conexión cable 4mm ² , dos pisos, montaje en carril DIN, 230V {ref. modelo: Weidmuller 1918720000}	36	-	-	-	-	36	1,48	53,28
3.15	u	Señalizadores pre-cortados de 2 a 5 mm, variados [Unex]	200	-	-	-	-	200	0,06	11,9
3.16	u	Señalizadores pre-cortados de 4 a 8 mm, variados [Unex]	100	-	-	-	-	100	0,15	15,24
Total cap. 3: Instalación de maniobra:									3864,57	

CAP. 4 MEDIDA										
Ref	U.O.	DESCRIPCIÓN	nº de unidades	anchura [mm]	longitud [mm]	altura (mm)	parcial	unidades totales	precio unitario	importe total
4.01	u	Analizador de redes CVM-NRG96, 300/520V, 45-65Hz, .../5A {ref. modelo: Circutor M51800} [Plano 04 - C/2-3]	1	-	-	-	-	1	295,87	295,87
4.02	u	Voltímetro/Amperímetro DC DH96c, 200V o 200mA, precisión 0,2%, 4 dígitos {ref. modelo: Circutor M20411} [Plano 04 - E/2-3]	1	-	-	-	-	1	380,74	380,74
4.03	u	Relé de control de subtensión/sobretensión trifásico, 183..520V, 0,01..5A, 50-60Hz, precisión 10%{ref. modelo: Schneider Electric RM17UB310} [Plano 04 - B-C/1]	1	-	-	-	-	1	119,00	119,00
4.04	u	Caja de sensado de tensión trifásica {ref. modelo: SEER} [Plano 04- C-D/8]	1	-	-	-	-	1	200,00	200,00
4.05	u	Medida VDC {ref. modelo: SEER} [Plano 04 - D-E/5]	2	-	-	-	-	2	150,00	300,00
4.06	u	Transformador de corriente 100/5A, 50-60Hz, tensión aislamiento 3kV, -5..40°C {ref. modelo: Circutor M70315} [Plano 02 - C-D-E/2]	3	-	-	-	-	3	21,06	63,18
4.07	u	Interruptor magnetotérmico automático, Multi9 C60N, 4 polos, 2A, Curva C {ref. modelo: Schneider Electric A9F74402} [Plano 04 - A/2]	1	-	-	-	-	1	164,47	164,47
Total cap. 4: Medida:									1523,26	

PEM - Pres. ejec. Material			
Ref	Capítulo	Importe total [€]	% total
1	Capítulo 1: INVERSOR	3969,80	22,80
2	Capítulo 2: INSTALACIÓN DE POTENCIA	8054,54	46,26
3	Capítulo 3: INSTALACIÓN DE POTENCIA	3864,57	22,19
4	Capítulo 4: INSTALACIÓN DE POTENCIA	1523,26	8,75
5	Total: EJECUCIÓN MATERIAL	17412,17	100,00

PEC - Pres. ejec. Contrato	
Concepto	Importe [€]
Pres. ejec. Material	17412,17
220 Horas ingeniero	3300
13% Gastos generales	2692,5821
6% Beneficio Industrial	1242,7302
Total	24647,48
21% IVA	5175,971283
Total: EJECUCIÓN CONTRATO	29823,45

