



UNIVERSIDAD
DE MÁLAGA



ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Departamento: Tecnología Electrónica

Área de Conocimiento: Tecnología Electrónica

TRABAJO FIN DE GRADO

**"MONTAJE, PUESTA EN FUNCIONAMIENTO DE EQUIPOS Y GENERACIÓN
DE DOCUMENTACIÓN PARA PRÁCTICAS CON INVERSORES DE
POTENCIA"**

Grado en

Ingeniería Electrónica Industrial

Autor: GALDEANO MOYANO, ANDRÉS

Tutor: SOTORRÍO RUIZ, PEDRO JUAN

Cotutor

MÁLAGA, FEBRERO de 2.023

RESUMEN

El origen de este TFG surge como consecuencia de la creciente demanda de ofertas de trabajo para ingenieros con conocimientos de electrónica de potencia.

Para cumplir este objetivo, se pretende incentivar al alumnado a optar a puestos de trabajo relacionados con la electrónica de potencia, todo ello mediante la utilización de nuevos equipos de electrónica de potencia que se emplearán con fines docentes.

La necesidad de emplear nuevos equipos viene dada como consecuencia de que los equipos actuales del laboratorio son antiguos y no se puede ver en detalle el interior de la circuitería que los compone. Es por ello por lo que la utilización de estos nuevos equipos permitirá dar una visión más intuitiva de cara al aprendizaje del alumnado, que, junto con los equipos ya existentes en el laboratorio, permitan complementar los conceptos de electrónica de potencia.

El núcleo de este TFG es la preparación de equipos basados en inversores de potencia para el desarrollo las prácticas mencionadas anteriormente. Dichos equipos inversores han sido diseñados por el director de este TFG, Pedro Juan Sotorrío Ruiz.

Los equipos inversores permitirán al alumnado visualizar la evolución de todas las señales que intervienen en el funcionamiento del inversor, ya que se proponen una serie de puntos de prueba que son accesibles al usuario del equipo para que compruebe el estado de las señales.

Este TFG se enfoca en el montaje, en la puesta en funcionamiento de equipos inversores de potencia y en la elaboración de una documentación de prácticas para el desarrollo de estas.

En la realización del TFG se han montado y verificado tres equipos inversores.

Para la puesta en funcionamiento de estos equipos se ha comprobado que la evolución de las señales asociadas a todos estos puntos de prueba es correcta, así como se ha probado el funcionamiento con carga monofásica y trifásica.

Por otro lado, la documentación de prácticas generada consiste en una guía de uso de estos equipos para el alumnado, donde se indican los aspectos más importantes de los susodichos y se orienta al alumnado sobre cómo debe medir las señales obtenidas.

ABSTRACT

The origin of this EDP arises as a result of the growing demand for job offers for engineers with knowledge of power electronics.

To meet this objective, the aim is to encourage students to apply for jobs related to power electronics by using new power electronics equipment to be used for teaching purposes.

The need to use new equipment is due to the fact that the current equipment in the laboratory are old and it is not possible to see in detail the inside of the circuitry that composes it. That is why the use of this new equipment will provide a more intuitive view for student learning, which, together with the existing devices in the laboratory, will complement the concepts of power electronics.

The core of this EDP is the preparation of equipment based on power inverters above-mentioned. These inverters have been designed by the director of this EDP, Pedro Juan Sotorrío Ruiz.

The inverter units will allow students to visualize the evolution of all the signals involved in the inverter operation, since a series of test points are proposed that are accessible to the user of the device to check the status of the signals.

This EDP focuses on the assembly and the start-up of power inverter equipment and the preparation of a documentation of practices for the development of these devices.

Three inverter units have been assembled and verified during the EDP.

For the comissioning of these devices has been verified that the evolution of the signals associated to all these test points is correct, as well as the operation with single-phase and three-phase load is correct.

On the other hand, the practice documentation generated consists of a user's guide for the students, where the most important aspects of the equipment are indicated, and the students are oriented on how to measure the signals obtained.

ÍNDICE

Capítulo 0. Introducción.....	25
0.1. Contexto del TFG.	26
0.2. Metodología.	28
0.3. Estructura del TFG.....	29
 Capítulo 1. Introducción al transistor IGBT.	 30
1.1 Transistor IGBT: Estructura, principio de funcionamiento, características y aplicaciones.....	31
1.2. Descripción del módulo IGBT empleado en los equipos.	33
 Capítulo 2. 34Análisis de funcionamiento del inversor monofásico de puente completo y del inversor trifásico.	 34
2.1. Análisis de funcionamiento inversor monofásico de puente completo.	35
2.2. Análisis de funcionamiento del inversor en configuración trifásica.....	38
 Capítulo 3. Análisis espectral teórico de las señales de salida de los inversores....	 44
3.1. Introducción.	45
3.1.2. Serie de Fourier de la señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %.	45
3.1.3. Serie de Fourier de la señal bipolar de ancho de pulso $\delta = 120^\circ$	48
 Capítulo 4. Análisis de la circuitería de los equipos inversores.....	 51
4.1. Círculos de control: Círculo generador de tiempos muertos y circuitería adaptadora de tensiones y corrientes	52
4.1.1. Introducción al concepto “tiempos muertos”.	52
4.1.2. Cálculo del tiempo muerto de seguridad en los IGBTs.	53
4.1.3. Análisis de la circuitería de control generadora de tiempos muertos programable.....	54
4.1.4. Simulación de la circuitería generadora de tiempos muertos.....	60
4.1.5. Resultados de la simulación de la circuitería generadora de tiempos muertos.	62
4.1.6. Análisis de la circuitería adaptadora de tensiones para el control de los IGBTs . Círculo “Amplificadores IGBT”.	65
4.1.7. Simulación circuitería “Amplificadores IGBTs”.	72

4.1.8. Resultados de la simulación de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.....	74
4.2. Esquema eléctrico inversor trifásico.....	77
Capítulo 5. Equipos inversores: Estructura y montaje.....	79
5.1. Estructura de los equipos inversores.....	80
5.2. Montaje de los equipos inversores.....	83
Capítulo 6. Verificación de funcionamiento de los equipos inversores.	98
6.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control generadas por el microcontrolador para el funcionamiento trifásico.....	104
6.3. Verificación de funcionamiento del equipo 1.....	110
6.3.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.	110
6.3.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “tiempos muertos”.....	111
6.3.3. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.	118
6.3.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.	125
6.3.5. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.	135
6.3.6. Verificación de funcionamiento del inversor monofásico.	145
6.3.7. Verificación de funcionamiento del inversor trifásico.	159
6.4. Verificación de funcionamiento del equipo 2.....	187
6.4.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.	187
6.4.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería generadora de tiempos muertos.....	188
6.4.3. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.	195
6.4.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.	202
6.4.5. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.	212
6.4.6. Verificación de funcionamiento con una carga monofásica.	222
6.4.7. Verificación de funcionamiento con una carga trifásica.	236
6.5.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.	264
6.5.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “tiempos muertos”.....	265

6.5.3. Verificación de funcionamiento señales de control a la salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.	272
6.5.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.	279
6.5.6. Verificación de funcionamiento con una carga monofásica.	299
6.5.7. Verificación de funcionamiento con una carga trifásica.	313
Capítulo 7. Documentación de prácticas.	341
CONCLUSIONES	358
REFERENCIAS	360
ANEXO.....	362

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de bloques de un inversor sin modulador.....	26
Figura 2. Estructura de un transistor IGBT.	31
Figura 3. Estructura del módulo IGBT.....	33
Figura 4. Inversor en configuración de puente completo.	35
Figura 5. Tensión de salida inversor monofásico.	36
Figura 6. Corriente que circula por la carga en la configuración “Puente completo”	37
Figura 7. Inversor con carga resistiva trifásica conectada a sus salidas.	38
Figura 8. Evolución de los transistores durante un periodo de reloj.	39
Figura 9. Tensiones de línea en un inversor trifásico.....	40
Figura 10. Tensiones de fase en un inversor trifásico.	41
Figura 11. Intensidades de fase del inversor trifásico.	43
Figura 12. Señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %.....	45
Figura 13. Espectro de frecuencia señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.	47
Figura 14. Señal bipolar con ancho de pulso $\delta = 120^\circ$	48
Figura 15. Espectro de frecuencia señal bipolar.....	50
Figura 16. Esquema eléctrico circuitería generadora de tiempos muertos programable.	55
Figura 17. Simplificación realizada para la descripción de la circuitería.....	57
Figura 18. Esquema eléctrico de la circuitería "tiempos muertos" en “Multisim”	61
Figura 19. Señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim”.	62
Figura 20. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0001).	63
Figura 21. Tiempos muertos entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0010).	63
Figura 22. Tiempos muertos entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0011).	64
Figura 23. Esquema eléctrico circuitería "Amplificadores IGBT 1".....	66
Figura 24. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT 2".....	67
Figura 25. Circuitería del dispositivo TC4426.	69
Figura 26. Circuitería de funcionamiento equivalente al TC4426 en “Multisim”.	72
Figura 27. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT en Multisim".	73
Figura 28. Evolución de las señales “VGE_X_H” y “VGE_X_L”.	74
Figura 29. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0001).....	75
Figura 30. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0010).....	75
Figura 31. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0011).....	76
Figura 32. Recorte del esquema eléctrico del inversor	77
Figura 33. Placa de potencia de los equipos inversores (cara superior).	80
Figura 34. Dorso de la placa de potencia.	81
Figura 35. Cable plano flexible.	81
Figura 36. Placa de control de los equipos inversores.....	82
Figura 37. Inversor monofásico de puente completo (carga entre las salidas U y V).	83
Figura 38. Inversor monofásico de puente completo (carga entre las salidas V y W).	84

Figura 39. Inversor trifásico.	85
Figura 40. Carga resistiva.	85
Figura 41. Montaje del equipo 1 en configuración de puente completo.	86
Figura 42. Equipo inversor 1 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.	87
Figura 43. Equipo inversor 1 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.	87
Figura 44. Montaje del equipo 1 con una carga trifásica conectada a sus salidas.	88
Figura 45. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 1.	89
Figura 46. Equipo inversor 1 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración trifásica.	89
Figura 47. Montaje del equipo 2 en configuración de puente completo.	90
Figura 48. Equipo inversor 2 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.	91
Figura 49. Equipo inversor 2 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.	91
Figura 50. Montaje del equipo 2 con una carga trifásica conectada a sus salidas.	92
Figura 51. Equipo inversor 2 junto a la tensión de línea V_{UV} que genera en el montaje trifásico.	93
Figura 52. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 2.	93
Figura 53. Montaje del equipo 3 en configuración de puente completo.	94
Figura 54. Equipo inversor 3 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.	95
Figura 55. Equipo inversor 3 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.	95
Figura 56. Montaje del equipo 3 con una carga trifásica conectada a sus salidas.	96
Figura 57. Equipo inversor 3 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración trifásica.	97
Figura 58. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 3.	97
Figura 59. Fuente de alimentación.	99
Figura 60. Adaptador BNC - "Jack".	99
Figura 61. Generador de funciones.	100
Figura 62. Multímetro.	100
Figura 63. Sonda diferencial.	101
Figura 64. Pinza amperimétrica.	102
Figura 65. Placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430”.	102
Figura 66. Osciloscopio utilizado para las mediciones.	103
Figura 67. Analizador de espectros “Chauvin Arnoux”.	103
Figura 68. Señal de control de la rama A generada por el microcontrolador.	104
Figura 69. Señal de control de la rama B generada por el microcontrolador.	104
Figura 70. Señal de control de la rama C generada por el microcontrolador.	105
Figura 71. Desfase entre la señal de control de la rama A y de la rama B.	105
Figura 72. Desfase entre la señal de control de la rama B y de la rama C.	106
Figura 73. Desfase entre la señal de control de la rama A y de la rama C.	106
Figura 74. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{AB} generada por el microcontrolador.	107
Figura 75. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{BC} generada por el microcontrolador.	108

Figura 76. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{AC} generada por el microcontrolador.	108
Figura 77. Señal generada por el oscilador (equipo 1).	110
Figura 78. Señal de control “IGBT_A_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	111
Figura 79. Señal de control “IGBT_A_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	112
Figura 80. Señal de control “IGBT_B_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	113
Figura 81. Señal de control “IGBT_B_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	114
Figura 82. Señal de control “IGBT_C_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	115
Figura 83. Señal de control “IGBT_C_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	116
Figura 84. Señal de control “VGE_A_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	118
Figura 85. Señal de control “VGE_A_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	119
Figura 86. Señal de control “VGE_B_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	120
Figura 87. Señal de control “VGE_B_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	121
Figura 88. Señal de control “VGE_C_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	122
Figura 89. Señal de control “VGE_C_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	123
Figura 90. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	125
Figura 91. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	126
Figura 92. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	127
Figura 93. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	128
Figura 94. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	129
Figura 95. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	130
Figura 96. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	131
Figura 97. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	132
Figura 98. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	133
Figura 99. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	135
Figura 100. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	136
Figura 101. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	137

Figura 102. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	138
Figura 103. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	139
Figura 104. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	140
Figura 105. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).	141
Figura 106. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).	142
Figura 107. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).	143
Figura 108. Tensión V_{UV} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	145
Figura 109. Tensión V_{UV} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	146
Figura 110. Intensidad I_{UV} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	146
Figura 111. Intensidad I_{UV} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	147
Figura 112. Tensión V_{VW} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	148
Figura 113. Tensión V_{VW} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	148
Figura 114. Intensidad I_{VW} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	149
Figura 115. Intensidad I_{VW} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	149
Figura 116. Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	151
Figura 117. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	151
Figura 118. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	152
Figura 119. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	152
Figura 120. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	153
Figura 121. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	153
Figura 122. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	155
Figura 123. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	155
Figura 124. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	156
Figura 125. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	156
Figura 126. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	157
Figura 127. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.	157
Figura 128. Tensión de línea V_{UV} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	159
Figura 129. Tensión de línea V_{UV} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	160
Figura 130. Tensión de línea V_{VW} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	161
Figura 131. Tensión de línea V_{VW} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	161
Figura 132. Tensión de línea V_{UW} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	162

Figura 133. Tensión de línea V_{UW} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	162
Figura 134. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 1).	163
Figura 135. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 1).	163
Figura 136. Tensión de fase V_{UN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} , $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	165
Figura 137. Tensión de fase V_{UN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia y V_{PP}).	165
Figura 138. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 1).	166
Figura 139. Tensión de fase V_{VN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	167
Figura 140. Tensión de fase V_{VN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	167
Figura 141. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 1).	168
Figura 142. Tensión de fase V_{WN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	169
Figura 143. Tensión de fase V_{WN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	169
Figura 144. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{WN} (equipo 1).	170
Figura 145. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 1).	171
Figura 146. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 1).	171
Figura 147. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).	172
Figura 148. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 1 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	173
Figura 149. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).	173
Figura 150. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 1 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	174
Figura 151. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).	174
Figura 152. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 1 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	175
Figura 153. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).	175
Figura 154. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 1.	177
Figura 155. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 1.	177
Figura 156. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 1.	178
Figura 157. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 1.	178
Figura 158. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 1.	179
Figura 159. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 1.	179
Figura 160. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{VW} del equipo 1.	180
Figura 161. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UW} del equipo 1.	180
Figura 162. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 1.	181
Figura 163. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.	182
Figura 164. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.	182
Figura 165. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.	183
Figura 166. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.	183
Figura 167. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.	184
Figura 168. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.	184
Figura 169. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.	185
Figura 170. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.	185

Figura 171. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.	186
Figura 172. Señal generada por el oscilador (equipo 2).	187
Figura 173. Señal de control “IGBT_A_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	188
Figura 174. Señal de control “IGBT_A_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	189
Figura 175. Señal de control “IGBT_B_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	190
Figura 176. Señal de control “IGBT_B_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	191
Figura 177. Señal de control “IGBT_C_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	192
Figura 178. Señal de control “IGBT_C_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	193
Figura 179. Señal de control “VGE_A_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	195
Figura 180. Señal de control “VGE_A_L” equipo 1 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	196
Figura 181. Señal de control “VGE_B_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	197
Figura 182. Señal de control “VGE_B_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	198
Figura 183. Señal de control “VGE_C_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	199
Figura 184. Señal de control “VGE_C_L” equipo 1 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	200
Figura 185. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	202
Figura 186. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).	203
Figura 187. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).	204
Figura 188. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	205
Figura 189. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).	206
Figura 190. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).	207
Figura 191. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	208
Figura 192. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).	209
Figura 193. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).	210
Figura 194. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	212
Figura 195. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).	213
Figura 196. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).	214
Figura 197. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	215
Figura 198. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).	216
Figura 199. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).	217
Figura 200. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).	218
Figura 201. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010.	219

Figura 202. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.....	220
Figura 203. Tensión V_{UV} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).....	222
Figura 204. Tensión V_{UV} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	223
Figura 205. Intensidad I_{UV} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).....	223
Figura 206. Intensidad I_{UV} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	224
Figura 207. Tensión V_{VW} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).....	225
Figura 208. Tensión V_{VW} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	225
Figura 209. Intensidad I_{VW} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	226
Figura 210. Intensidad I_{VW} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	226
Figura 211. Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	228
Figura 212. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	228
Figura 213. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	229
Figura 214. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	229
Figura 215. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	230
Figura 216. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	230
Figura 217. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	232
Figura 218. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	232
Figura 219. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	233
Figura 220. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	233
Figura 221. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	234
Figura 222. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.	234
Figura 223. Tensión de línea V_{UV} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	236
Figura 224. Tensión de línea V_{UV} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	237
Figura 225. Tensión de línea V_{VW} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	238
Figura 226. Tensión de línea V_{VW} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	238
Figura 227. Tensión de línea V_{UW} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	239
Figura 228. Tensión de línea V_{UW} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	239
Figura 229. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 2).....	240
Figura 230. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 2).....	240
Figura 231. Tensión de fase V_{UN} del equipo 2 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	242
Figura 232. Tensión de fase V_{UN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	242
Figura 233. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 2).	243
Figura 234. Tensión de línea V_{VN} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	244
Figura 235. Tensión de fase V_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	244
Figura 236. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 2).	245
Figura 237. Tensión de fase V_{WN} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	246

Figura 238. Tensión de fase V_{WN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).	246
Figura 239. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 2).	247
Figura 240. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 2).	248
Figura 241. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 2).	248
Figura 242. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).	249
Figura 243. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 2 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	250
Figura 244. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 2 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).	250
Figura 245. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 2 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	251
Figura 246. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).	251
Figura 247. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 2 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).	252
Figura 248. Intensidad de línea I_{WN} del equipo 2 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).	252
Figura 249. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 2.	254
Figura 250. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 2.	254
Figura 251. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 2.	255
Figura 252. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 2.	255
Figura 253. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 2.	256
Figura 254. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 2.	256
Figura 255. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{VW} del equipo 2.	257
Figura 256. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UW} del equipo 2.	257
Figura 257. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 2.	258
Figura 258. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.	259
Figura 259. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.	259
Figura 260. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.	260
Figura 261. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.	260
Figura 262. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.	261
Figura 263. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.	261
Figura 264. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.	262
Figura 265. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.	262
Figura 266. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.	263
Figura 267. Señal generada por el oscilador (equipo 3).	264
Figura 268. Señal de control "IGBT_A_H" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	265
Figura 269. Señal de control "IGBT_A_L" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	266
Figura 270. Señal de control "IGBT_B_H" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	267
Figura 271. Señal de control "IGBT_B_L" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	268
Figura 272. Señal de control "IGBT_C_H" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	269
Figura 273. Señal de control "IGBT_C_L" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	270
Figura 274. Señal de control "VGE_A_H" equipo 3 (parámetros: frec, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).	272

Figura 275. Señal de control “VGE_A_L” equipo 3 (parámetros: f_{rec} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).....	273
Figura 276. Señal de control “VGE_B_H” equipo 3 (parámetros: f_{rec} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	274
Figura 277. Señal de control “VGE_B_L” equipo 3 (parámetros: f_{rec} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).....	275
Figura 278. Señal de control “VGE_C_H” equipo 3 (parámetros: f_{rec} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	276
Figura 279. Señal de control “VGE_C_L” equipo 3 (parámetros: f_{rec} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).....	277
Figura 280. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	279
Figura 281. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	280
Figura 282. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	281
Figura 283. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	282
Figura 284. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	283
Figura 285. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	284
Figura 286. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	285
Figura 287. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	286
Figura 288. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	287
Figura 289. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	289
Figura 290. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	290
Figura 291. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	291
Figura 292. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	292
Figura 293. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	293
Figura 294. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	294
Figura 295. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).	295
Figura 296. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).	296
Figura 297. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).	297
Figura 298. Tensión V_{UV} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).....	299
Figura 299. Tensión V_{UV} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	300
Figura 300. Intensidad I_{UV} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).....	300
Figura 301. Intensidad I_{UV} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	301
Figura 302. Tensión V_{VW} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	302
Figura 303. Tensión V_{VW} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	302
Figura 304. Intensidad I_{VW} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	303
Figura 305. Intensidad I_{VW} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	303

Figura 306. Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	305
Figura 307. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	305
Figura 308. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	306
Figura 309. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	306
Figura 310. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	307
Figura 311. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	307
Figura 312. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	309
Figura 313. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	309
Figura 314. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	310
Figura 315. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	310
Figura 316. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	311
Figura 317. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	311
Figura 318. Tensión de línea V_{UV} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	313
Figura 319. Tensión de línea V_{UV} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	314
Figura 320. Tensión de línea V_{VW} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	315
Figura 321. Tensión de línea V_{VW} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	315
Figura 322. Tensión de línea V_{UW} del equipo 3 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	316
Figura 323. Tensión de línea V_{UW} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	316
Figura 324. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 3).	317
Figura 325. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 3).	317
Figura 326. Tensión de fase V_{UN} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	319
Figura 327. Tensión de fase V_{UN} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	319
Figura 328. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 3).	320
Figura 329. Tensión de línea V_{VN} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	321
Figura 330. Tensión de fase V_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	321
Figura 331. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 2).	322
Figura 332. Tensión de fase V_{WN} del equipo 3 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).	323
Figura 333. Tensión de fase V_{WN} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).	323
Figura 334. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{WN} (equipo 3).	324
Figura 335. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 2).	325
Figura 336. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 2).	325
Figura 337. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).	326
Figura 338. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	327
Figura 339. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 3 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).	327
Figura 340. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	328
Figura 341. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 3 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).	328
Figura 342. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).	329

Figura 343. Intensidad de línea I_{WN} del equipo 3 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).	329
Figura 344. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 3.	331
Figura 345. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 3.	331
Figura 346. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 3.	332
Figura 347. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 3.	332
Figura 348. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 3.	333
Figura 349. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 3.	333
Figura 350. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{VW} del equipo 2.	334
Figura 351. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UW} del equipo 3.	334
Figura 352. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 3.	335
Figura 353. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.	336
Figura 354. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.	336
Figura 355. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{WN} del equipo 3.	337
Figura 356. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.	337
Figura 357. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.	338
Figura 358. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.	338
Figura 359. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.	339
Figura 360. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.	339
Figura 361. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 3.	340
Figura 362. Diagrama de bloques de un inversor.	343
Figura 363. Estructura del transistor IGBT.	344
Figura 364. Interior del módulo inversor.	345
Figura 365. Recorte del esquema eléctrico de la circuitería generadora de tiempos muertos.	347
Figura 366. Esquema eléctrico circuitería "Amplificadores IGBT 1".	349
Figura 367. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT 2".	350
Figura 368. Recorte del esquema eléctrico del inversor.	353
Figura 369. Placa de potencia de los equipos inversores (cara superior).	355
Figura 370. Cable plano flexible.	356
Figura 371. Placa de potencia de los equipos inversores (cara inferior).	356
Figura 372. Placa de control de los equipos inversores.	357

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Comparativa de los parámetros de los transistores MOSFET, BJT e IGBT.	32
Tabla 2. Frecuencia, amplitud y armónicos de una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50% y de frecuencia de 50 Hz.	47
Tabla 3. Frecuencia, amplitud y armónicos de una señal bipolar de frecuencia 50 Hz.	50
Tabla 4. Tabla de verdad del secuencial que genera las señales de control con los tiempos muertos.	59
Tabla 5. Relación entre los valores de cuenta y los tiempos muertos obtenidos en la simulación de la circuitería “tiempos muertos”.....	64
Tabla 6. Tabla de verdad 6N137.	68
Tabla 7. Tabla de funcionamiento del dispositivo TC4426.	70
Tabla 8. Relación entre los valores de cuenta y los tiempos muertos obtenido en la simulación de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.	76
Tabla 9. Comparativa entre el THD (%) real de las señales de control del μC y el obtenido teóricamente.	109
Tabla 10. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 1).	117
Tabla 11. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 1).....	124
Tabla 12. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 1).	134
Tabla 13. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos (equipo 1).	134
Tabla 14. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Amplificadores IGBT” (equipo 1).	144
Tabla 15. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales reales de ambas circuiterías de control (equipo 1).	144
Tabla 16. Comparativa entre las tensiones de línea del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.....	150
Tabla 17. Comparativa entre las intensidades de línea del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.....	150
Tabla 18. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.....	154
Tabla 19. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.....	158
Tabla 20. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 1).	164
Tabla 21. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 1).....	172
Tabla 22. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 1.	176
Tabla 23. Comparativa entre los THD reales de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.....	181
Tabla 24. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.....	186
Tabla 25. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 2).	194

Tabla 26. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 2).....	201
Tabla 27. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 2).	211
Tabla 28. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos (equipo 2).	211
Tabla 29. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBT” (equipo 2).	221
Tabla 30. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de ambas circuiterías (equipo 2).	221
Tabla 31. Comparativa entre las tensiones de línea del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	227
Tabla 32. Comparativa entre las intensidades de línea del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.....	227
Tabla 33. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.....	231
Tabla 34. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.....	235
Tabla 35. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 2).	241
Tabla 36. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 2).....	249
Tabla 37. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 2.	253
Tabla 38. Comparativa entre el THD real de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.....	258
Tabla 39. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.....	263
Tabla 40. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 3).	271
Tabla 41. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 3).....	278
Tabla 42. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 3).	288
Tabla 43. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos.....	288
Tabla 44. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBT” (equipo 3).	298
Tabla 45. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de ambas circuiterías (equipo 3).	298
Tabla 46. Comparativa entre las tensiones de salida del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.....	304
Tabla 47. Comparativa entre las intensidades que circulan por la carga del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.	304
Tabla 48. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.....	308
Tabla 49. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.....	312
Tabla 50. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 3).	318
Tabla 51. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 3).....	326
Tabla 52. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 3. Inversor en configuración trifásica.	330

Tabla 53. Comparativa entre el THD real de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.....	335
Tabla 54. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.....	340

Capítulo 0.

Introducción.

0.1. Contexto del TFG.

El objetivo principal de este TFG es el montaje y la verificación de equipos inversores para el laboratorio de electrónica de potencia. Para poner en contexto al lector acerca de lo que es un equipo inversor se realiza en este apartado una introducción al inversor, cuya estructura se expone mediante el diagrama de bloques de la figura 1.

Los inversores de potencia son sistemas electrónicos que permiten obtener tensiones e intensidades alternas a partir de tensiones y corrientes continuas, siendo posible modificar la amplitud y frecuencia de las señales de salida.

Habitualmente, los inversores emplean un modulador que permite modificar el comportamiento de las señales de control, de tal forma que con su uso se permite obtener diferentes presentaciones, según sea la técnica de modulación empleada. Sin embargo, al no ser la modulación objeto de este TFG, no se incluirá dicho bloque en el sistema mencionado anteriormente.

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema inversor de los equipos a verificar.

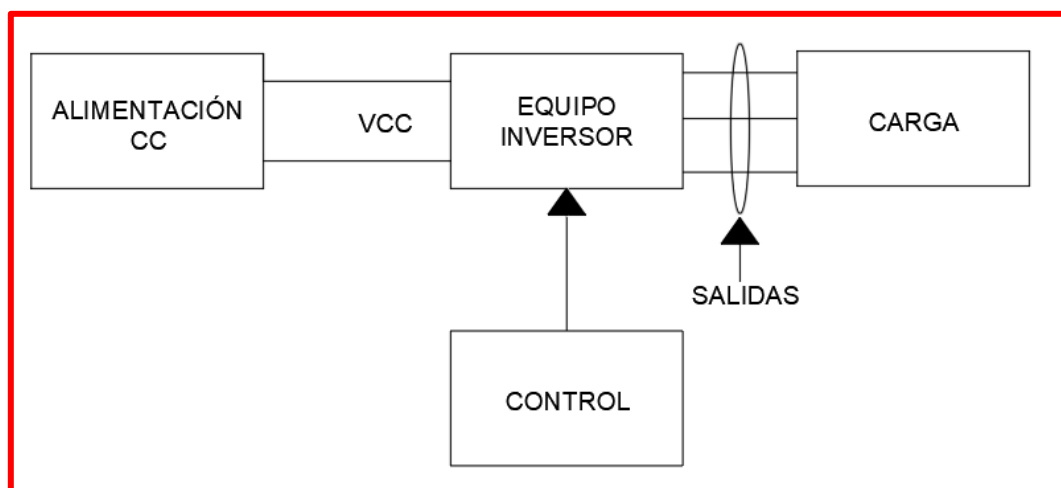


Figura 1. Diagrama de bloques de un inversor sin modulador.

El diagrama de bloques del sistema inversor está formado por tres partes o bloques principales:

- Un bloque de alimentación, que aporta tensión y corriente continua.

Este bloque está constituido por tres fuentes de alimentación CC. Dos fuentes regulables funcionando en paralelo a 30 V y 6 A con el objetivo de alimentar a la parte de potencia del bloque inversor, y otra fuente CC de voltaje fijo a 5 V cuya finalidad es alimentar a la circuitería de control del inversor.

- Un bloque de control, constituido por el μC y el generador de funciones. Este bloque genera las señales de control para el funcionamiento en conmutación de los transistores que forman parte del bloque inversor.

El μC se utiliza como generador trifásico digital. De dicho generador trifásico se obtienen tres señales de control de forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo de 50%, conmutando entre 0 V y 5 V con una frecuencia de 50 Hz.

Este generador se utiliza para obtener las señales de control del inversor trifásico.

Por otro lado, el generador de funciones se ha empleado para generar las señales de control en la configuración de inversor monofásico de puente completo.

Las señales de control generadas por el generador de funciones tienen forma de onda cuadrada, con ciclo de trabajo del 50% y que conmutan entre 0 V y 5 V con una frecuencia de 50 Hz.

- Un bloque inversor, que genera las señales de salida del sistema como respuesta a las señales de control generadas por el μC .

Este bloque está constituido por la parte de potencia del inversor y dos circuiterías de control necesaria para su correcto funcionamiento.

La parte de potencia emplea un módulo inversor formado por transistores IGBT. Mediante estos transistores se convierte la tensión y corriente continua en tensión y corriente alterna.

De manera ideal, la parte de potencia del inversor (bloque inversor) “traduce” las señales de control generadas por el μC , que son señales de baja tensión y corriente en señales de alta tensión y corriente, las cuales presentan las mismas características temporales. Es decir, un inversor puede verse como un amplificador de dichas señales de control a niveles de tensión y corriente más elevados.

Las circuiterías de control realizan la adaptación de las señales de control procedentes del bloque de control para que puedan actuar correctamente sobre los IGBT. Dicha circuitería de control son las siguientes:

- La circuitería generadora de tiempos muertos programable, mediante la cual se gestiona la conmutación de los transistores.

- La circuitería adaptadora de tensiones, que realiza la adaptación de los niveles de tensión digitales de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos programable a los niveles de tensión que se requieren para la activación y desactivación de los transistores IGBT (15 V y 0 V), respectivamente.

Adicionalmente, aparece un bloque denominado carga que se conecta a las salidas del inversor. Para el caso particular de este TFG se ha empleado una carga resistiva para la verificación de equipos, tanto para la configuración de inversor monofásico de puente completo como para la configuración de inversor trifásico.

0.2. Metodología.

Para cumplir con el plan de trabajo de este proyecto se ha empleado la siguiente metodología:

Al inicio del proyecto se analizó la documentación proporcionada por el tutor, donde, en primer lugar, se estudió el funcionamiento de las dos circuiterías de control de los equipos inversores, la que se encarga de la generación de los tiempos muertos y la que realiza la adaptación en tensión y corriente de las señales procedentes de la circuitería de tiempos muertos, para que estas puedan tener efecto sobre los transistores IGBT.

Tras comprender el funcionamiento teórico de ambas circuiterías, se montaron los esquemas eléctricos de ambas circuiterías en el programa de simulación “Multisim”, de tal forma que se permitiese contrastar lo analizado teóricamente con lo obtenido en la simulación, al mismo tiempo que sirviese para dar una idea de los resultados que deben de obtenerse en los equipos reales.

Después de analizar las circuiterías de control, se realizó un estudio teórico sobre las tipologías de los inversores que se emplean para verificar el funcionamiento de los equipos. Las tipologías analizadas fueron la de inversor en puente completo y la de inversor trifásico, de tal forma que se permitiese verificar posteriormente el comportamiento de los equipos con una carga monofásica y trifásica, respectivamente.

Conocidos el comportamiento de la circuitería de control y de las topologías de los inversores mencionadas anteriormente, se procedió con el montaje de los equipos para realizar su verificación.

La primera parte de la verificación se realizó con una carga monofásica conectada a los equipos inversores, generándose las señales de control por medio del generador de funciones. En esta primera parte se visualizó que las señales de las circuiterías de control evolucionan según lo visto en simulación, existiendo las diferencias más significativas en los tiempos muertos de las señales de control a la entrada de los transistores.

En lo que respecta a las señales de salida, se verificó que las tensiones e intensidades cumplen con lo esperado para los tres equipos.

La segunda parte de la verificación se realizó con una carga trifásica conectada en estrella a las salidas de los equipos inversores. El control de los equipos inversores en esta parte de la verificación se realizó con el generador trifásico digital.

En esta segunda parte de la verificación se comprobó que las tensiones de línea, tensiones de fase e intensidades de línea evolucionan según lo visto en el apartado teórico.

Para la última parte de la verificación, que consiste en obtener los espectros de frecuencia de las señales de salida de los equipos y del generador trifásico digital, se analizan en el ámbito teórico los aspectos más importantes de la serie de Fourier de una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50% y de una señal bipolar, de tal forma que se permitiese contrastar los espectros obtenidos en los equipos reales con los resultados teóricos, así como la distorsión armónica total obtenida.

La obtención de los espectros de frecuencia de los equipos se realizó en primer lugar con el programa “Audacity” y posteriormente con un analizador de espectros profesional.

Por último, verificado el funcionamiento de los tres equipos se redactó la documentación de prácticas y el apartado de conclusiones, llegando al final de la elaboración de este TFG.

0.3. Estructura del TFG.

El contenido de este TFG se agrupa en siete capítulos, de tal forma que en cada uno de ellos se refleje todo el recorrido necesario para cumplir el plan de trabajo del proyecto.

En el primer capítulo se hace una breve introducción al transistor IGBT, incluyéndose en ella lo referente a su estructura, características y funcionamiento en conmutación.

En el segundo capítulo se analizan las dos topologías de los inversores empleadas en la verificación de funcionamiento, la de puente completo y la trifásica, de tal forma que se permitan contrastar las señales obtenidas a la salida de los equipos inversores.

En el tercer capítulo se analiza la serie de Fourier de una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50% y la serie de Fourier de una señal bipolar con ancho de pulso $\delta = 120^\circ$, de tal forma que se puedan contrastar los espectros de frecuencia obtenidos.

En el cuarto capítulo se analiza la circuitería que se monta en los equipos inversores y se simula su funcionamiento en el programa “Multisim”.

En el quinto capítulo se muestra la estructura de los equipos inversores y como se han montado para la verificación de funcionamiento.

En el sexto capítulo se realiza la verificación y puesta en funcionamiento de los tres equipos inversores.

En el séptimo capítulo se elabora la documentación de prácticas de laboratorio.

Capítulo 1.

Introducción al transistor IGBT.

1.1 Transistor IGBT: Estructura, principio de funcionamiento, características y aplicaciones.

En la figura 2 se muestra la estructura de un transistor IGBT (“Insular Gate Bipolar Transistor”).

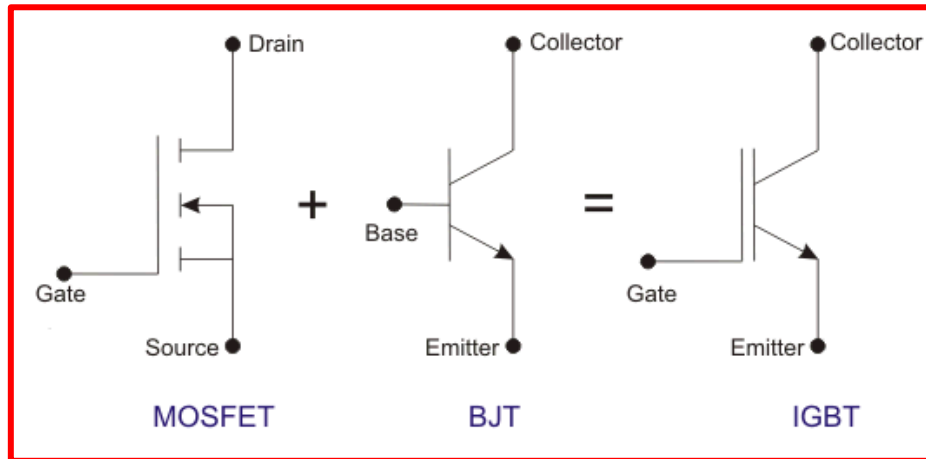


Figura 2. Estructura de un transistor IGBT.

Fuente: [Transistor bipolar de puerta aislada | IGBT \(riverglennapts.com\)](http://riverglennapts.com)

El transistor IGBT resulta de una hibridación entre un transistor bipolar (BJT) y un transistor de efecto de campo de metal-óxido semiconductor (MOSFET). El transistor IGBT combina las características de ambos transistores. El transistor MOSFET le aporta las características de una alta impedancia de entrada y frecuencias elevadas de conmutación, mientras que el transistor bipolar le atribuye al IGBT una baja caída de tensión cuando entra en saturación, al mismo tiempo que presenta una elevada ganancia en corriente.

En el transistor MOSFET la activación o desactivación se controla por medio de la tensión que se aplica entre la puerta y el surtidor, mientras que en el BJT la intensidad de salida se controla por medio de la corriente que circula por la base del transistor. La combinación de ambos transistores permite que en el transistor IGBT se regule la intensidad que circula entre el colector y el emisor por medio de la tensión que se aplica entre la puerta y el emisor a la entrada del transistor.

Para que se produzca el encendido del transistor IGBT debe haber una tensión positiva en la puerta del transistor respecto del emisor. Cuando se aplica una tensión de puerta positiva entre la puerta y el emisor la capacitancia equivalente asociada a la entrada del IGBT comienza a cargarse, hasta que alcance un valor de tensión aproximado de 5 V. Esta diferencia de potencial conlleva a que la base del transistor NPN se polarice en directa, permitiendo la circulación de corriente entre el colector y el emisor.

Para la desactivación del transistor bastaría con aplicar una tensión de puerta inferior a los 5V, empleándose habitualmente un valor de 0V.

En cualquier caso, la tensión puerta-emisor no debe exceder un valor máximo que proporciona el fabricante (generalmente 20 V), y el voltaje puerta-emisor óptimo para que los IGBTs funcionen en conmutación es de 15 V.

Estos 15 V permiten entrar al transistor en saturación produciéndose la conducción entre el emisor y el colector, al mismo tiempo que se reduce considerablemente la caída de tensión entre colector-emisor para una misma corriente de colector.