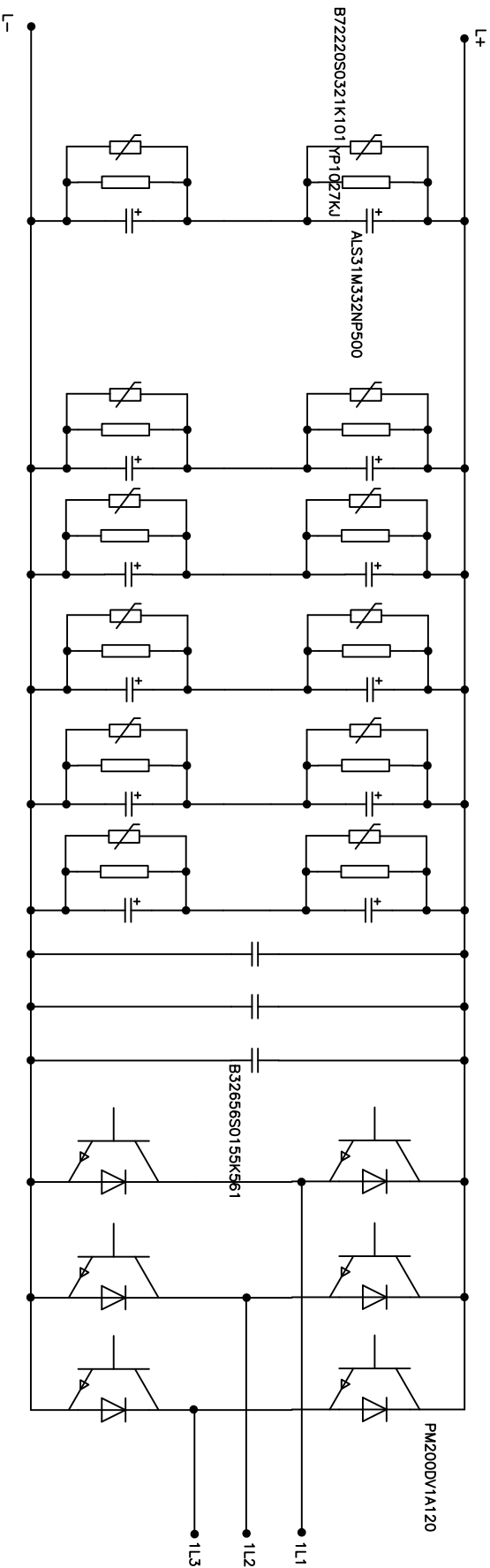
El presupuesto total en conocimiento de la propiedad asciende a 29823,45€ - *VEINTINUEVE MIL OCHOCIENTOS VEINTITRÉS CON CUARENTA Y CINCO* euros.

Terrassa, 10 de Diciembre de 2013





Planos Esquemas



NO.	DATE	REVISION	BY

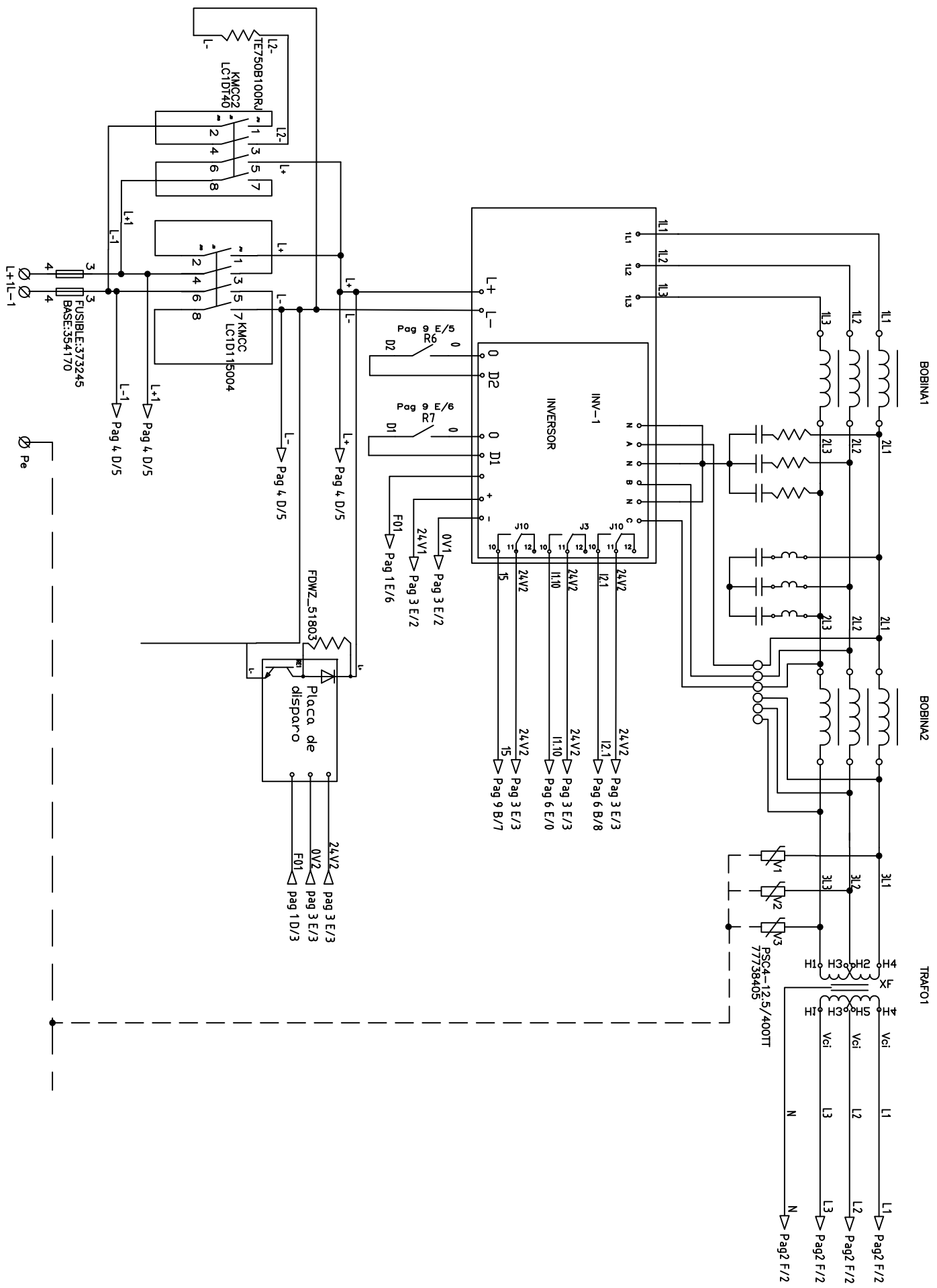
**ARRANCADOR
SOBRE
RECTIFICADOR PV**

Desig'n. Orlans	Origen de R.
Aut. Co. Orlans	Rev. C. Orlans
FECHA: NONE	10/12/2013
FORM. NO.	