La utilización de los transistores IGBT permiten cumplir las necesidades de ciertas aplicaciones de electrónica de potencia que no se ven satisfechas del todo por los bipolares de potencia y los MOSFET de potencia. Existen transistores bipolares capaces de trabajar con corrientes y tensiones elevadas, pero su velocidad de conmutación es lenta para muchas de las aplicaciones en las que se requiere una alta frecuencia de conmutación.

Por otro lado, los MOSFET de potencia pueden tener una mayor velocidad de conmutación, pero la intensidades y tensiones que soportan pueden ser bajas para determinadas aplicaciones.

En la siguiente tabla se comparan las diferencias entre los valores de funcionamiento de los tres tipos de transistores mencionados anteriormente en lo que respecta a la tensión, intensidad y frecuencia de funcionamiento.

Dispositivo	Tensión	Intensidad	Frecuencia
MOSFET	500-1000 V	20-100 A	100-500 kHz
BJT	1000-1200 V	700-1000 A	10-80 kHz
IGBT	1600-2000 V	400-500 A	150 kHz

Tabla 1. Comparativa de los parámetros de los transistores MOSFET, BJT e IGBT.

Es importante resaltar que estos valores son aproximados ya que cada fabricante aporta las características de su dispositivo y difieren unos con respecto a otros.

De los valores obtenidos de la tabla se puede concluir que el transistor IGBT es la mejor opción para trabajar en aplicaciones de frecuencia de conmutación medias que requieran de intensidades elevadas.

Las principales ventajas de utilizar el transistor IGBT frente a otros transistores son su capacidad de alto voltaje e intensidad, su reducida caída de tensión colector-emisor cuando entra en conducción, la facilidad que presentan para su activación y desactivación, sus velocidades de conmutación relativamente rápidas y un consumo de corriente muy reducido. Todas estas ventajas lo convierten en una buena opción para aplicaciones de velocidad moderada y alta tensión, como en aplicaciones de modulación de ancho de pulso (PWM), de control de velocidad variable, de fuentes de alimentación conmutadas o de inversores de CC-CA y de variadores de frecuencia.

1.2. Descripción del módulo IGBT empleado en los equipos.

La finalidad de este apartado es la de mostrar la terminología utilizada en lo que respecta a los transistores IGBT.

En la figura 3 se muestra la estructura de un módulo IGBT como el que se usa en la aplicación de este TFG.

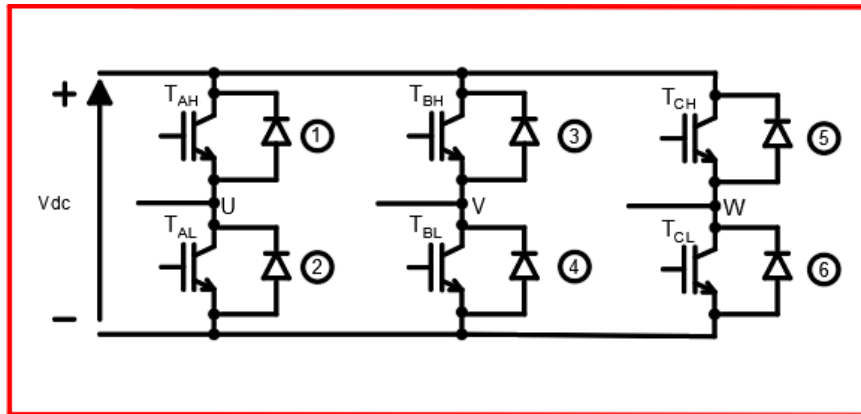


Figura 3. Estructura del módulo IGBT.

El módulo IGBT se compone de seis transistores IGBT, cada uno con su respectivo diodo “Damper”.

Cada columna de transistores recibe el nombre de rama, existiendo tres ramas en el módulo (A, B y C). Simultáneamente, cada una de estas ramas presenta dos transistores, el transistor de la parte alta y el transistor de la parte baja, de tal forma que la nomenclatura es como sigue:

- En la rama A se localizan los transistores 1 y 2, cuyas etiquetas son “T_{AH}” y “T_{AL}”. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida U del inversor.
- En la rama B se localizan los transistores 3 y 4, cuyas etiquetas son T_{BH} y T_{BL}. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida V del inversor.
- En la rama C se localizan los transistores 5 y 6, cuyas etiquetas son T_{CH} y T_{CL}. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida W del inversor.

Capítulo 2.

Análisis de funcionamiento del inversor monofásico de puente completo y del inversor trifásico.

2.1. Análisis de funcionamiento inversor monofásico de puente completo.

En la figura 4 se muestra al inversor monofásico de puente completo en las dos situaciones de funcionamiento que se verifican. En esta configuración se emplean cuatro transistores de los seis que hay en el módulo.

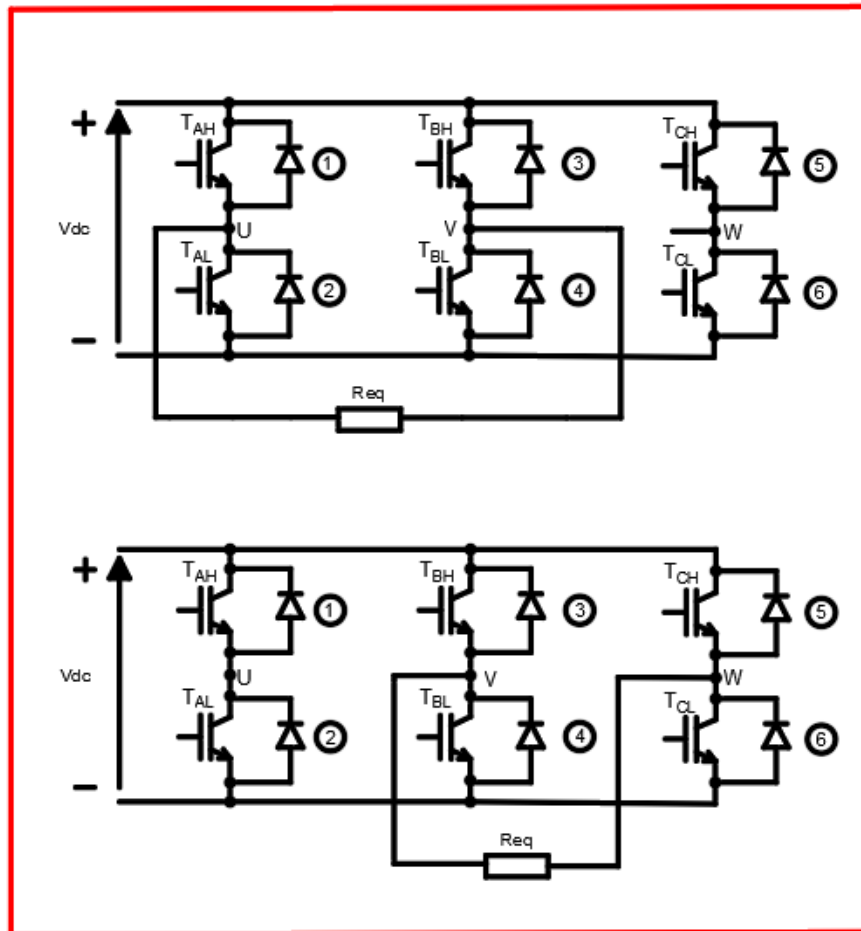


Figura 4. Inversor en configuración de puente completo.

La etiqueta “ V_{dc} ” de la figura hace referencia a la tensión de alimentación del inversor. Para la aplicación que concierne la tensión de alimentación es de +30 V.

La etiqueta “ R_{eq} ” de la figura hace referencia a la resistencia equivalente de la carga resistiva empleada para la verificación de funcionamiento. Dicha resistencia equivalente tiene un valor $R_{eq} = 5,5 \Omega$.

El funcionamiento del inversor en esta configuración es como sigue:

Cuando los transistores 1 y 4 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada $+V_{dc}$ aparece en la carga, mientras que, si lo hacen los transistores 2 y 3 el voltaje a través de la carga se invierte, adquiriendo el valor $-V_{dc}$.

En el caso en el que se utilicen las salidas V y W, si los transistores 3 y 6 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada $+V_{dc}$ aparece en la carga, mientras que, si lo hacen los transistores 4 y 5 el voltaje a través de la carga se invierte, adquiriendo el valor $-V_{dc}$, al igual que en el caso anterior.

La forma de onda resultante queda reflejada en la figura 5.

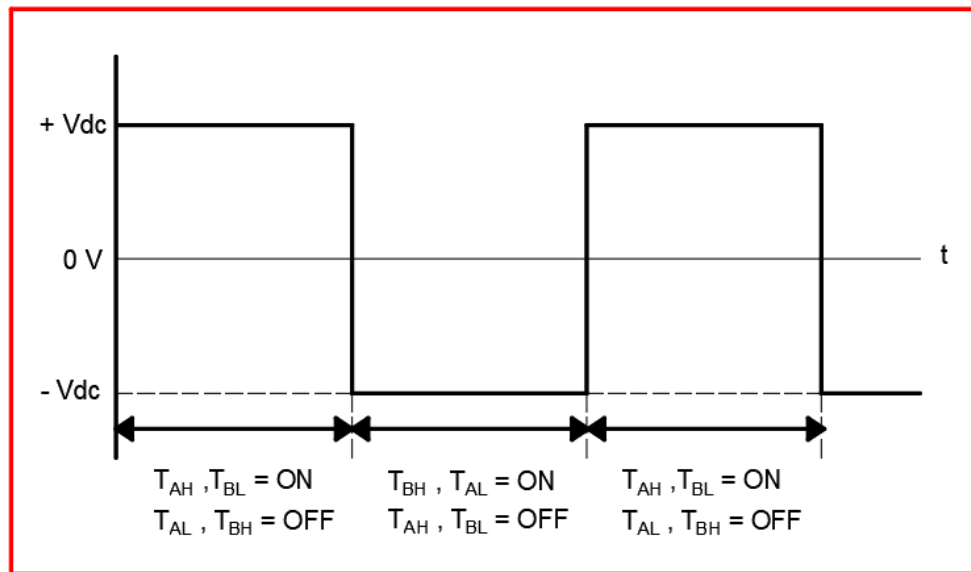


Figura 5. Tensión de salida inversor monofásico.

Para que el inversor funcione en esta configuración es necesario que las señales de control de los transistores estén desfasadas 180° . Esto implica que siempre están en conducción un transistor de la parte alta y otro transistor de la parte baja, perteneciendo cada uno de ellos a una rama diferente.

Un parámetro que se considera para la verificación es el valor eficaz. La tensión eficaz de la tensión de salida en esta configuración viene dada por:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T V_{dc}^2 dt} = V_{dc} = 30\text{ V} \quad (1)$$

La corriente que circula por la carga tendrá la misma forma de onda que la de la tensión de salida, ya que se trata de una carga puramente resistiva, pero de amplitud reducida por un factor $\frac{1}{Req}$.

En la figura 6 se muestra la evolución de la intensidad que circula por la carga.

Las intensidades máxima y mínima que se obtienen en esta configuración vienen dadas por las ecuaciones (2) y (3), respectivamente.

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{dc}}{Req} = \frac{30\text{ V}}{5,5\ \Omega} = 5,45\text{ A} \quad (2)$$

$$I_{m\acute{i}n} = -\frac{V_{dc}}{Req} = -\frac{30\text{ V}}{5,5\ \Omega} = -5,45\text{ A} \quad (3)$$

La intensidad eficaz viene dada por la expresión (4).

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{V_{dc}}{Req} \right)^2 dt} = \frac{V_{dc}}{Req} = \frac{30\text{ V}}{5,5\ \Omega} = 5,45\text{ A} \quad (4)$$

Donde T es el periodo de la señal.

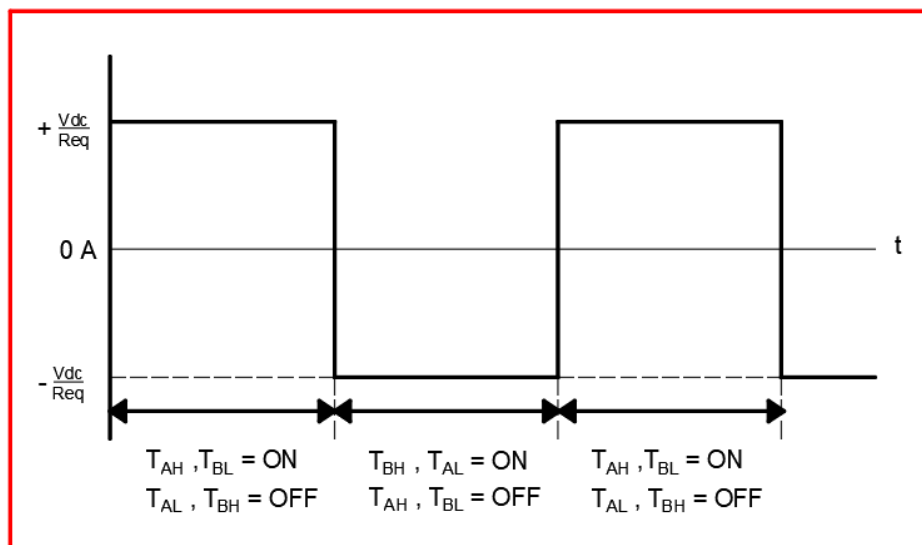


Figura 6. Corriente que circula por la carga en la configuración "Punto completo"

2.2. Análisis de funcionamiento del inversor en configuración trifásica.

La configuración de inversor trifásico se extrapola de la configuración de inversor monofásico, donde tres inversores en su configuración de puente complemento o medio puente se conecta en paralelo para dar lugar a una configuración de inversor trifásico.

Para lograr que el inversor en su configuración trifásica funcione es necesario que las señales de control de cada uno de los inversores monofásicos estén desfasadas 120° una con respecto a la otro, de tal forma que se obtengan voltajes trifásicos equilibrados. Para lograr este objetivo en este proyecto se emplea un generador trifásico digital, obtenido mediante un microcontrolador “MSP430”.

Se puede obtener una configuración trifásica con seis transistores. La configuración que se utiliza en cada uno de los equipos para su verificación trifásica se muestra en la figura 7.

En dicha figura aparece conectada a la salida de U, V y W de los inversores una carga trifásica en configuración de estrella, como la que se usa en la aplicación que concierne.

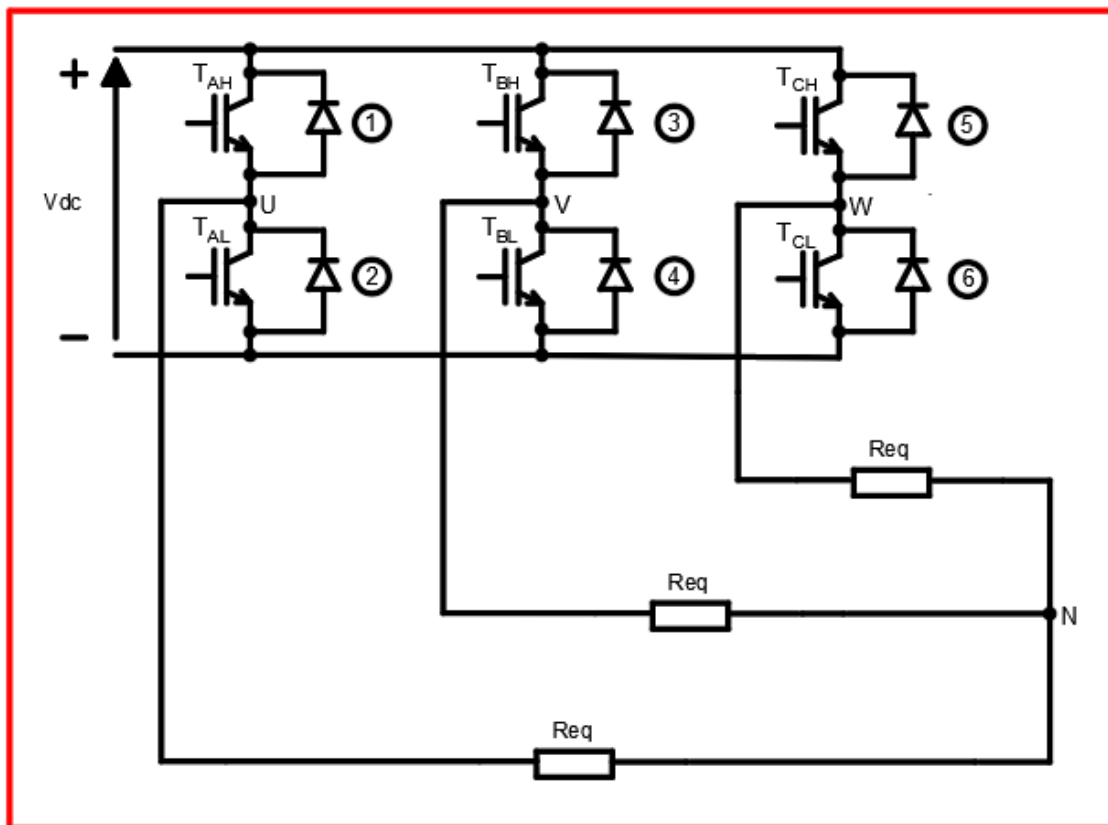


Figura 7. Inversor con carga resistiva trifásica conectada a sus salidas.

En este caso, la carga que aparece entre cada una de las fases y el neutro virtual es una resistencia de valor equivalente $R_{eq} = 11 \Omega$.

El funcionamiento del inversor en su configuración trifásica es como sigue:

Durante el funcionamiento del inversor, cada uno de los transistores conduce durante 180° . Durante cada intervalo de tiempo hay simultáneamente tres transistores activos, nunca estando dos transistores de la misma rama en conducción.

Por cada periodo de reloj de la señal de entrada, hay seis intervalos de tiempo de 60° de duración, donde se dan los diferentes modos de operación de los transistores. Un ejemplo de estas posibles combinaciones se muestra en la figura 8.

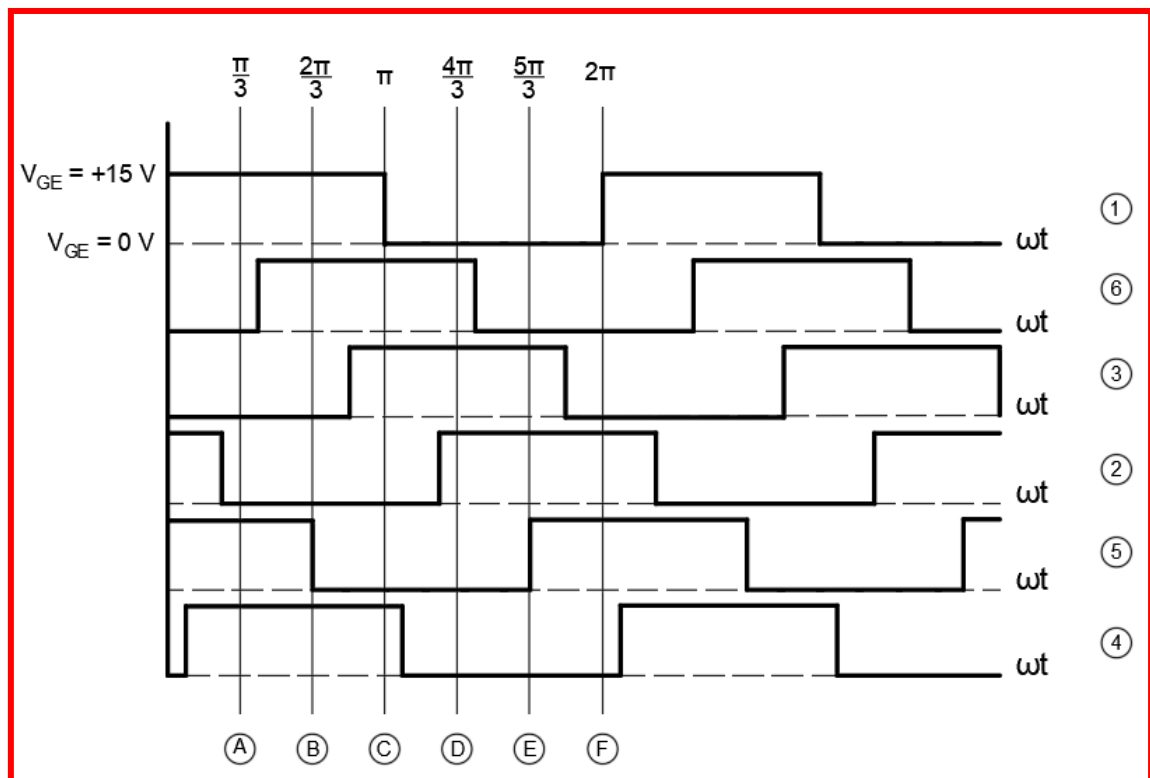


Figura 8. Evolución de los transistores durante un periodo de reloj.