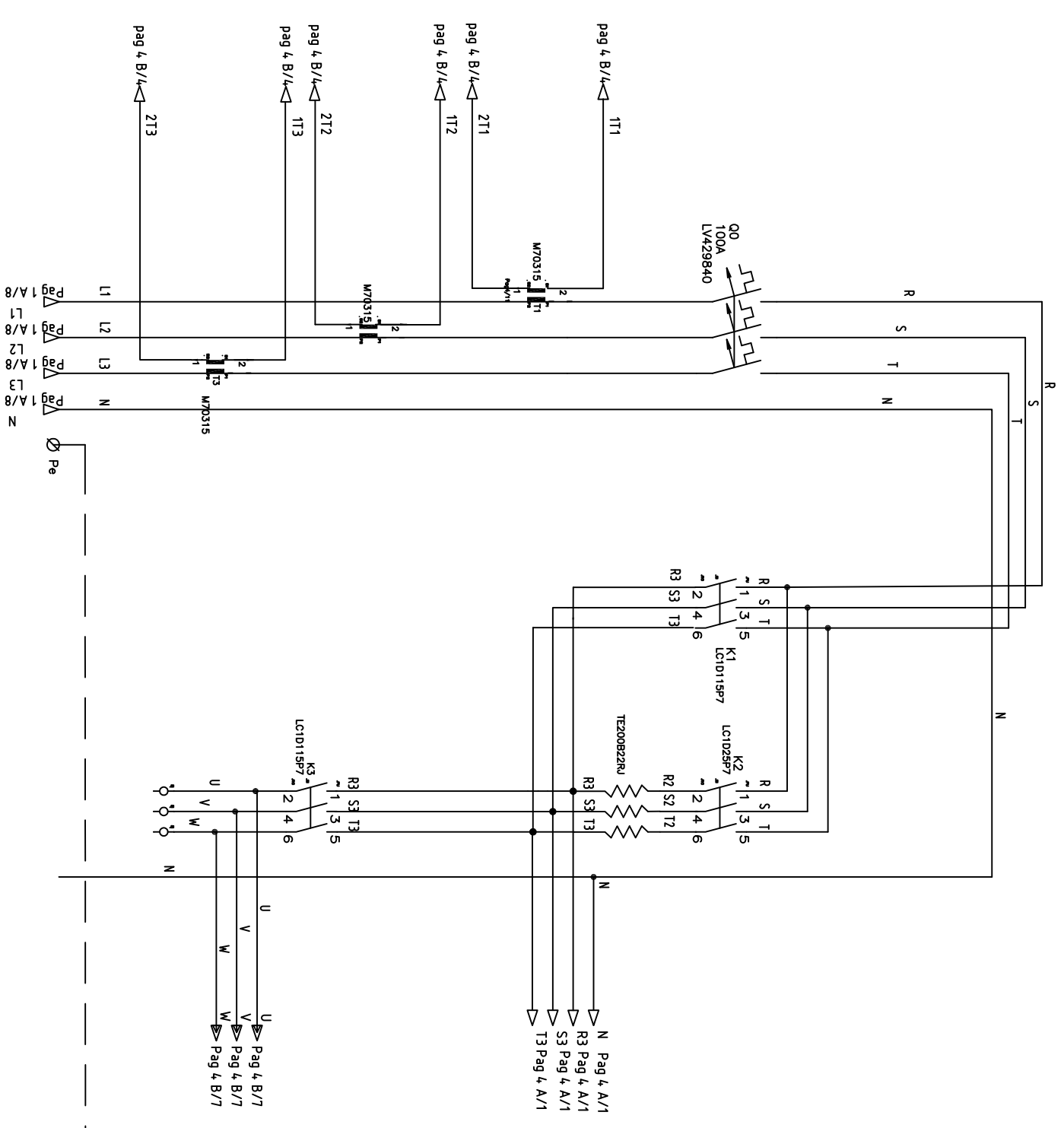
OP DWG FILE

SHEET NO. **0 OF 9**





ARRANCADOR SOLAR RECTIFICADOR PV	1 OF 9
10/12/2013	10/12/2013

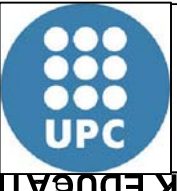


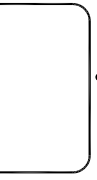
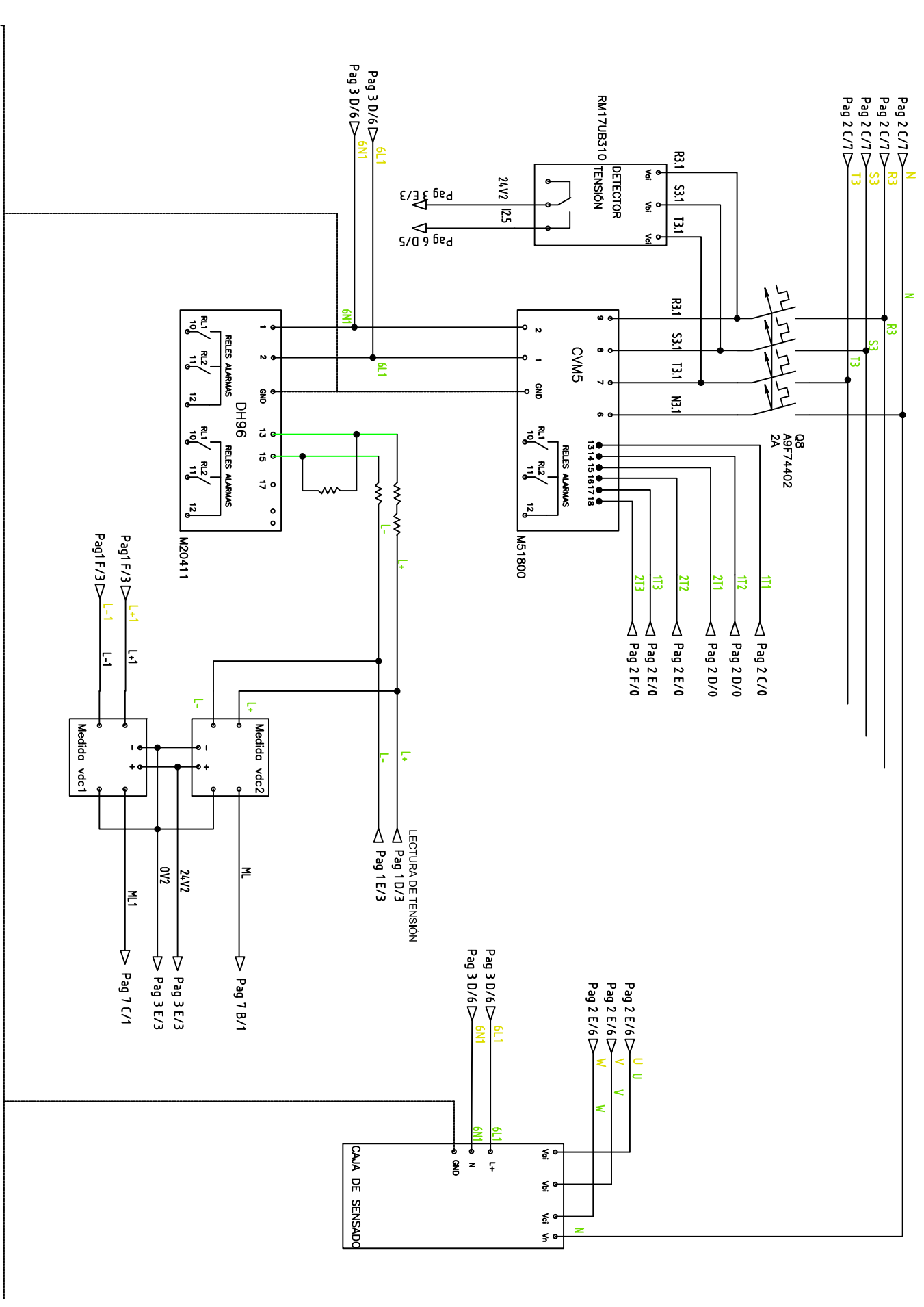
OP DWG FILE

Project Name	OP DWG FILE
Rev. No.	1
Rev. Description	
Rev. Date	
Rev. By	
Rev. Check	
Rev. Appr.	