En esta figura se muestran la activación y desactivación de cada uno de los transistores durante un periodo de reloj.

Los números del 1 al 6 representan a los respectivos transistores que componen el módulo.

Se muestran los 6 primeros instantes de tiempo del cronograma:

1. Instante A: 145. Los transistores 1, 4 y 5 están en conducción.
2. Instante B: 146. Los transistores 1, 4 y 6 están en conducción.
3. Instante C: 346. Los transistores 3, 4 y 6 están en conducción.

4. Instante D: 236. Los transistores 2, 3 y 6 están en conducción.
5. Instante E: 235. Los transistores 2, 3 y 5 están en conducción.
6. Instante F: 125. Los transistores 1, 2 y 5 están en conducción.

Para la verificación de funcionamiento en configuración trifásica se analizan las tensiones e intensidades de línea y de fase con una carga resistiva conectada a las salidas del inversor. Es por ello por lo que se muestran en este apartado la evolución de estas señales en el ámbito teórico, de tal forma que se pueda contrastar lo obtenido en los equipos reales.

Tensiones de línea.

En la figura 9 se muestran las tensiones de línea de un inversor en configuración trifásica.

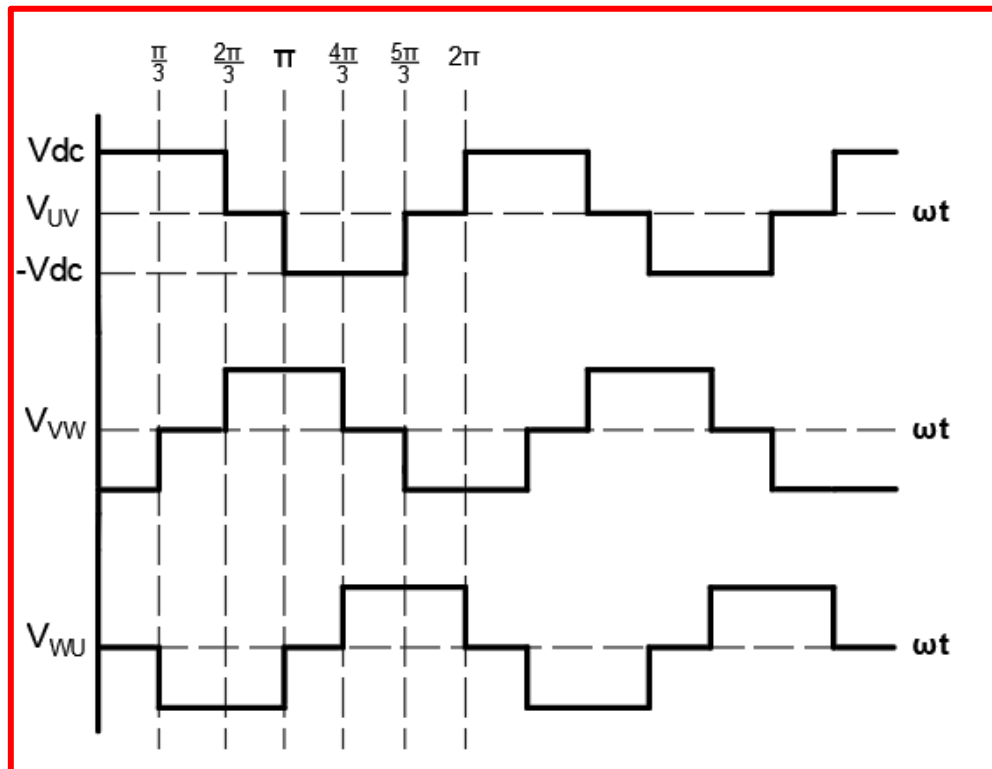


Figura 9. Tensiones de línea en un inversor trifásico

En la imagen se aprecia que las tensiones de línea están desfasadas 120° unas con respecto a las otras, de tal forma que la señal V_{VW} está desfasada 120° respecto a la señal V_{UV} y que la señal V_{WU} está desfasada 240° respecto de la señal V_{UV} .

Al mismo tiempo se observa que cada señal está durante 120° a $+V_{dc}$, otros 120° a $-V_{dc}$ y otros 120° a 0V, generando la forma de onda que resulta en la figura 9.

Otro parámetro que se verifica en los equipos es la tensión de línea eficaz, cuyo valor teórico se determina en la ecuación (X).

$$VL_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_{dc}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 30 V = 24,49 V \quad (5)$$

Tensiones de fase.

En lo que respecta a las tensiones de fase, se muestra en la figura 10 un ejemplo de la evolución de estas señales. Dichas señales presentan una forma de onda más parecida a una señal senoidal escalonada que a una señal cuadrada.

Estas señales presentan un desfase de 120° unas con respecto a las otras al igual que las tensiones de línea.

Por otro lado, en cada periodo de las tensiones de fase durante 120° las señales tienen una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$, durante otros 120° tienen una tensión igual a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y de los 120° restantes las señales tienen una tensión igual a $\frac{2}{3} V_{dc}$ durante 60° y durante los 60° restantes tienen una tensión igual a $-\frac{2}{3} V_{dc}$.

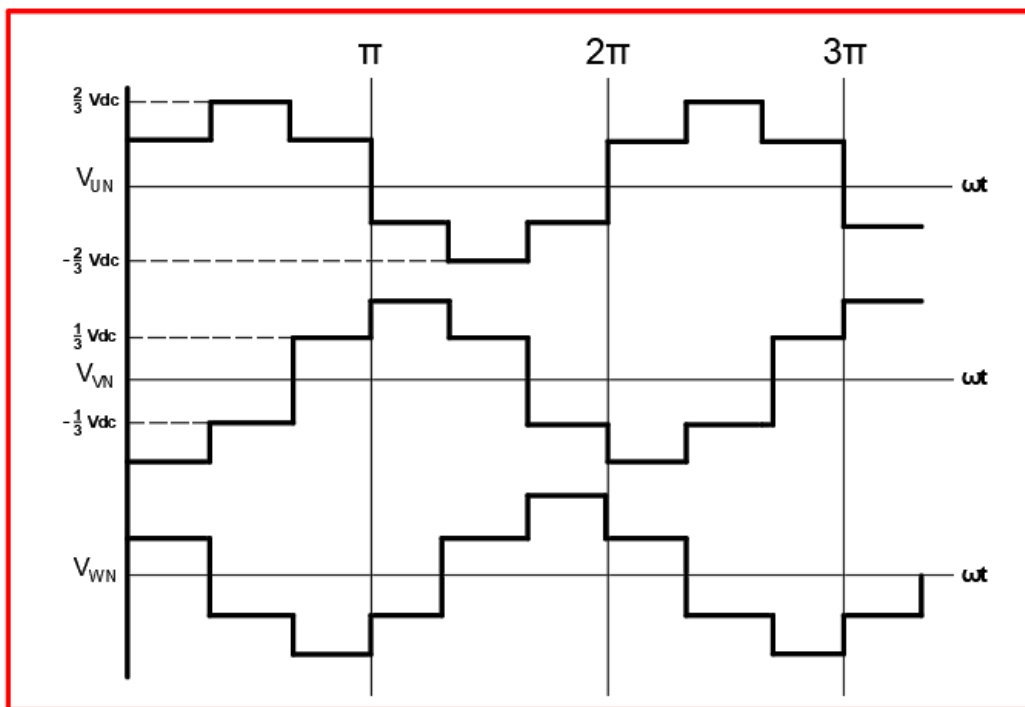


Figura 10. Tensiones de fase en un inversor trifásico.

Las tensiones máxima y mínima vienen dadas por las ecuaciones (6) y (7), respectivamente.

$$V_{m\acute{a}x} = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} = \frac{2}{3} \cdot V_{dc} = \frac{2}{3} \cdot 30 = 20 \text{ V} \quad (6)$$

$$V_{m\acute{i}n} = -\frac{2}{3} \cdot V_{dc} = -\frac{2}{3} \cdot 30 = -20 \text{ V} \quad (7)$$

De las ecuaciones (8) y (9) se obtienen los valores intermedios de la tensión de fase.

$$V_1 = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} = \frac{1}{3} \cdot 30 = 10 \text{ V} \quad (8)$$

$$V_2 = -\frac{1}{3} \cdot V_{dc} = -\frac{1}{3} \cdot 30 = -10 \text{ V} \quad (9)$$

Otro parámetro que considerar para la verificación es el valor eficaz. Dicho parámetro viene dado por la ecuación (10).

$$V_{F_{rms}} = \frac{V_L}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot 30 = 14,14 \text{ V} \quad (10)$$

Intensidades de fase-línea.

Las intensidades de fase se muestran en la figura 11, pudiendo reflejar también las intensidades de línea por lo comentado anteriormente.

Al tratarse de una carga conectada en estrella, las intensidades de línea y las intensidades de fase son iguales. Dichas intensidades tendrán la misma forma de onda y desfases entre señales que las de tensiones de fase al tratarse de una carga puramente resistiva, pero reducidas en amplitud por factor igual al valor resistivo de las resistencias de carga.

Las intensidades máxima y mínima vienen dadas por las ecuaciones (11) y (12), respectivamente.

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{dc}}{R_{eq}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{30}{11} = 1,82 \text{ A} \quad (11)$$

$$I_{min} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{V_{dc}}{R_{eq}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{30}{11} = -1,82 \text{ A} \quad (12)$$

La intensidad generada por la fuente se distribuye en las tres fases de manera igualitaria, de tal forma que cada uno de los paralelos de la carga recibe un tercio de dicha intensidad.

De la ecuación (13) se obtiene el valor de la intensidad eficaz.

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{V_{dc}}{R_{eq}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{30}{11} = 1,29 \text{ A} \quad (13)$$

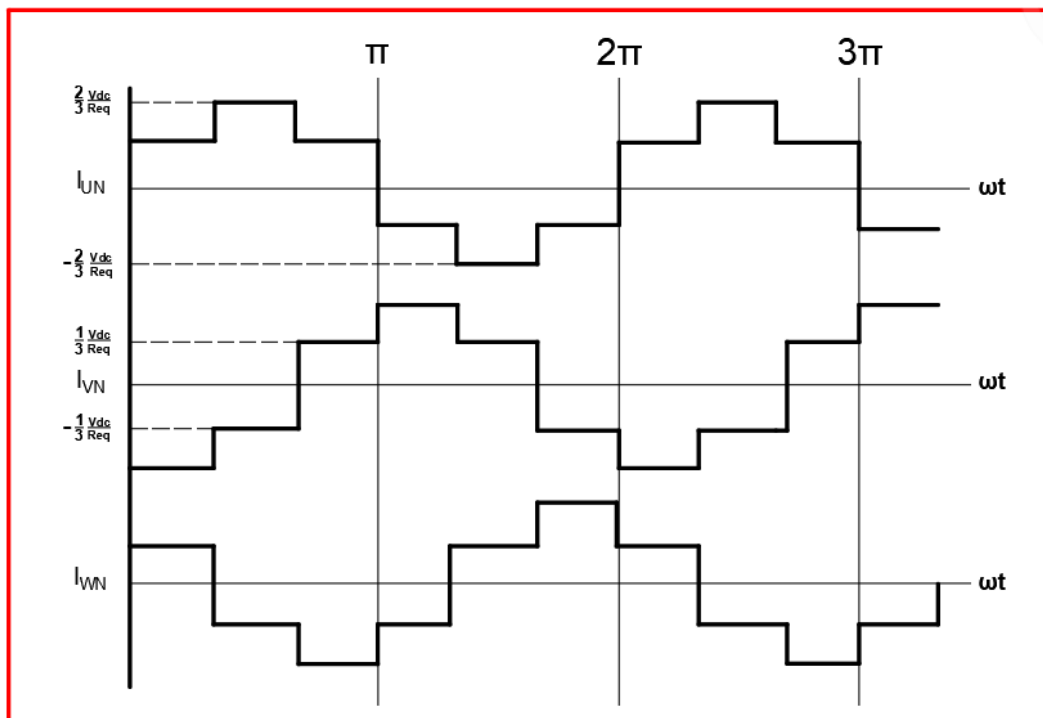


Figura 11. Intensidades de fase del inversor trifásico.

La verificación de las tensiones e intensidades de cada uno de los modos de funcionamiento se realiza en el capítulo seis, cuyas características deben ser muy similares a lo desarrollado en este apartad

Capítulo 3.

Análisis espectral teórico de las señales de salida de los inversores.

3.1. Introducción.

En el presente apartado se estudia la serie de Fourier de un tren de pulsos, necesario para la posterior verificación de los espectros de frecuencia obtenidos.

En primer lugar, se analiza el caso genérico de un tren de pulsos, una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %. El espectro de frecuencia de esta señal se utiliza para interpretar el espectro de frecuencia y el THD de las señales de salida en la configuración monofásica o de puente completo.

El segundo caso que se estudia es una particularización del caso anterior. Se analiza un tren de pulsos cuyo ancho de pulso de 120° . El espectro de frecuencia de esta señal se analiza para interpretar el espectro de frecuencia y el THD de las tensiones e intensidades de fase-línea.

3.1.2. Serie de Fourier de la señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %.

En la figura 12 se muestra una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 % y de frecuencia 50 Hz, frecuencia que se emplea para la verificación de los equipos.

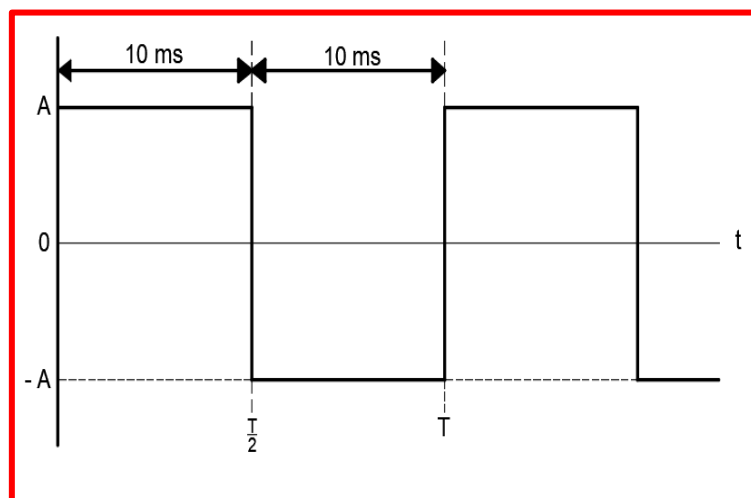


Figura 12. Señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %.

La expresión genérica de una serie de Fourier viene dada por ecuación (14).

$$F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t) \quad (14)$$

Los coeficientes a_k y b_k que definen a la serie vienen dados por:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \cos(k\omega_0 t) dt - \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T A \cos(k\omega_0 t) dt \quad (15)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(k\omega_0 t) dt - \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T A \sin(k\omega_0 t) dt \quad (16)$$

Donde k es el número de armónico a considerar, ω_0 es la frecuencia angular, A es la amplitud de la señal y T el periodo. Integrando y simplificando expresiones se obtiene:

$$a_k = 0 \quad (17)$$

$$b_k = \begin{cases} 0 & k = \text{par} \\ \frac{4A}{k\pi} \sin(k\omega_0 t) & k = \text{impar} \end{cases} \quad (18)$$

El término a_0 de la ecuación (14) es nulo ya que el valor medio de la señal es 0.

Todos los armónicos de orden par no existen, como consecuencia de que la señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 % es una función impar.

Sustituyendo en la ecuación (14) las ecuaciones (17) y (18) se obtiene la serie de Fourier de una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50%, cuya expresión es:

$$F_1(t) = \sum_{k=1(\text{impar})}^{\infty} \frac{4A}{k\pi} \sin(k\omega_0 t) \quad (19)$$

En la tabla 2 se adjuntan las amplitudes de las primeras componentes armónicas. Como se puede apreciar, la amplitud es inversamente proporcional al orden k del armónico, que disminuyen al aumentar la frecuencia.

Orden de armónico k	Frecuencia (Hz)	Amplitud armónico orden k
1	50	$\frac{4A}{\pi}$
3	150	$\frac{4A}{3\pi}$
5	250	$\frac{4A}{5\pi}$
7	350	$\frac{4A}{7\pi}$
k	k*50	$\frac{4A}{k\pi}$

Tabla 2. Frecuencia, amplitud y armónicos de una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50% y de frecuencia de 50 Hz.

En la siguiente figura se muestra la relación entre la componente fundamental y las 25 primeras magnitudes armónicas.

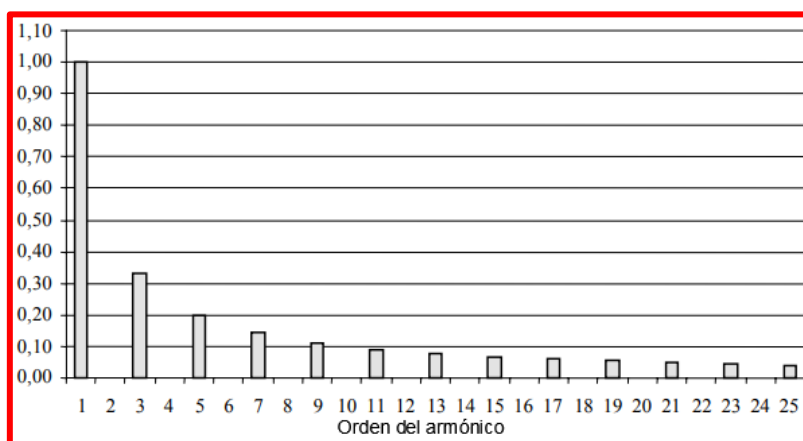


Figura 13. Espectro de frecuencia señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Fuente: Fundamentos del Análisis de Fourier. Camilo José Carrillo. Universidad de Vigo.

Para finalizar con el análisis de la serie de Fourier de la señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50% se expone un parámetro que se empleará para la verificación del espectro de frecuencia. Dicho parámetro es la distorsión armónica total (THD).

Este parámetro refleja lo próximo que se encuentra una señal a su forma de onda teórica ideal. La expresión matemática que rige a este parámetro, expresado en tanto por ciento, se muestra en la ecuación (20).

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{1}{A_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{k=\infty} A_n^2} \quad (20)$$

En donde A_n es la amplitud del armónico de orden k , y A_1 es la amplitud del armónico de orden uno, denominado armónico fundamental.

Particularizando para este caso el valor teórico de la distorsión armónica viene dado por la ecuación (21):

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k>1} \left(\frac{4A}{k\pi}\right)^2}}{\frac{4A}{\pi}} = 100 \sqrt{\sum_{n=1} \frac{1}{(2n-1)^2} - 1} = 100 \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 48,34 \% \quad (21)$$

El THD (%) obtenido es del 48,34 %, valor que permite contrastar los valores obtenidos con los espectros de frecuencia reales.

3.1.3. Serie de Fourier de la señal bipolar de ancho de pulso $\delta = 120^\circ$.

En la figura 14 se muestra la evolución de una señal bipolar con un ancho de pulso de 120° .

Al igual que la figura 12, la señal que se muestra presenta una frecuencia de 50 Hz, frecuencia que se emplea para la verificación de los equipos.