ARRANCADOR
SOBRE
RECTIFICADOR PV

NO.	DATE	REVISION	BY

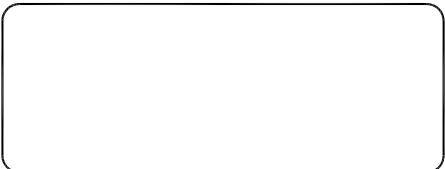
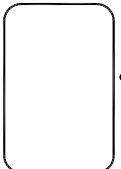
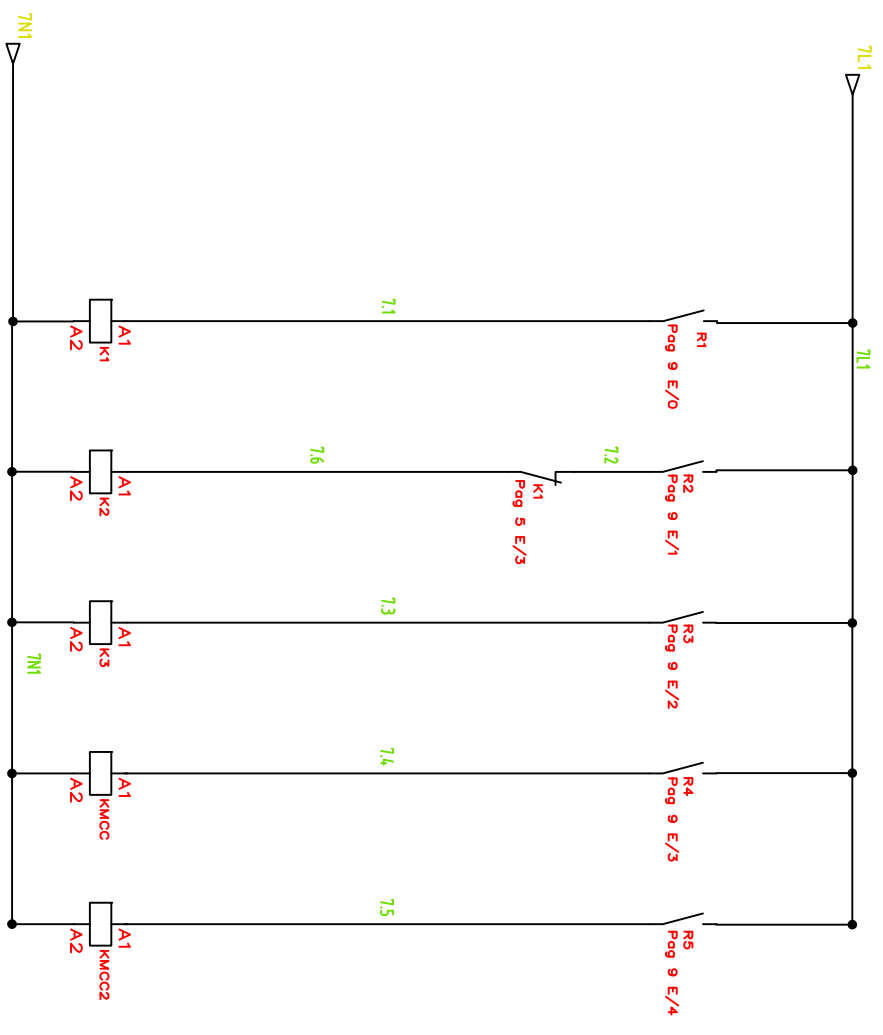