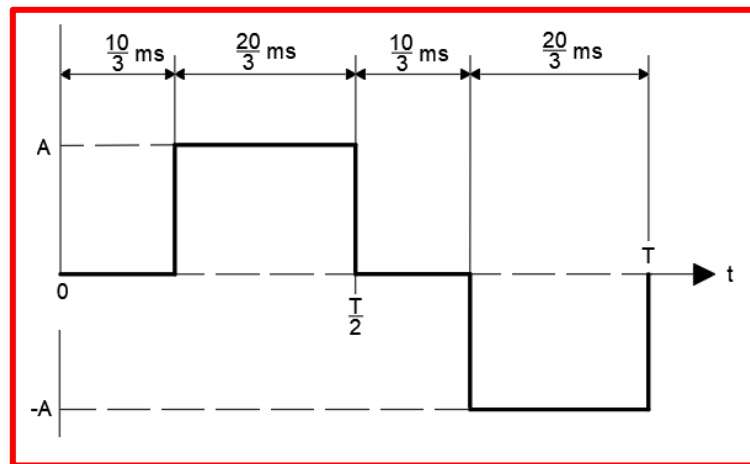


Figura 14. Señal bipolar con ancho de pulso $\delta = 120^\circ$.

La serie de Fourier de una señal bipolar, como se comentó anteriormente, es una particularización de la serie de Fourier de la señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50%, por lo que comparte con la serie de Fourier de la señal cuadrada la no existencia de los armónicos pares.

Los coeficientes a_k y b_k que definen a esta serie vienen dados por las ecuaciones (22) y (23):

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{2}} A \cos(k\omega_0 t) dt - \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}+\frac{T}{6}}^T A \cos(k\omega_0 t) dt \quad (22)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{2}} A \sin(k\omega_0 t) dt - \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}+\frac{T}{6}}^T A \sin(k\omega_0 t) dt \quad (23)$$

Integrando y simplificando expresiones se obtiene:

$$a_k = 0 \quad (24)$$

$$b_k = \begin{cases} 0 & k = \text{par o impar múltiplo de 3} \\ \frac{4A}{k\pi} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(k\omega_0 + k\frac{\pi}{6}\right) & k = \text{impar no múltiplo de 3} \end{cases} \quad (25)$$

Sustituyendo en la ecuación (14) las ecuaciones (24) y (25) se obtiene la expresión matemática de la serie de Fourier de la señal bipolar:

$$F_2(t) = \sum_{k=1 (\text{impares})}^{\infty} \frac{4A}{k\pi} \sin\left(k\frac{\pi}{3}\right) \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(k\omega_0 + k\frac{\pi}{6}\right) \quad (26)$$

De las ecuaciones se concluye que, aparte de no existir armónicos de orden par, para todos los armónicos múltiplos de orden 3 el término $\sin(k\pi/3)$ es nulo, por lo que no existen armónicos múltiplos de tres.

En la tabla 3 se adjuntan las amplitudes de las primeras componentes armónicas.

Orden de armónico k	Frecuencia (Hz)	Amplitud armónico orden k
1	50	$\frac{4A\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{2} = \frac{2\sqrt{3}A}{\pi}$
3	150	0
5	250	$-\frac{2\sqrt{3}A}{5\pi}$
7	350	$-\frac{2\sqrt{3}A}{7\pi}$

Tabla 3. Frecuencia, amplitud y armónicos de una señal bipolar de frecuencia 50 Hz.

En la figura 15 se muestra la relación entre la componente fundamental y las magnitudes armónicas en el espectro de frecuencia de la señal.

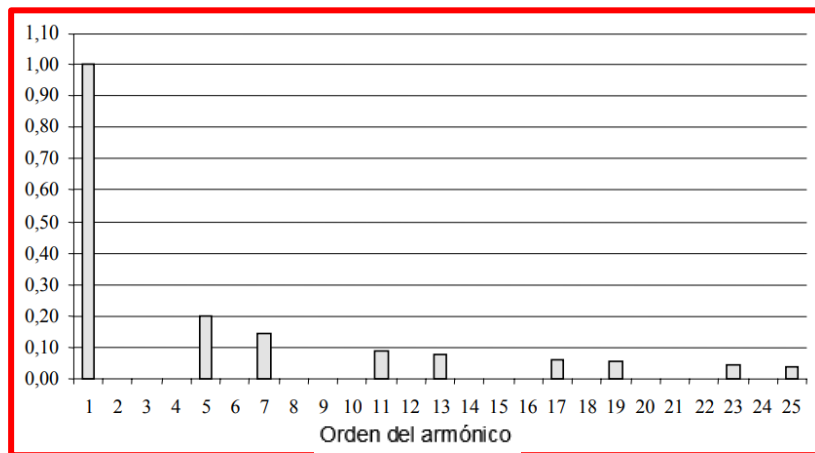


Figura 15. Espectro de frecuencia señal bipolar.

Fuente: Fundamentos del Análisis de Fourier. Camilo José Carrillo. Universidad de Vigo.

La distorsión armónica total porcentual de esta señal se calcula en la ecuación (27). La diferencia más significativa respecto al THD de la señal cuadrada anterior está en la desaparición del 3º armónico.

$$\begin{aligned}
 THD(\%) &= 100 \frac{\sqrt{\sum_{k>1} \left(\frac{2\sqrt{3}A}{k\pi} \right)^2}}{\frac{2\sqrt{3}A}{\pi}} = 100 \sqrt{\sum_{n=1} \frac{1}{(2n-1)^2} - 1 - \frac{1}{3^2} \sum_{n=1} \frac{1}{(2n-1)^2}} \\
 &= 100 \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 31,08 \% \quad (27)
 \end{aligned}$$

Capítulo 4.

Análisis de la circuitería de los equipos inversores.

4.1. Circuiterías de control: Circuitería generadora de tiempos muertos y circuitería adaptadora de tensiones y corrientes .

En esta primer apartado del capítulo se realiza un estudio de las dos circuiterías de control necesarias para el correcto funcionamiento de los transistores IGBT en conmutación.

4.1.1. Introducción al concepto “tiempos muertos”.

Para el desarrollo de la circuitería generadora de tiempos muertos se requiere la introducción de este concepto, ya dicha circuitería se basa en este concepto.

La explicación de este concepto y su posterior aplicación en los inversores de potencia resulta necesaria dado que los IGBTs no presentan un comportamiento ideal.

Los tiempos de conmutación de los transistores no son nulos. Por este motivo si no se introducen tiempos muertos para la conmutación de los transistores durante el funcionamiento del inversor se producirán cortocircuitos entre los transistores de una misma rama. Es decir, se debe garantizar que en una misma rama uno de los transistores se apague antes de que se encienda el otro, de tal forma que en ningún momento los transistores de una misma rama estén en conducción.

Estos cortocircuitos se producen como consecuencia de que el tiempo de apagado de los transistores es mayor que el tiempo de encendido, lo que implica que ambos transistores están encendidos durante un breve intervalo de tiempo (del orden de unos cientos de ns) en el momento en el que se produce las conmutaciones. Si estos cortocircuitos se diesen de manera puntual es probable que el dispositivo pudiese continuar funcionando correctamente, pero al trabajar estos transistores en conmutación se produce un número elevado de cortocircuitos por segundo, lo que implica que se quemen los transistores en un intervalo de tiempo reducido haciendo que el dispositivo quede inservible.

Por otro lado, el inconveniente que presenta la adición de dichos tiempos muertos es que al estar ambos transistores en corte durante un cierto intervalo de tiempo hace que los susodichos queden sometidos a la tensión que presente la carga en ese instante. Si dicha carga es de carácter inductivo esta situación de circuito abierto repentina genera elevados picos de tensión, los cuales pueden superar el umbral de tensión máxima establecido por el fabricante. Este es el motivo por el que los módulos IGBTs tienen un diodo en antiparalelo en cada uno de los transistores, de tal forma que quede limitada la tensión a la que se ven sometida dichos transistores.

Para conseguir estos tiempos muertos se emplea circuitería digital, cuyo análisis se realiza posteriormente en este mismo capítulo.

En el siguiente apartado el cálculo del tiempo muerto de seguridad recomendado por el fabricante para los transistores IGBT que se emplean los equipos inversores.

4.1.2. Cálculo del tiempo muerto de seguridad en los IGBTs.

La ecuación (28) es la que proporciona el fabricante para el cálculo aproximado del tiempo muerto de seguridad.

$$t_{dead} = [(t_{d_off} - t_{d_on}) + (t_{pdd_max} - t_{pdd_min})] \cdot 1,2 \quad (28)$$

Los términos que componen esta ecuación son los siguientes:

- “ t_{d_off} ” es el tiempo de retardo máximo de apagado de los IGBTs.
- “ t_{d_on} ” es el tiempo de retardo mínimo de encendido de los IGBTs.
- “ t_{pdd_max} ” es el tiempo máximo de propagación del amplificador IGBT.
- “ t_{pdd_min} ” es el tiempo mínimo de propagación del amplificador IGBT.
- Un coeficiente de seguridad de 1,2.

Dado que el fabricante no proporciona valores mínimos y máximos en su hoja de características se emplearán los valores típicos para los valores de “ t_{d_off} ” y “ t_{d_on} ”.

Estos valores son $t_{d_off} = 520$ ns y $t_{d_on} = 90$ ns.

Los tiempos máximos y mínimos de propagación de los amplificadores IGBT se obtiene de la hoja de características del fabricante, que aporta un tiempo máximo aproximado $t_{pdd_max} = 60$ ns y un tiempo mínimo $t_{pdd_min} = 33$ ns.

Es importante destacar que el tiempo mínimo de propagación “ t_{pdd_min} ” es estimado, ya que se ha obtenido de una gráfica que aporta el tiempo de retardo en función de la tensión de alimentación.

Sustituyendo en la ecuación (28) se obtiene un tiempo de:

$$t_{dead} = [(520 \text{ ns} - 90 \text{ ns}) + (60 \text{ ns} - 33 \text{ ns})] \cdot 1,2 = 548,40 \text{ ns} \quad (29)$$

Luego el tiempo muerto de seguridad estimado es de 548,40 ns. Para valores inferiores a este tiempo no se garantiza correcto el funcionamiento del dispositivo.

A pesar de ello, se configurará la circuitería de control de los tiempos muertos para garantizar que dichos tiempos muertos están por encima de los 700 ns, ya que de esta manera se asegura al 100% que no hay cortocircuitos entre los transistores de la misma rama, ya que el cálculo del tiempo muerto es orientativo.

4.1.3. Análisis de la circuitería de control generadora de tiempos muertos programable.

El esquema eléctrico de la página I del anexo muestra la circuitería necesaria para conseguir los tiempos muertos. El esquema está formado por un oscilador de cuarzo de 10 MHz, cuatro biestables (74ALS74) para cada una de las ramas, un contador síncrono de 4 bits (74ALS161), puertas digitales NOR (74ALS02), cuatro interruptores, dos diodos de protección (1N4004) y elementos pasivos en los que se incluyen resistencias y condensadores.

En la figura 16, situada en la página siguiente, se muestra un recorte del esquema eléctrico de la circuitería generadora de tiempos muertos programable donde se muestran los elementos necesarios para el desarrollo de este apartado.

La circuitería generadora de tiempos muertos programable tiene como entradas las tres señales de control procedentes del microcontrolador (“Ctl_chA_uC”, “Ctl_chB_uC” y Ctl_chC_uC) y como salida las señales de control de los transistores IGBT con los tiempos muertos incluidos (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”).

Estas señales de salida (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”) gobiernan el funcionamiento en conmutación de los transistores IGBT que forman el módulo, previo paso por la circuitería adaptadora de tensiones, ya que estas señales de salida tienen niveles de tensión digitales y requieren ser adaptadas a los niveles de tensión requeridos por los transistores IGBT para que puedan funcionar en conmutación.

El funcionamiento de esta circuitería es como sigue:

La señal de 10 MHz generada por el oscilador (U3) se conecta como señal de reloj de los dos primeros biestables en cada una de las ramas, es decir, dicha señal se conecta a las entradas CLK de los biestables U7a, U7b, U12a, U12b, U15a y U15b.

Este diseño permite utilizar como señal de reloj tanto la señal procedente de un microcontrolador como la señal del oscilador incluido en los equipos.

Las señales de control generadas para cada una de las ramas (“Ctl_chA_uC”, “Ctl_chB_uC” y Ctl_chC_uC) se propagan a través de los dos primeros biestables de sus respectivas ramas. La finalidad de estos dos primeros biestables es la de sincronizar las señales de control procedentes del μC y del generador de funciones con el secuencial que genera las señales de control con los tiempos muertos ya adaptados, de tal forma que se garantice que se cumplan los tiempos de establecimiento y retención de los biestables, evitando situaciones de metaestabilidad en las señales.

Los otros dos biestables que componen cada una de las ramas (U23a, U23b, U27a, U27b, U29a, U29b) se escriben con la señal procedente la salida “RCO” del contador, que se propaga a través de una puerta NOR (U19a) cuya función es invertir la señal de pulso a nivel alto que genera el contador cada vez que este alcanza el final de cuenta.

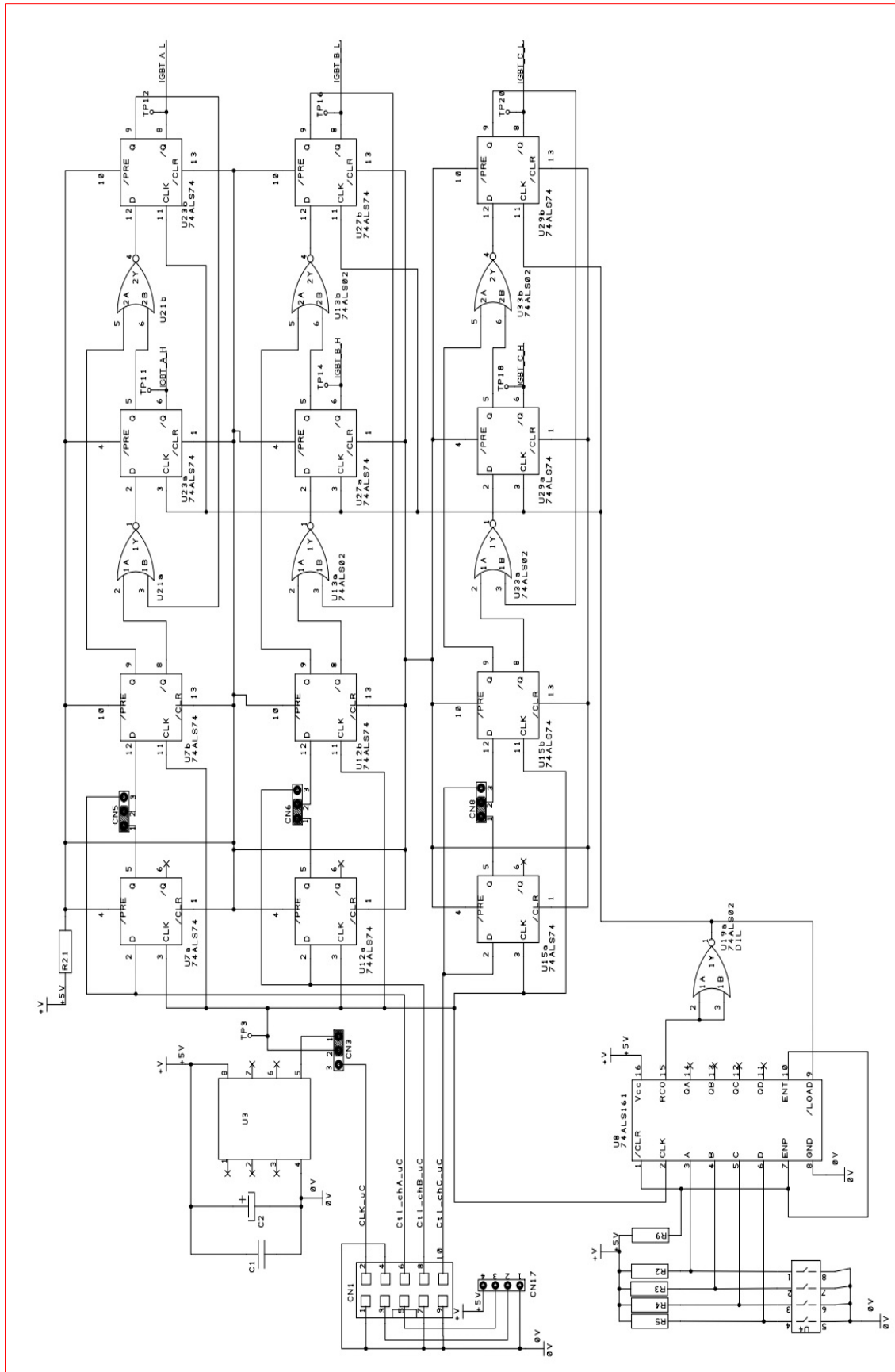


Figura 16. Esquema eléctrico circuitería generadora de tiempos muertos programable.

De las salidas negadas de los biestables U23a y U23b se obtienen las señales de control para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama A, “IGBT_A_H” e “IGBT_A_L”, que controlan el funcionamiento del transistor IGBT de la parte alta y de la parte baja, respectivamente.

De las salidas negadas de los biestables U27a y U27b se obtienen las señales de control para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama B, “IGBT_B_H” e “IGBT_B_L”, que controlan el funcionamiento del transistor IGBT de la parte alta y de la parte baja, respectivamente.

De las salidas negadas de los biestables U29a y U29b se obtienen las señales de control para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama C, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”, que controlan el funcionamiento del transistor IGBT de la parte alta y de la parte baja, respectivamente.

Entre las dos señales de control que se obtienen por cada una de las ramas (rama A: “IGBT_A_H” - “IGBT_A_L”. Rama B: “IGBT_B_H” - “IGBT_B_L”. Rama C: “IGBT_C_H” - “IGBT_C_L”) existe una diferencia de tiempo entre el cambio de nivel de una de ellas y el cambio de nivel de la otra tras el cambio de nivel de la señal de control que genera el microcontrolador, de tal forma que con esta circuitería se impide que en la misma rama uno de los transistores se desactive correctamente antes de que se active el otro. Esta diferencia de tiempo entre la activación y desactivación de los transistores IGBT mencionada anteriormente es la denominada “tiempo muerto”.

Este tiempo muerto tiene la duración de un periodo de reloj de la señal de salida “RCO” del contador (U8). La duración de este tiempo muerto se puede modificar cambiando los valores de cuenta con los que se recarga el contador, de tal forma que a medida que el valor de cuenta es superior este tiempo muerto se reduce. Esto resulta en una mejora en lo que respecta a las prestaciones de los equipos, pero existe el riesgo de que si la duración de este tiempo muerto no es la suficiente puede producirse la activación simultánea de los transistores de una misma rama, pudiendo dañar a los transistores de esta.

La programación en el contador se realiza por medio de cuatro resistencias de polarización a nivel alto conectadas a cuatro interruptores (U4). Mediante los interruptores se establecen los valores de cuenta para la recarga del contador, estableciéndose un nivel bajo en las entradas programables del contador (A, B, C y D) cuando el interruptor está cerrado y un nivel alto cuando el interruptor está abierto.

Antes de continuar con el desarrollo del secuencial que genera las señales de control de salida de esta circuitería se realiza una simplificación en lo que respecta a las etiquetas de las señales, con el objetivo de evitar la repetición de las señales.

Se realiza esta simplificación ya que la circuitería es idéntica para cada una de las ramas, por tanto, la evolución de las señales es idéntica.

Para ello se renombran las señales de salida de cada una de las ramas. Las señales de salida de esta circuitería se renombrarán como “IGBT_X_L” y “IGBT_X_H”, donde X hace referencia a cualquiera de las tres ramas, A, B o C.

De igual manera, las señales de control ya sincronizadas se renombran como “Ctl_chX_uC_S”, donde X hace referencia a cualquiera de las tres ramas, A, B o C.

La figura 17 muestra un ejemplo de esta simplificación aplicada a la circuitería.

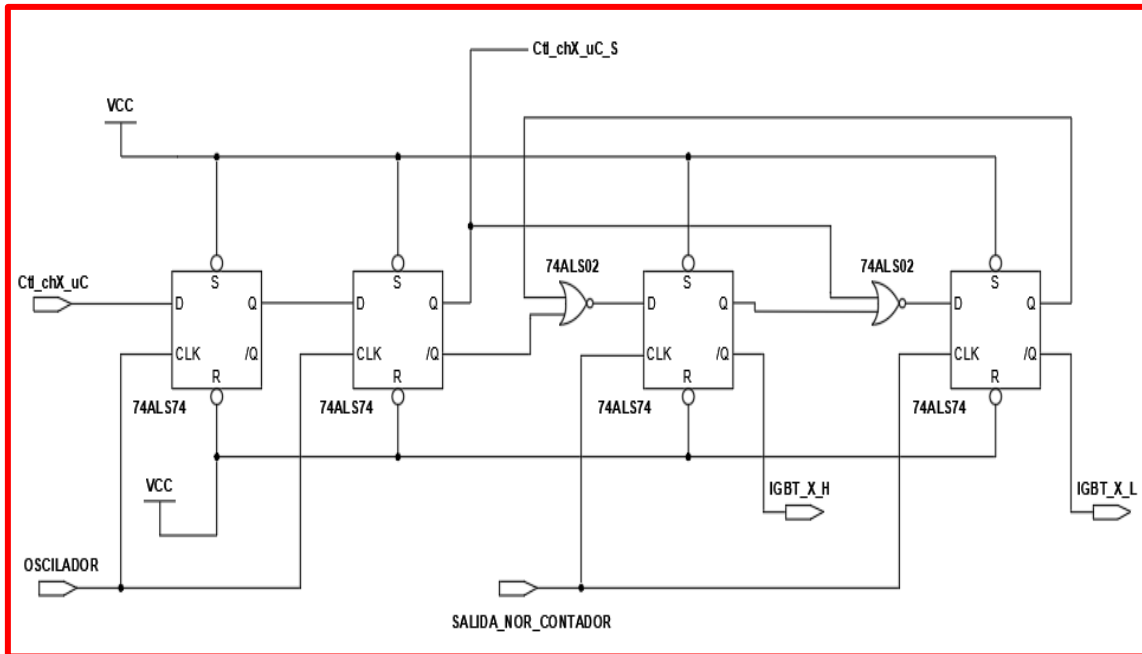


Figura 17. Simplificación realizada para la descripción de la circuitería.

La señal “SALIDA_NOR_CONTADOR” es la salida de la puerta NOR (U19a) cuyas entradas se conectan a la salida “RCO” del contador.

El pulso generado por el contador tras alcanzar el valor final de cuenta sobrescribe el contenido de dichos biestables, actualizándose el nivel digital de las señales de control “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” con cada flanco ascendente de la señal de reloj. El nivel digital de dichas señales dependerá del nivel que estas tuviesen en un estado de tiempo anterior y del nivel que tenga la señal de control sincronizada “Ctl_chX_uC_S” en el momento que se produce el flanco ascendente.

A continuación, se analiza el funcionamiento de esta última parte del esquema de los tiempos muertos, haciendo una clasificación en función del nivel digital que tenga la señal modulada sincronizada “Ctl_chX_uC_S”.

Señal de control “Ctl_chX_uC_S” = L.

Si la señal “Ctl_chX_uC_S” se encuentra a nivel bajo la señal “IGBT_X_H” se fuerza a pasar a nivel alto en el siguiente flanco ascendente de reloj. Esto se debe a que la entrada del biestable que genera la señal “IGBT_X_H” se conecta con la salida de una puerta NOR (U21a, U13a y U33a), la cual a su vez tiene como entradas la señal “Ctl_chX_uC_S” y la señal “/IGBT_X_L”, lo que implica que en una de las entradas de la puerta NOR se tiene un nivel dominante, haciendo que la salida de dicha puerta esté a nivel bajo independientemente del nivel que tenga “/IGBT_X_L”. Todo esto conlleva a que en la salida no negada del biestable aparezca un nivel bajo y que “IGBT_X_H” = H.

Al mismo tiempo, el nivel digital al que evolucionará la señal “IGBT_X_L” dependerá del nivel que tuviese la señal “IGBT_X_H” en el instante de tiempo anterior al flanco ascendente. Esto se debe a que la entrada del biestable que genera la señal “IGBT_X_H” se conecta con la salida de una puerta NOR (U21a, U13a y U33a), la cual a su vez tiene como entradas la señal “Ctl_chX_uC_S” y la señal “/IGBT_X_H”.

Dado que la señal modulada no está a nivel alto no se enmascarará la señal “/IGBT_X_H”. Si “/IGBT_X_H” = H la señal “IGBT_X_L” pasará a estar a nivel bajo y si la señal “/IGBT_X_H” = L la señal “IGBT_X_L” pasará a nivel alto, como consecuencia de la lógica de la puerta NOR.

Señal de control “Ctl_chX_uC_S” = H.

Si la señal “Ctl_chX_uC_S” se encuentra a nivel alto la señal “IGBT_X_L” se fuerza a pasar a nivel alto en el siguiente flanco ascendente de reloj. Esto se debe a que la entrada del biestable que genera la señal “IGBT_X_L” se conecta con la salida de una puerta NOR (U21b, U13b y U33b), la cual a su vez tiene como entradas la señal “Ctl_chX_uC_S” y la señal “/IGBT_X_H”. Si “Ctl_chX_uC_S” = H en una de las entradas de la puerta NOR se tiene un nivel dominante, lo que implica que la salida de dicha puerta estará a nivel bajo independientemente del nivel que tenga “/IGBT_X_H”. Todo esto conlleva a que en la salida no negada del biestable aparezca un nivel bajo y que “IGBT_X_L” = H.

Simultáneamente, el nivel digital al que evolucionará la señal “IGBT_X_H” estará sujeto al nivel al que estuviese la señal “/IGBT_X_L” en el instante de tiempo anterior al flanco ascendente. Esto se debe a que la entrada del biestable que genera la señal “IGBT_X_H” se conecta con la salida de una puerta NOR (U21a, U13a y U33a), la cual a su vez tiene como entradas las señales “Ctl_chX_uC_S” y “/IGBT_X_L”.

Dado que se ha conectado la inversa de la señal “Ctl_chX_uC_S” no se enmascarará la señal “IGBT_X_L”. Si “IGBT_X_L” = L la señal “IGBT_X_H” pasará a estar a nivel bajo y si la señal “IGBT_X_L” = H la señal “IGBT_X_H” pasará a nivel alto, como consecuencia de la lógica de la puerta NOR.

La tabla 4 contiene la tabla de verdad que resume la lógica de funcionamiento de este circuito:

CLK	Ctl_chX_uC_S (t)	IGBT_X_H(t)	IGBT_X_L(t)	IGBT_X_H(t+1)	IGBT_X_L(t+1)
↑	0	0	0	NP	NP
	0	0	1	1	1
	0	1	0	1	0
	0	1	1	1	0
	1	0	0	NP	NP
	1	0	1	0	1
	1	1	0	1	1
	1	1	1	1	0
X, ↓	X	X	X	NC	NC

Tabla 4. Tabla de verdad del secuencial que genera las señales de control con los tiempos muertos.

Donde:

- NP: Combinación que no se da en el circuito.
- NC: No cambia el nivel digital.
- X: Nivel digital, puede ser 0 ó 1.
- ↑: Flanco ascendente de la señal de reloj.
- ↓: Flanco descendente de la señal de reloj.

La conclusión que se extrae de la tabla de verdad y del análisis de la circuitería es la siguiente:

El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal “Ctl_chX_uC_S”, una de las señales de salida cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Si la señal “Ctl_chX_uC_S” cambia de nivel bajo a nivel alto la señal “IGBT_X_L” cambia de nivel antes de que lo haga la señal “IGBT_X_H”, mientras que si la señal “Ctl_chX_uC_S” cambia de nivel bajo a nivel alto la señal “IGBT_X_H” cambia de nivel antes de que lo haga la señal “IGBT_X_L”.

Este intervalo de tiempo que se consigue entre el cambio de nivel de una señal de salida y el cambio de nivel de la otra tiene la duración del periodo de la señal “SALIDA_NOR_CONTADOR”, tiempo que se denomina “tiempo muerto”.

4.1.4. Simulación de la circuitería generadora de tiempos muertos.

En la figura 18 se muestra el esquema eléctrico de la circuitería generadora de tiempos muertos implementado en el programa “Multisim”.

Para simplificar los esquemas en simulación se simula el funcionamiento de una única rama X, (donde X = A, B o C) ya que todas las ramas tendrán el mismo comportamiento en este apartado, reduciendo de esta forma el número de dispositivos empleados en simulación.

Para simular el funcionamiento de esta parte se parte de una señal cuadrada sin modular como entrada, de frecuencia 50 Hz, ya que la finalidad de estos inversores es emplearlos en las prácticas para simular su comportamiento en un entorno industrial. Para generar esta señal en simulación se ha empleado un bloque generador de señal de reloj de frecuencia 50 Hz.

Al mismo tiempo, para simular la señal generada por el oscilador se ha utilizado el mismo bloque generador de señal de reloj, pero este funcionando con una frecuencia de 10 MHz.

Para las pruebas en simulación se emplearán los valores de cuenta en el contador 0001, 0010 y 0011. Con estos valores de cuenta se verificará que se cumplen los tiempos muertos necesarios para correcto el funcionamiento de los inversores, según lo calculado en el apartado 4.1.1.

El motivo principal por el que se verifica el funcionamiento con estos tres valores de cuenta y no con valores de cuenta superiores a 0011 se debe a que en el montaje real con un valor de cuenta superior a 0011 se compromete el tiempo muerto de seguridad calculado.

Es importante resaltar que los elementos pasivos utilizados en el montaje real que no se han implementado en este apartado de simulación, consecuencia de que los susodichos no tienen efecto para la simulación.

En el siguiente apartado se exponen capturas de pantalla del osciloscopio virtual de “Multisim”, en las cuales se aprecia tanto las formas de ondas de las señales “IGBT_X_L” e “IGBT_X_H” así como capturas donde se muestran dichos tiempos muertos.

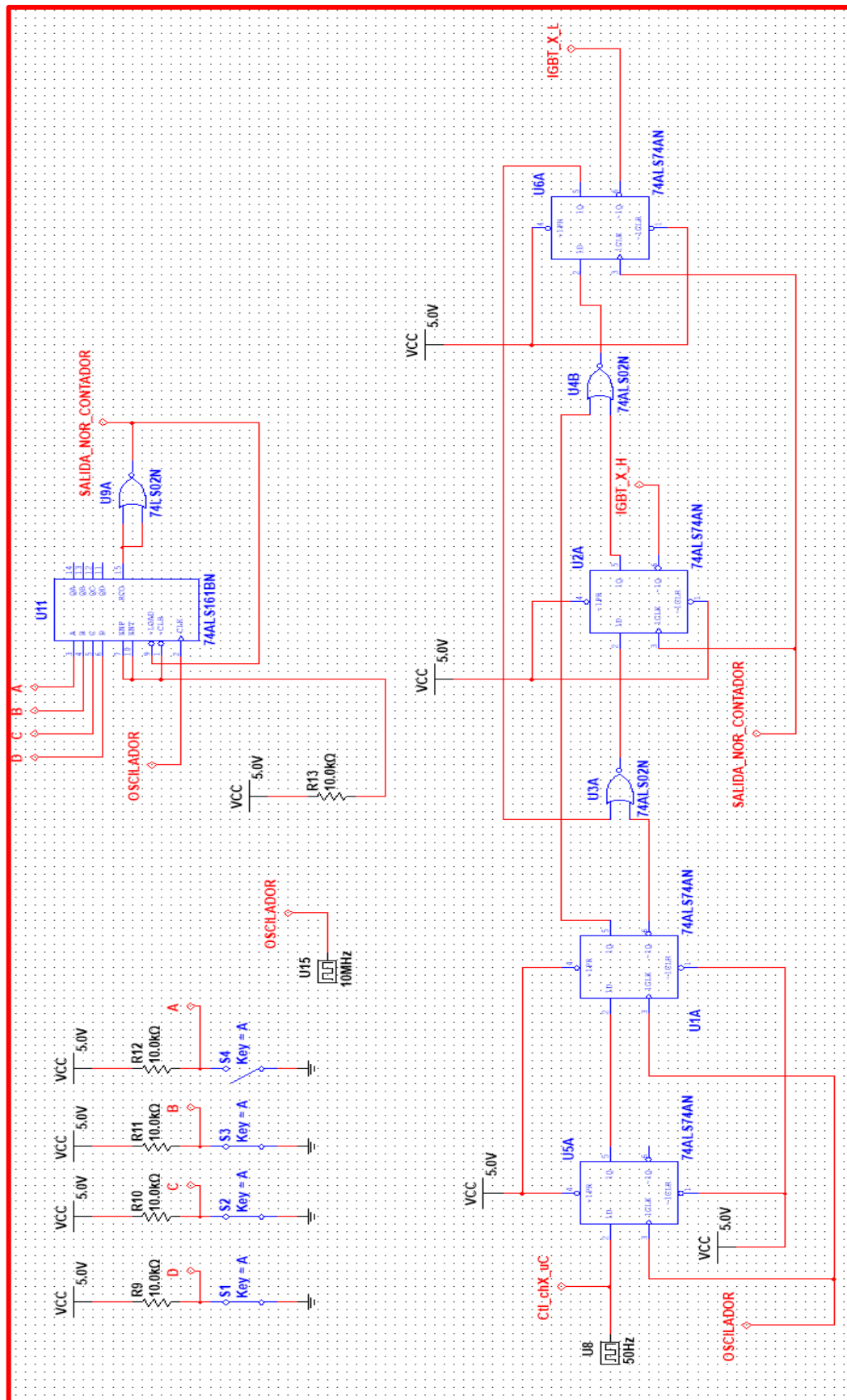


Figura 18. Esquema eléctrico de la circuitería "tiempos muertos" en "Multisim"

4.1.5. Resultados de la simulación de la circuitería generadora de tiempos muertos.

La figura 19 es una captura del osciloscopio virtual de “Multisim”. En dicha figura se muestran dos señales, una de color rojo que representa la evolución de la señal “IGBT_X_H” en el tiempo, mientras que la señal azul representa a la señal “IGBT_X_L”.

Las dos señales obtenidas son señales cuadradas de frecuencia 50 Hz que oscilan entre 0 V y 5 V con los correspondientes tiempos muertos incorporados.

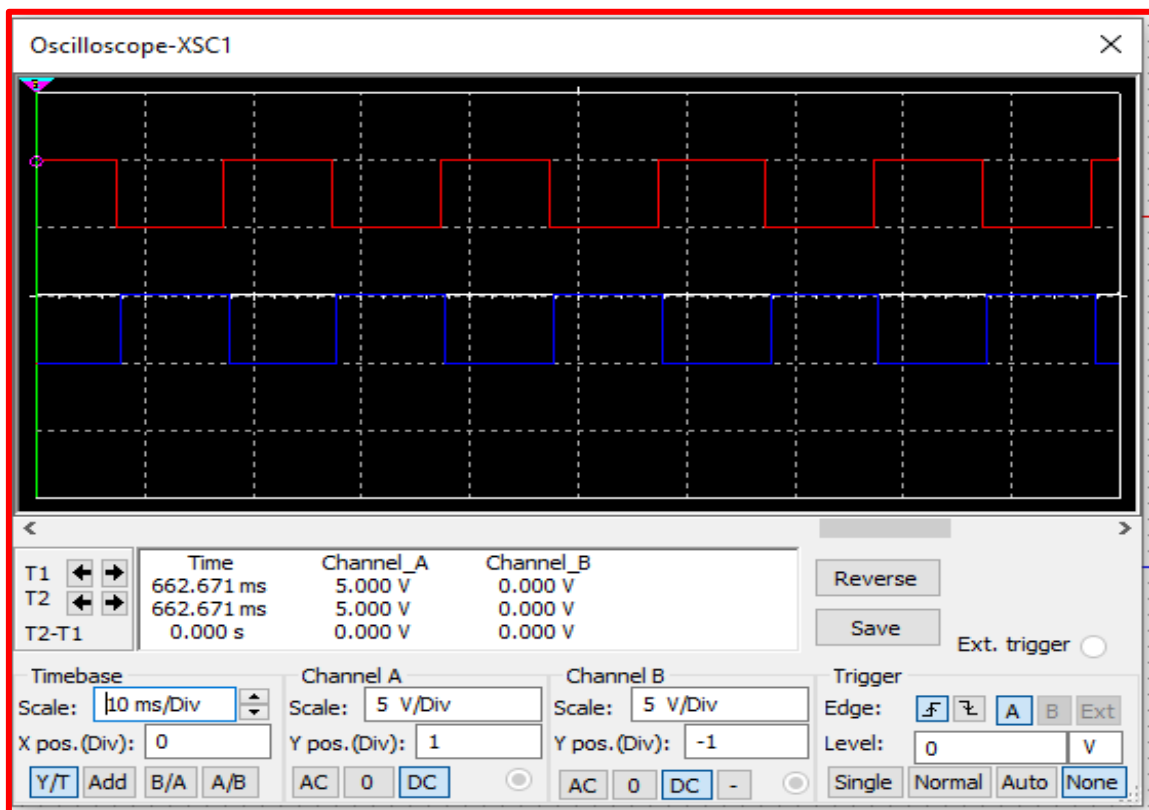


Figura 19. Señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim”.

El tiempo muerto provoca que ambas señales se hallen a nivel alto durante un periodo de reloj de la señal “SALIDA_NOR_CONTADOR”, por lo que se realiza la medición del tiempo muerto acotando desde el momento en el que ambas señales están a nivel alto hasta que una de ellas pasa a nivel bajo.

Cuando estas señales se transfieren a la etapa de control de la circuitería adaptadora de tensiones se invierten, lo que es necesario para el control de los transistores e impedir que estos entren en conducción simultáneamente.

Las acotaciones de los tiempos muertos para los valores de cuenta 0001, 0010 y 0011 se muestran en las figuras 20, 21 y 22, respectivamente.

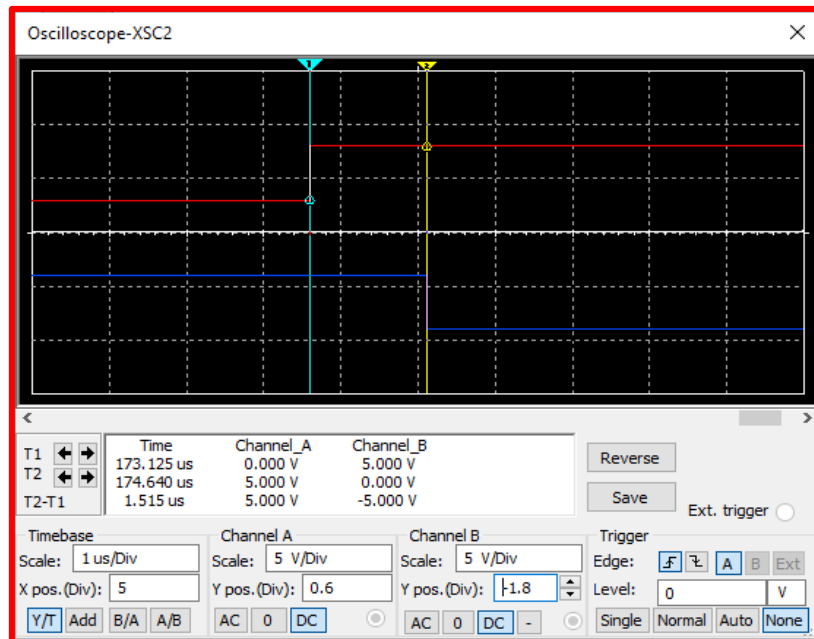


Figura 20. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0001).