NO.	DESCRIPCION	REVISION	FECHA

ARRANCADOR
G08E
RECTIFICADOR PV

DESIGNADO	
REVISADO	
APROBADO	
FECHA	10/12/2013
PROYECTO	
CLIENTE	

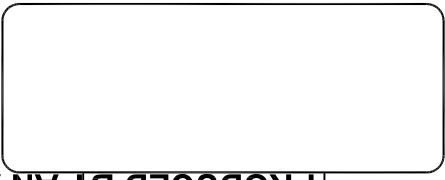
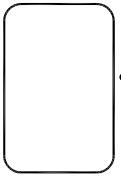
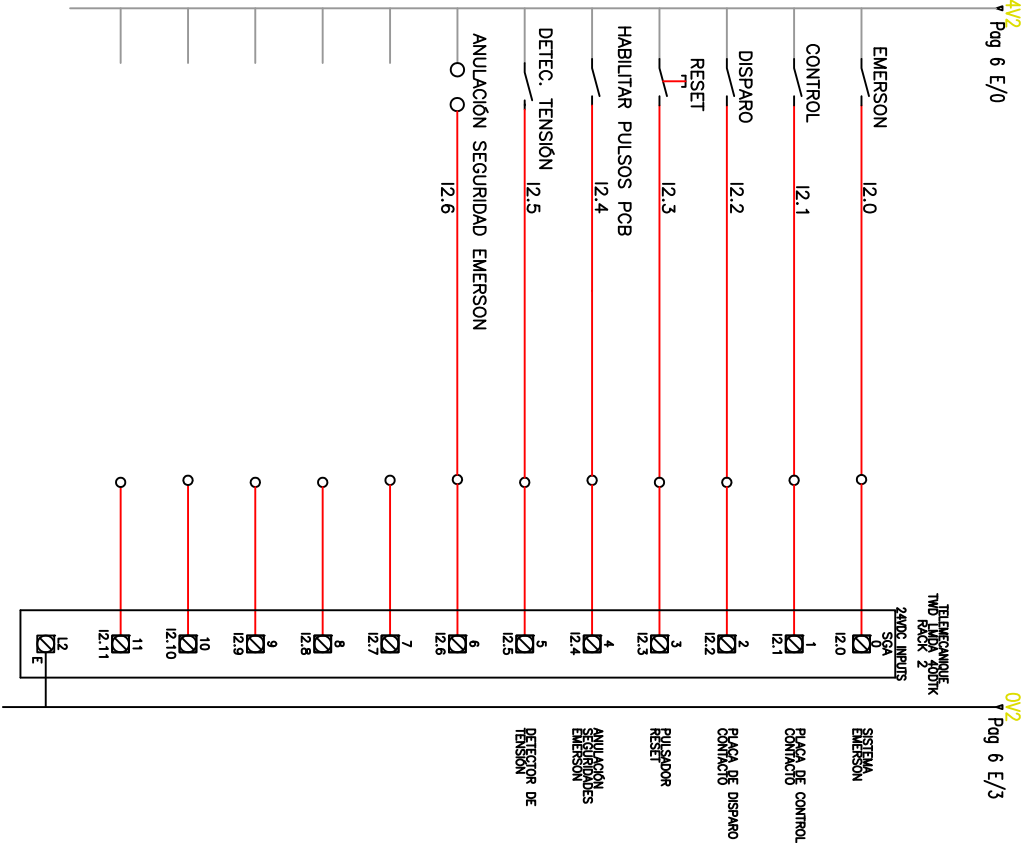
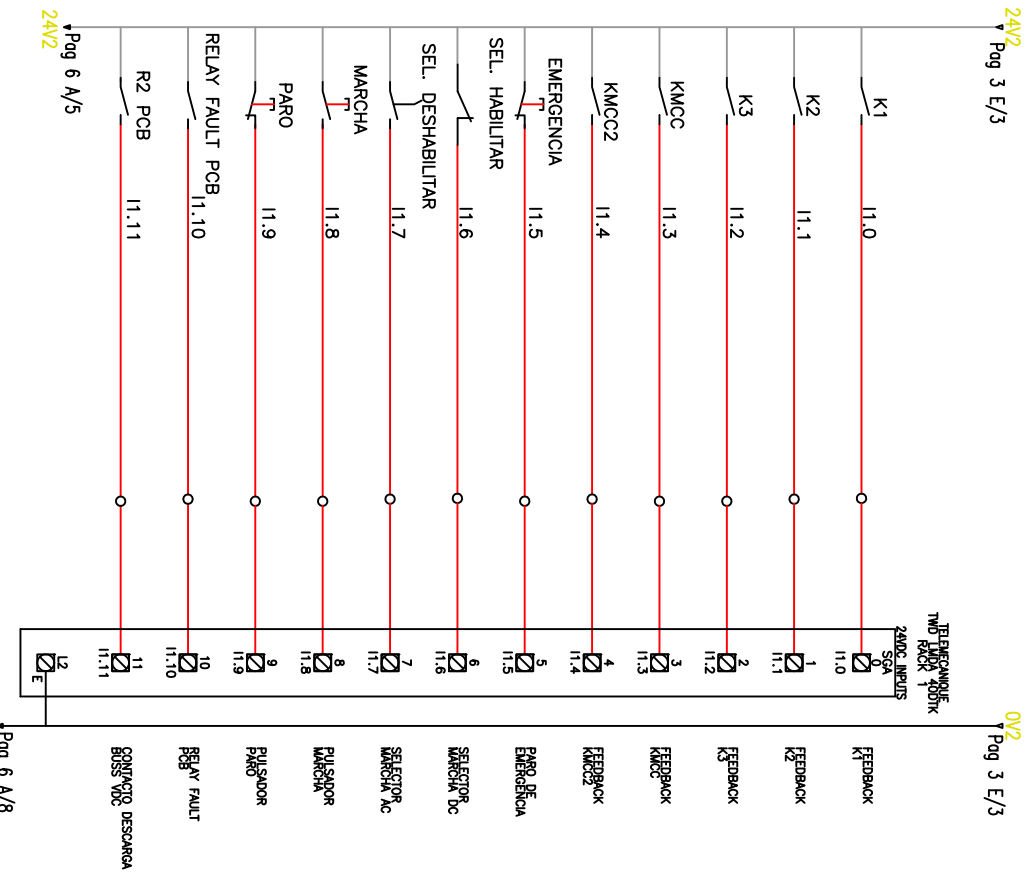


NO.	DATE	REVISION	BY

**ARRANCADOR
GOLB
RECTIFICADOR PV**

Design	Checked By
Drawn	Checked By
Scale	Checked Date
None	10/12/2013
Drawn By	

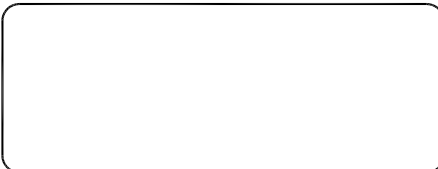
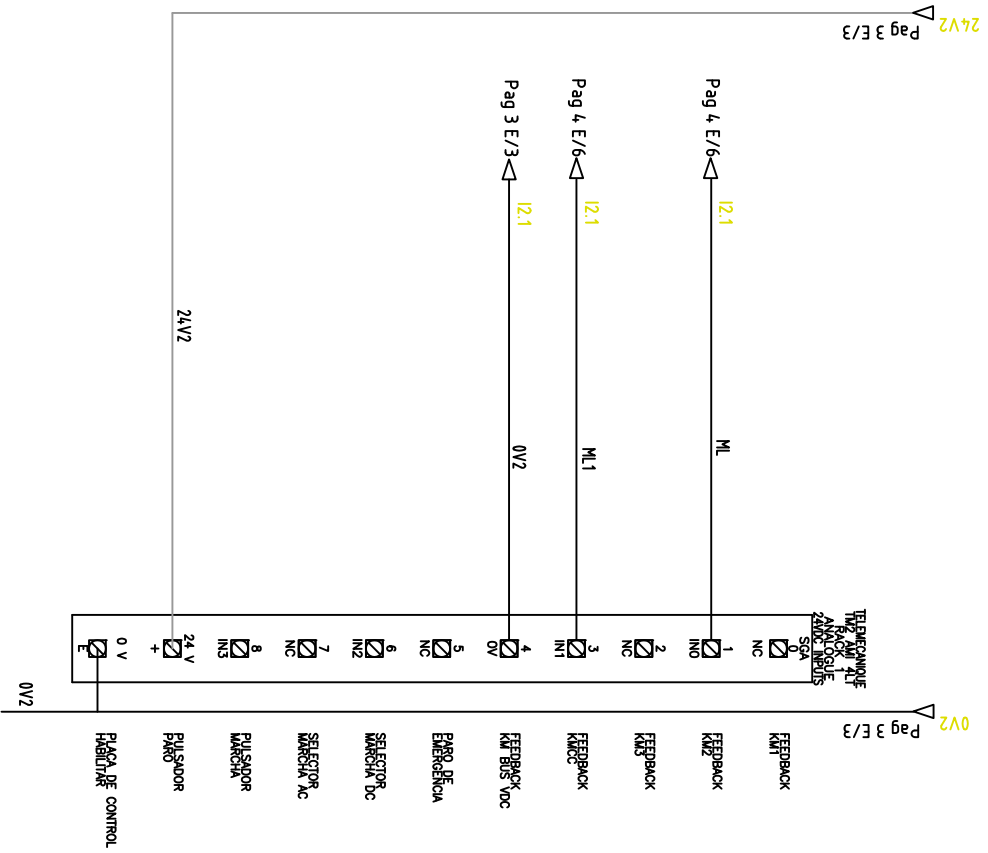
5 OF 9