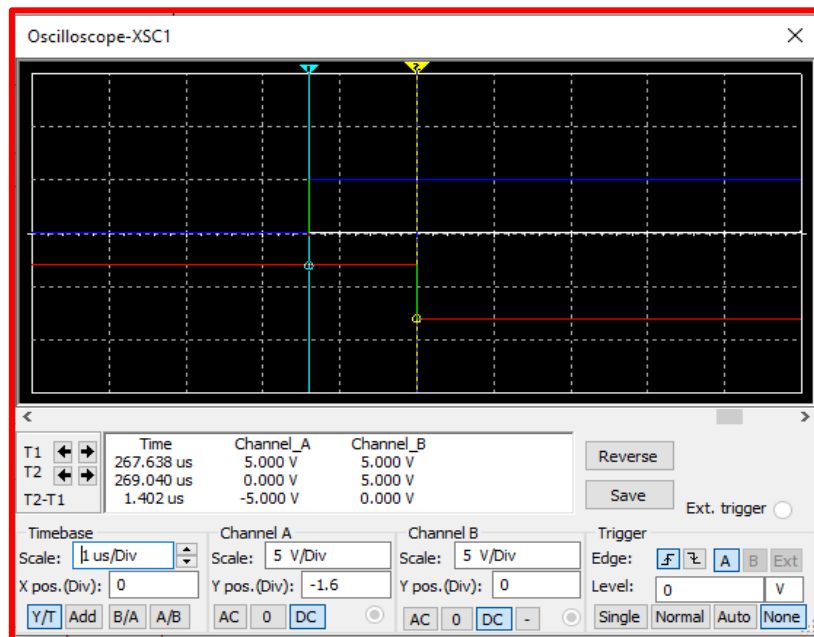


Figura 21. Tiempos muertos entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0010).

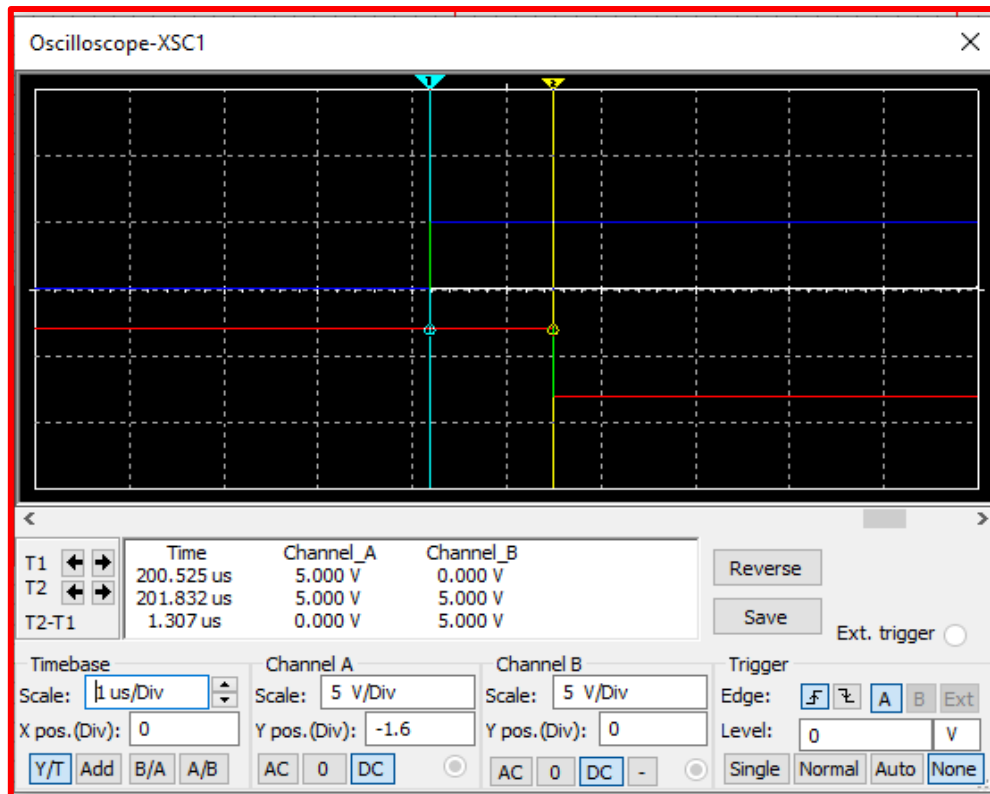


Figura 22. Tiempos muertos entre las señales “IGBT_X_H” e “IGBT_X_L” en el osciloscopio virtual de “Multisim” (cuenta: 0011).

En la siguiente tabla quedan resumidos los diferentes tiempos muertos para los valores de cuenta empleados.

Valor de cuenta	Tiempo muerto (μ s)
0001	1,515
0010	1,402
0011	1,307

Tabla 5. Relación entre los valores de cuenta y los tiempos muertos obtenidos en la simulación de la circuitería “tiempos muertos”.

Como puede apreciarse, los valores obtenidos en simulación reflejan que aparentemente el valor de cuenta podría incrementarse más allá del valor 0011. Sin embargo, a la hora de verificar estos tiempos muertos en las señales de salida de la circuitería adaptadora de tensiones los tiempos muertos se reducen mucho más, obteniéndose tiempos muertos cercanos al valor de seguridad de 548,40 ns.

4.1.6. Análisis de la circuitería adaptadora de tensiones para el control de los IGBTs . Circuitería “Amplificadores IGBT”.

En las figuras 23 y 24 se muestran los esquemas eléctricos “Amplificadores IGBT 1” y “Amplificadores IGBT 2”. Estas circuiterías realizan la adaptación de las señales de control de la circuitería “tiempos muertos”, modificando los valores de tensión e intensidad para que puedan tener efecto sobre los IGBTs, actuando directamente sobre ellos.

En el esquema eléctrico “Amplificadores IGBT 1” se realiza la adaptación de las señales de control de la ramas A y B, mientras que en el esquema eléctrico “Amplificadores IGBT 2” se realiza la adaptación de las señales de control de la rama C y de la señal de control del transistor de freno, cuya aplicación no es objeto de interés en lo que respecta a este TFG.

El circuito tiene como entradas las señales de control de cada una de las ramas (“IGBT_A_L”, “IGBT_A_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H”) y como salidas las señales adaptadas, que tienen la misma frecuencia, se incluyen los tiempos muertos y oscilan entre 0 V y +15 V.

Los elementos que componen este esquema eléctrico son:

Convertidores CC/CC (U5, U11, U34, U18 y U26) de entrada 5 V y salida 15 V. Se utilizan para alimentar al optoacoplador (6N137) y para establecer los 15 V a la salida de los “drivers” MOSFET de potencia (TC4426). Además, presenta aislamiento galvánico para proteger la circuitería digital de la parte de potencia.

Reguladores de tensión LM7805 (U6, U14, U35, U20 y U28): Se emplean con el objetivo de obtener un voltaje fijo. Tiene como entrada los 15 V procedentes del convertidor DC/DC y como salida una señal continua de 5 V capaz de proporcionar hasta 1 A.

Optoacopladores 6N137 (U1, U9, U31, U39, U16, U24, U22): Se emplean para transferir las señales de control de la parte digital de control a la parte de control de potencia. Este elemento se hace necesario ya que ambas circuiterías se encuentran aisladas por medio del aislamiento galvánico que proporcionan los convertidores DC/DC.

Amplificadores MOSFET de potencia TC4426 (U2, U10, U32, U25, U17): Amplificadores digitales de tensión y corriente capaces de aportar picos de corriente de hasta 1,5 A. Su función es cargar la capacitancia asociada a la puerta-emisor del IGBT.

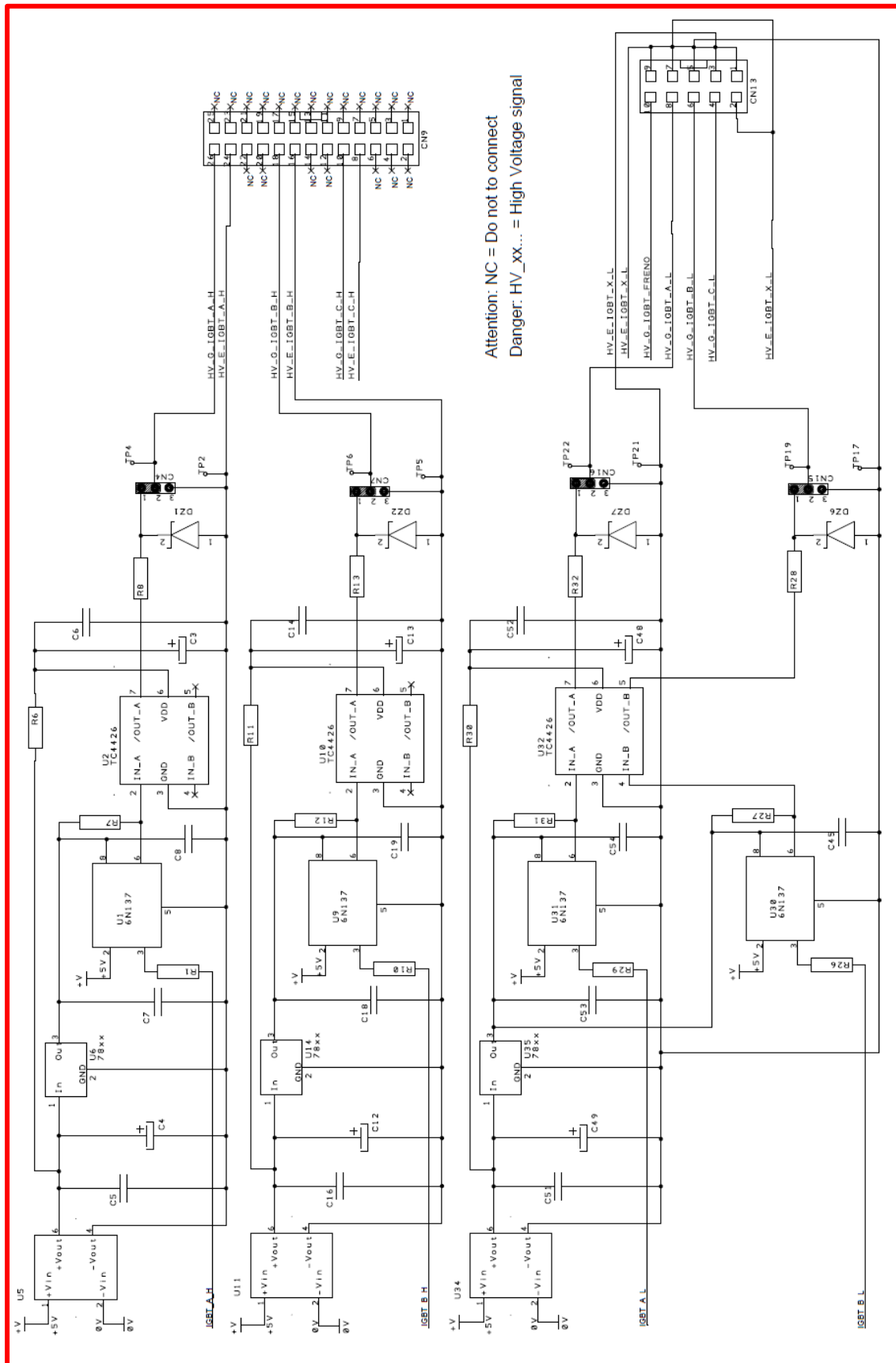


Figura 23. Esquema eléctrico circuitería "Amplificadores IGBT 1".

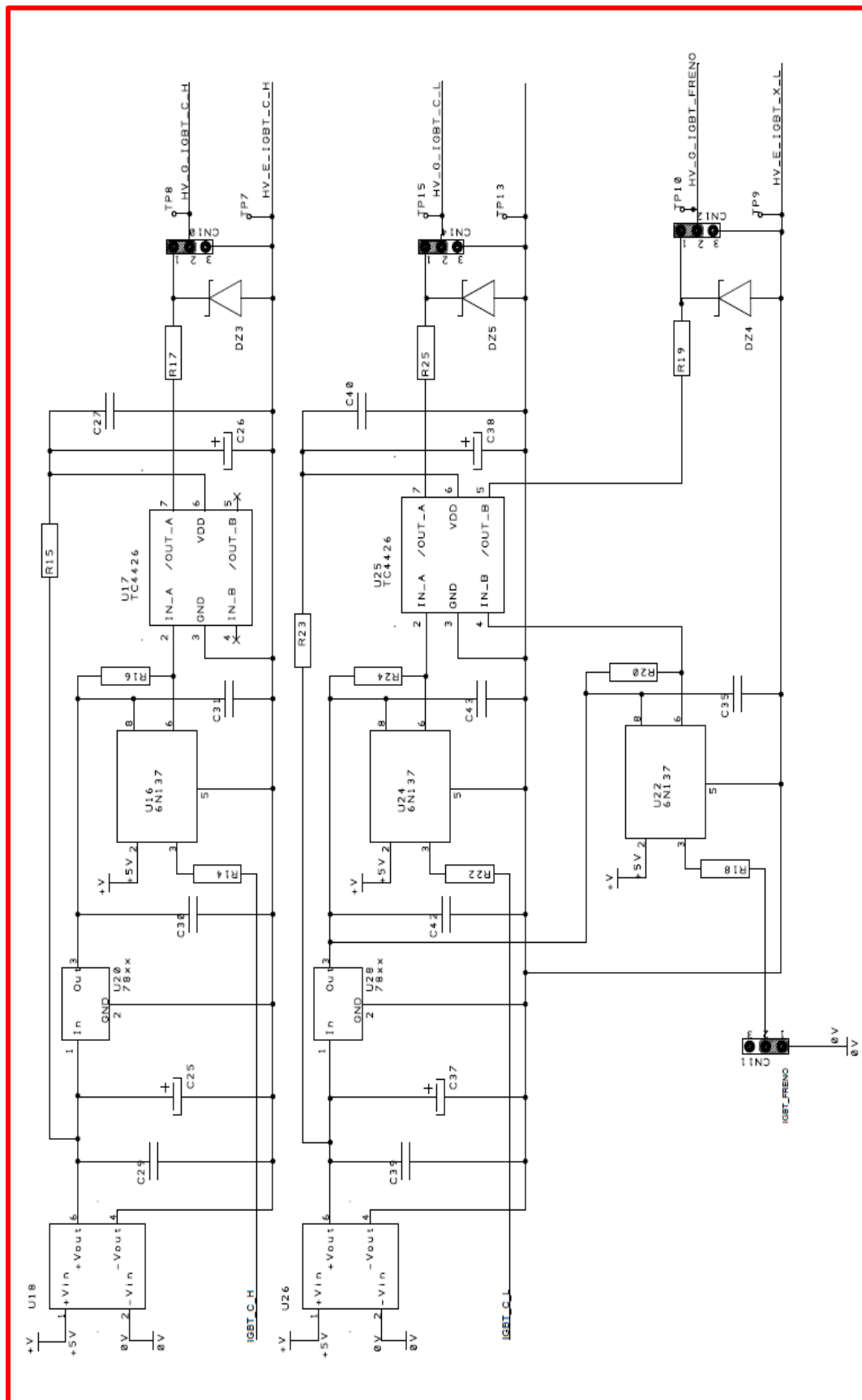


Figura 24. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT 2".

El funcionamiento de esta circuitería es la siguiente:

Las señales procedentes del esquema de tiempos muertos (“IGBT_A_L”, “IGBT_A_H” “IGBT_B_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H”) se conectan como entradas de los dispositivos 6N137.

Dependiendo del nivel digital de estas señales se originan dos posibles situaciones en lo que respecta al funcionamiento de este dispositivo:

- Si dichas señales se encuentran a nivel bajo, el diodo LED del 6N137 entra en conducción estimulando el fotoreceptor asociado a este dispositivo, lo que conlleva que el transistor que hay conectado a la salida del dispositivo pase a estar saturado y se obtenga a la salida del dispositivo un nivel digital L.
- Si dichas señales se encuentran a nivel alto, el diodo LED del 6N137 no entra en conducción, lo que conlleva que el fotoreceptor no se estimule y el transistor que hay conectado a la salida del dispositivo entre en corte. Esto implica que la salida queda con nivel digital H, el cual queda establecido por medio de una resistencia de polarización conectada a +5 V.

La tabla de verdad que resume el funcionamiento del dispositivo 6N137 se muestra en la tabla 6.

Tabla de verdad 6N137		
Estado del LED	Entrada “ENABLE”	Salida
ON	H	L
OFF	H	H
ON	L	H
OFF	L	H
ON	NC (“Not connected”)	L
OFF	NC (“Not connected”)	H

Tabla 6. Tabla de verdad 6N137.

Las señales de control aisladas de la circuitería digital procedentes del 6N137 atacan a las entradas de los dispositivos TC4426.

En la figura 25 se muestra el esquema eléctrico del dispositivo TC4426, la cual es un extracto de la hoja de características del fabricante:

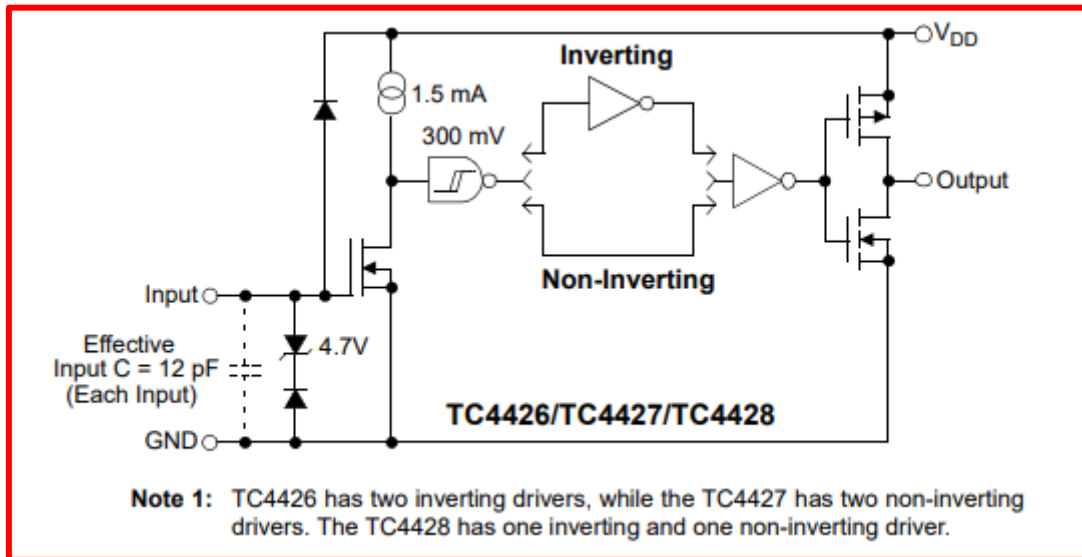


Figura 25. Circuitería del dispositivo TC4426.

Fuente: [TC4426/TC4427/TC4428 1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers \(microchip.com\)](http://microchip.com)

El funcionamiento de este dispositivo para una señal de entrada a nivel bajo es como sigue:

El nivel bajo implica que el transistor que hay conectado a la entrada del dispositivo pase a estar en corte, de tal forma a la entrada de la puerta NAND aparece un nivel alto y a su salida un nivel bajo, que tras propagarse por los dos “buffers” inversores se tiene un nivel bajo en la puerta de los dos transistores de salida. Esto a su vez conlleva a que conduzca el transistor de canal p estableciéndose a la salida del dispositivo una tensión $V_{DD} = +15V$.

Al mismo tiempo, las salidas de estos dispositivos se conectan a la puerta de los transistores. Esta situación implica que se inyecte una corriente por la puerta del IGBT correspondiente, haciendo que se cargue la capacidad asociada a la puerta del transistor, de tal forma que el transistor pueda pasar a conducción.

Es importante destacar que cuando los transistores trabajan en conmutación, sobre todo a frecuencias altas, se requieren elevados picos de corriente para poder cargar la capacidad asociada a la puerta-emisor mencionada anteriormente, ya que la carga mantiene un valor fijo pero el tiempo para cargar este condensador se reduce, luego será necesario que este

dispositivo aporte la corriente necesaria para el funcionamiento en conmutación. Este dispositivo es capaz aportar picos de corriente de hasta 1,5 A.