NO.	DATE	REVISION	BY

**ARRANCADOR
G08E
RECTIFICADOR PV**

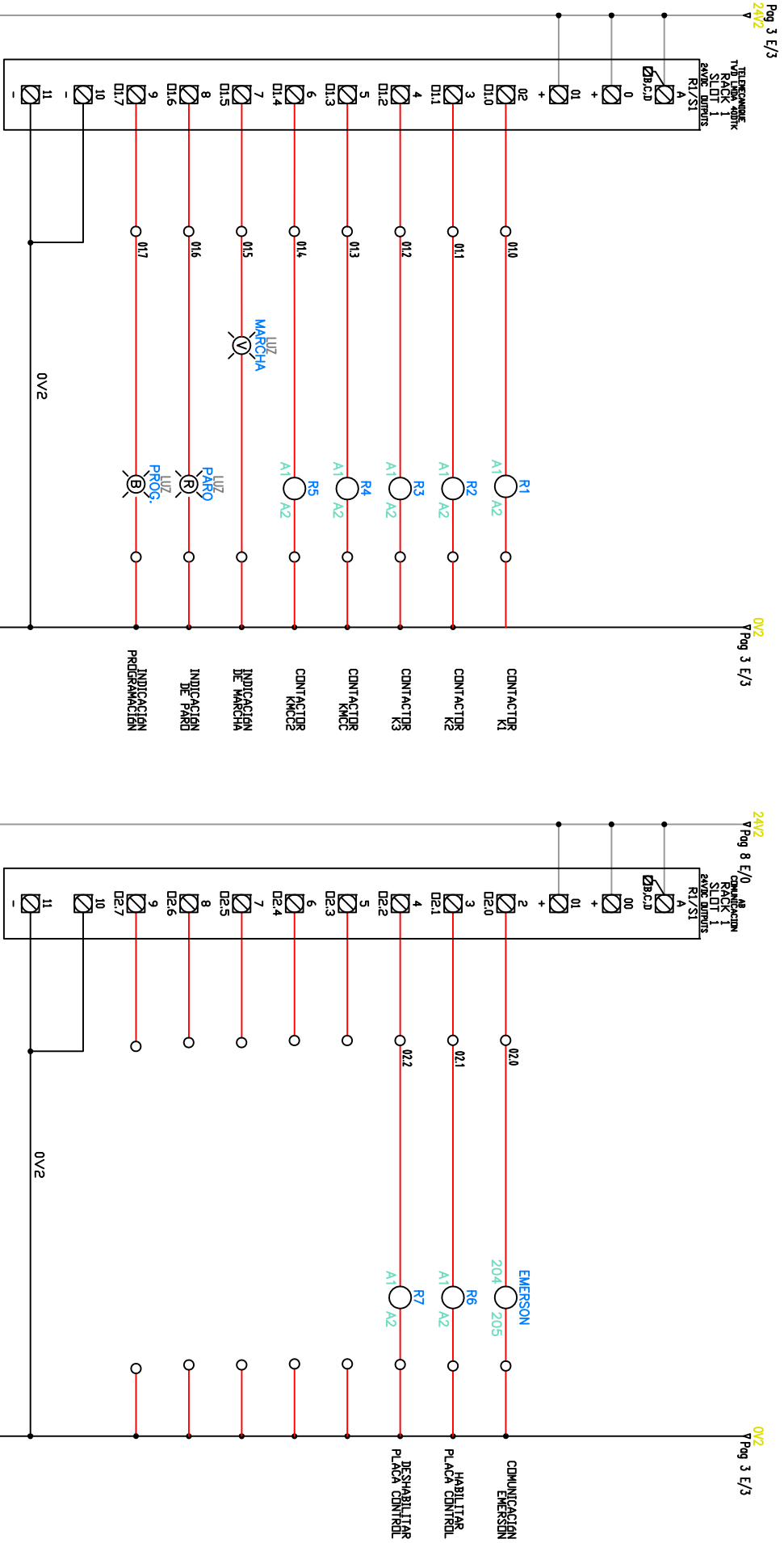
DESIGNER	ORLANDO R.
CHECKED BY	C. Ochoa
DATE	10/12/2013
REV. NO.	




NO	DATE	REVISION	BY

**ARRANCADOR
G08B
RECTIFICADOR PV**

Author	02/04/13	Created by	R. A.
Check	10/12/2013	Checked by	C. Ochoa
Rev	NONE	Rev	NONE
Rev No	10/12/2013	Rev	NONE



NO.	DATE	REVISION	BY



**ARRANCADOR
G08E
RECTIFICADOR PV**

Original	Original
by C. Oliveira	checked by R. Oliveira
date No Scale	date 10/12/13
page no 8 OF 9	