Por otro lado, el funcionamiento de este dispositivo para una señal de entrada a nivel alto es el siguiente:

Un nivel alto implica a que el transistor que hay conectado a la entrada pase a estar saturado, de tal forma que a su salida se obtiene un nivel bajo. Como consecuencia de esto a la entrada de la puerta NAND se tiene un nivel bajo y a su salida un nivel alto, que tras propagarse por los dos “buffers” inversores se tiene un nivel alto a en la puerta de los dos transistores de salida. Esto a su vez conlleva a que conduzca el transistor de canal n estableciéndose a la salida del dispositivo una tensión de 0 V, descargándose la capacidad asociada a la puerta y al surtidor rápidamente.

En la tabla 7 queda resumido el funcionamiento de este dispositivo.

Nivel digital a la entrada	Tensión de salida
H	0 V
L	+15 V

Tabla 7. Tabla de funcionamiento del dispositivo TC4426.

Por lo mostrado en la tabla 7 se aprecia que las señales de salida se invierten respecto a las señales de entrada, realizándose en este dispositivo la inversión que se requiere para el correcto funcionamiento de los transistores en conmutación, de tal forma que nunca estén activados simultáneamente los transistores de una misma rama.

Como se mencionó anteriormente, de las salidas de estos dispositivos se obtienen las señales de control que actúan directamente sobre la puerta de los transistores IGBT. Dichas señales de control son las siguientes:

- “HV_G_IGBT_A_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama A.
- “HV_G_IGBT_A_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama A.
- “HV_G_IGBT_B_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama B.
- “HV_G_IGBT_B_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama B.
- “HV_G_IGBT_C_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama C.
- “HV_G_IGBT_C_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama C.

Las señales de control de puerta de los transistores de la parte alta tienen su propia referencia de tensión. Dicha referencias de tensión están asociadas al emisor de dichos transistores.

Las referencias tensión de las señales anteriormente mencionadas son las siguientes:

- “HV_E_IGBT_A_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama A.
- “HV_E_IGBT_B_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama B.
- “HV_E_IGBT_C_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama C.

Por otro lado, todas las señales de control de puerta de los transistores IGBT de la parte baja tienen la misma referencia de tensión. Dicha referencia de tensión es la siguiente:

- “HV_E_IGBT_X_L” : señal de control del emisor de cualquier transistor IGBT de la parte baja de cualquiera de las tres ramas.

La diferencia de potencial existente entre la señal de control de la puerta y el emisor de cada uno de los transistores es la que habilita la activación y desactivación de los transistores IGBT. La diferencia de potencial entre ambas señales se denomina tensión puerta-emisor “ V_{GE} ”, de tal forma que cuando $V_{GE} = + 15 \text{ V}$ el transistor entra en conducción y cuando $V_{GE} = 0 \text{ V}$ el transistor entra en corte.

4.1.7. Simulación circuitería “Amplificadores IGBTs”.

En la figura 27 se muestra un recorte del esquema eléctrico de la circuitería “Amplificadores IGBT”, implementado en el programa de simulación “Multisim”.

Para simplificar los esquemas en simulación se simula el funcionamiento de una única rama X, (donde X = A, B o C) ya que todas las ramas tienen el mismo comportamiento en este apartado, reduciendo de esta forma el número de dispositivos empleados en simulación.

Es importante destacar que en este esquema de simulación se han sustituido los convertidores DC/DC por una fuente de tensión continua de +15V, dado que dichos convertidores no se encuentran en la versión de “Multisim” empleada para la simulación.

Al mismo tiempo, el dispositivo TC4426 se ha sustituido por otra circuitería de funcionamiento equivalente, ya que el que incorpora “Multisim” da fallos en simulación. Dicha circuitería se aprecia en la figura 26.

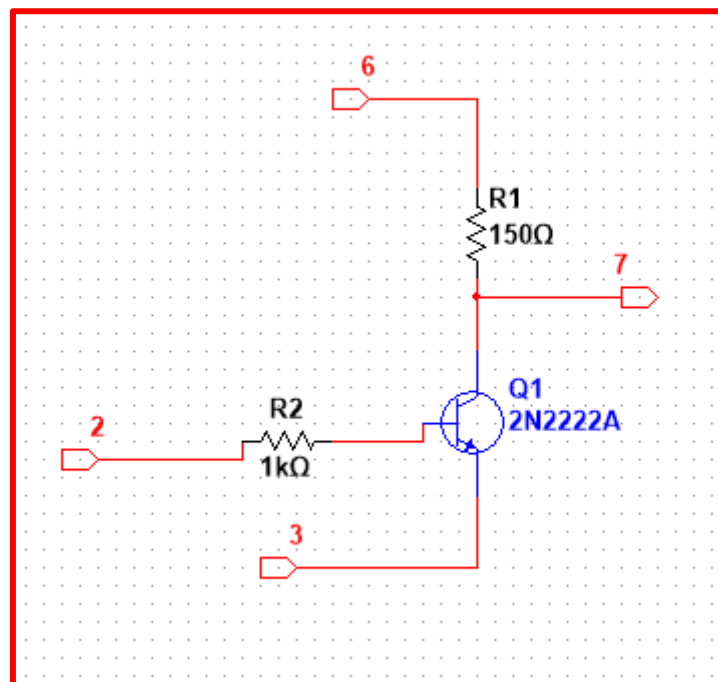


Figura 26. Circuitería de funcionamiento equivalente al TC4426 en “Multisim”.

Los resultados de la simulación y cómo evolucionan las señales “HV_G_IGBT_X_H”, “HV_E_IGBT_X_H”, “HV_G_IGBT_X_L” y “HV_E_IGBT_X_L” se muestran mediante captura de pantallas del osciloscopio virtual de “Multisim”, incluyendo en ellas los tiempos muertos en esta parte de esta parte de la circuitería.

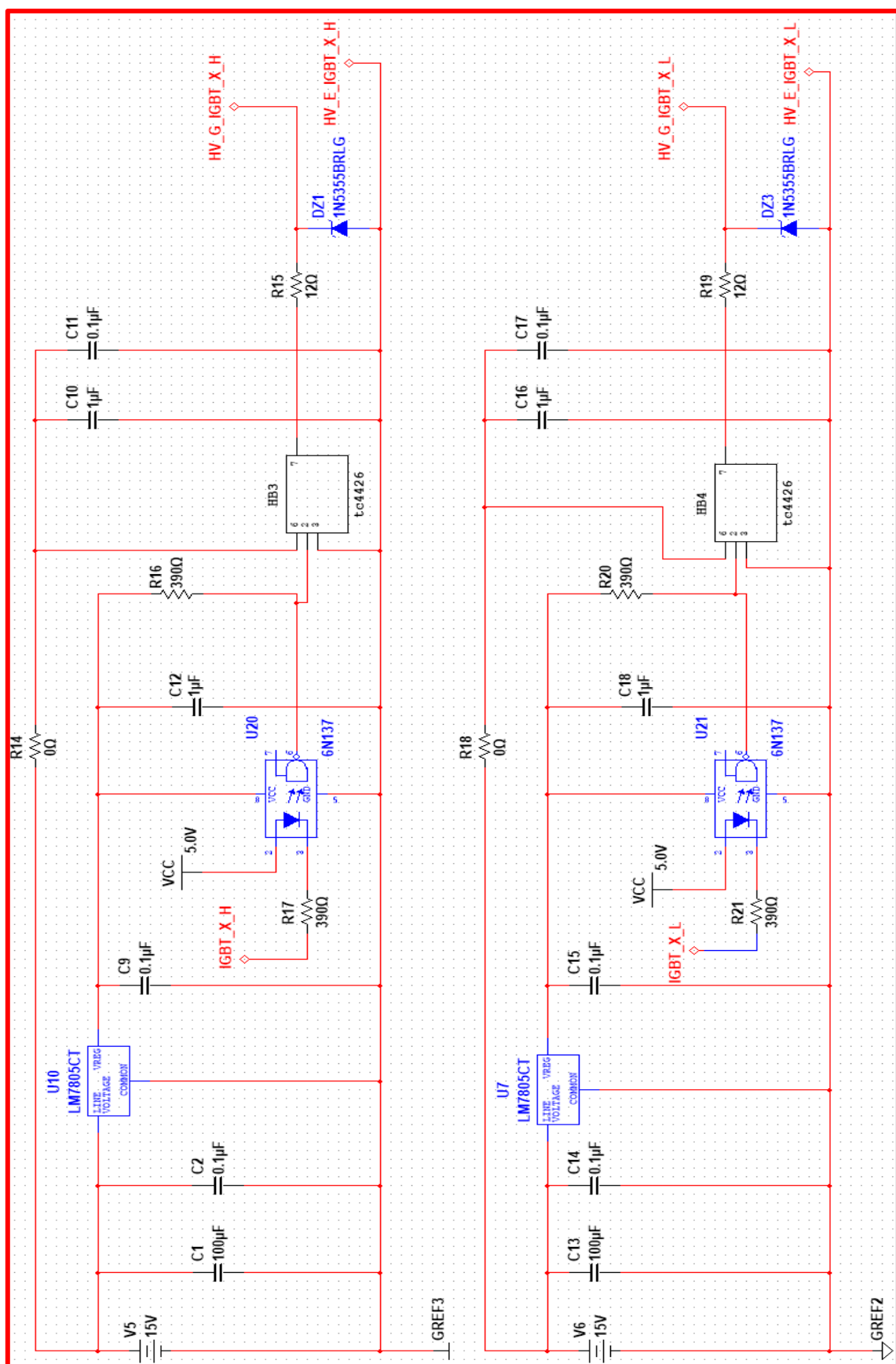


Figura 27. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT en Multisim".

4.1.8. Resultados de la simulación de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.

En la figura 28 se muestra una captura del osciloscopio virtual de “Multisim”, donde se muestra la evolución de las señales “HV_G_IGBT_X_H” y “HV_G_IGBT_X_L” con respecto a sus respectivas referencias de tensión “HV_E_IGBT_X_H” y “HV_E_IGBT_X_L”.

Se denominará esta diferencia de potencial “ V_{GE} ” como “VGE_X_H” para el transistor de la parte alta y “VGE_X_L”, donde $X = A, B$ o C . Es decir: $V_{GE_X_H} = HV_G_IGBT_X_H - HV_E_IGBT_X_H$ y $V_{GE_X_L} = HV_G_IGBT_X_L - HV_E_IGBT_X_H$.

La señal cuadrada que aparece en color rojo representa la evolución de la señal de control del transistor de la parte alta (“VGE_X_H”). Al mismo tiempo, la señal que aparece representada en color azul representa la evolución de la señal de control del transistor de la parte baja (“VGE_X_L”).

Como se aprecia en la figura 28, se obtienen dos señales cuadradas de frecuencia 50 Hz, oscilando entre 14.988 V y 0,123 V.

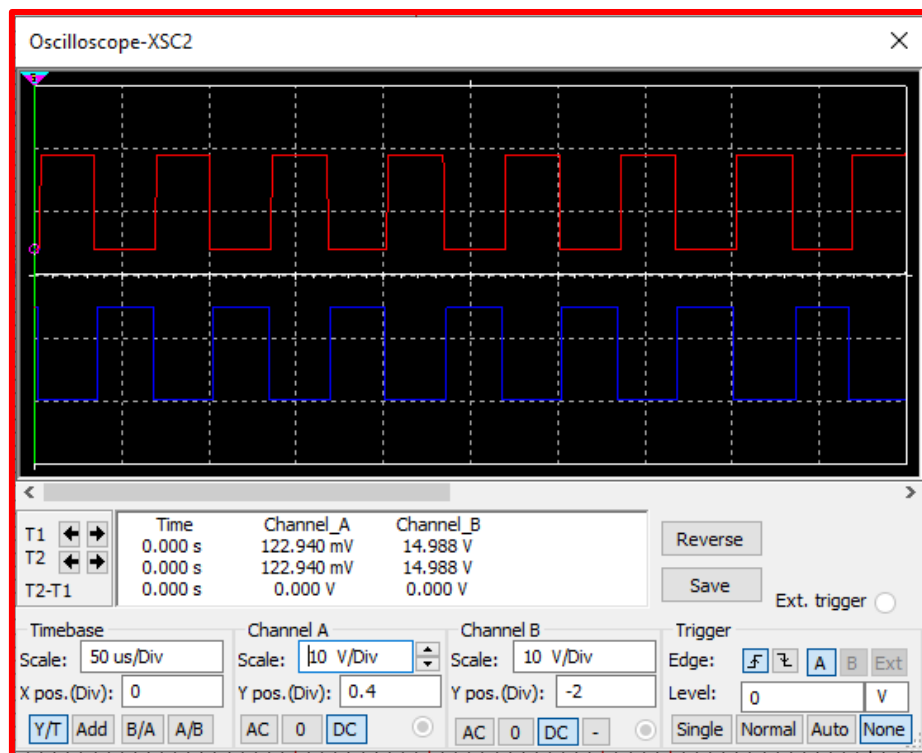


Figura 28. Evolución de las señales “VGE_X_H” y “VGE_X_L”.

Los tiempos muertos en simulación de esta circuitería se muestra mediante capturas del osciloscopio virtual de “Multisim” para los diferentes valores de cuenta.

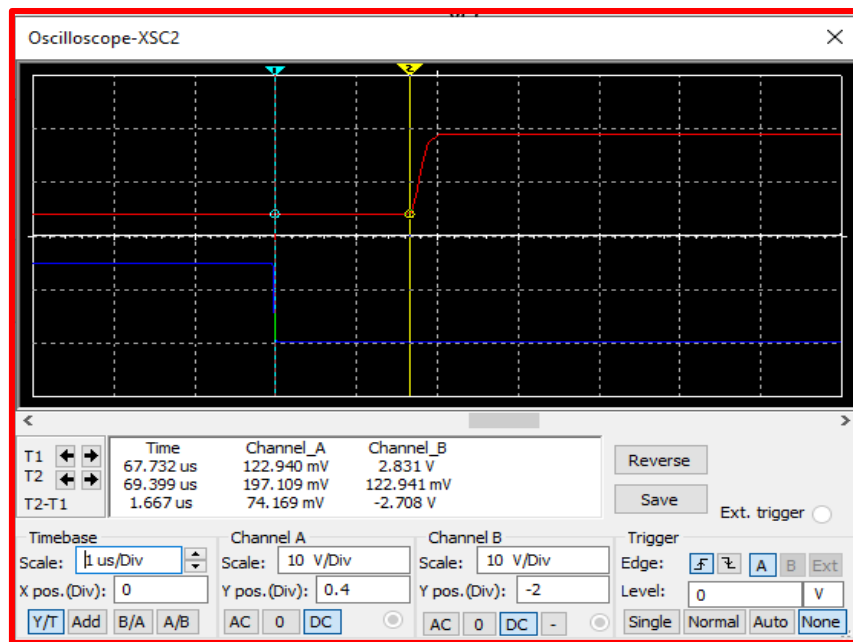


Figura 29. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0001).

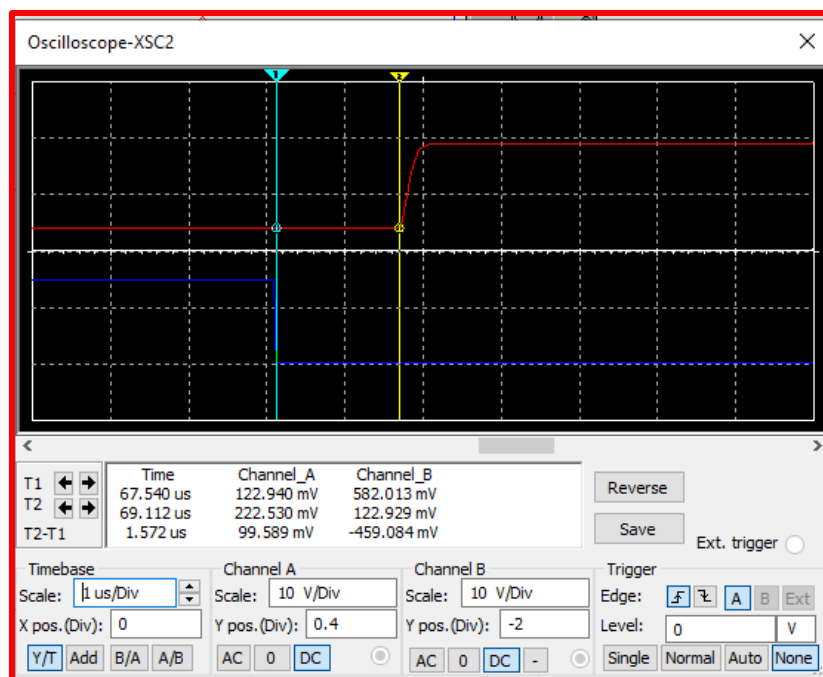


Figura 30. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0010).

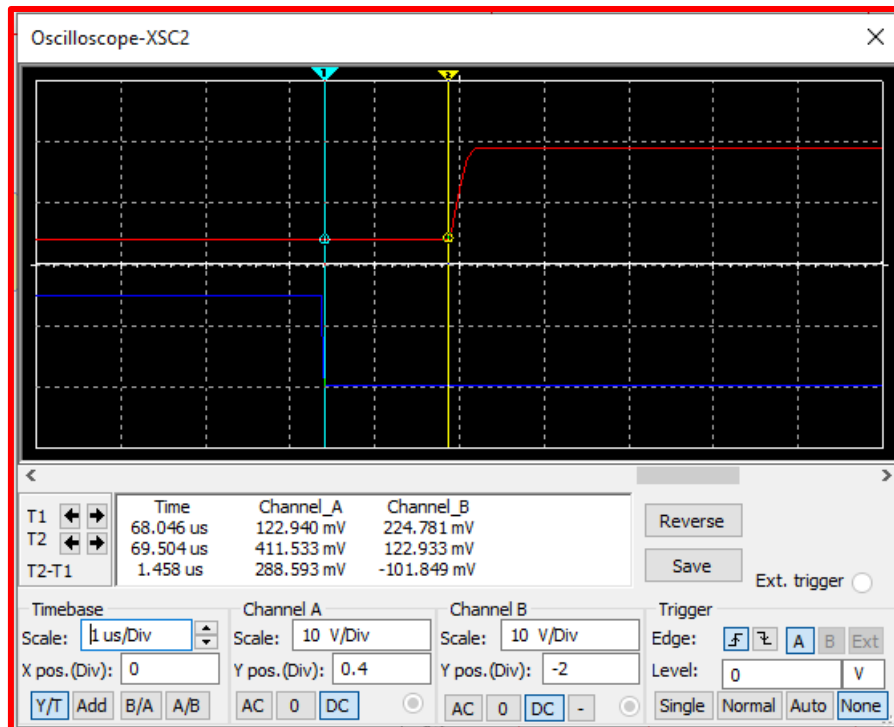


Figura 31. Tiempo muerto entre las señales “VGE_X_L” y “VGE_X_H” en el osciloscopio virtual de “Multism” (cuenta: 0011).

En la siguiente tabla quedan resumidos los diferentes tiempos muertos para los valores de cuenta empleados.

Valor de cuenta	Tiempo muerto (μ s)
0001	1,667
0010	1,572
0011	1,458

Tabla 8. Relación entre los valores de cuenta y los tiempos muertos obtenido en la simulación de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.

Como puede apreciarse, los valores obtenidos en simulación reflejan que aparentemente el valor de cuenta podría incrementarse más allá del valor 0011, ya que el tiempo muerto de seguridad obtenido es de 548,40 ns. Sin embargo, a la hora de verificar estos tiempos muertos en los equipos se ve que se reducen mucho más, obteniéndose un tiempo muerto en torno a 700 - 800 ns con el valor de cuenta 0011.

4.2. Esquema eléctrico inversor trifásico.

En la figura 32 se muestra un recorte del esquema eléctrico del inversor trifásico de la página IV del anexo.

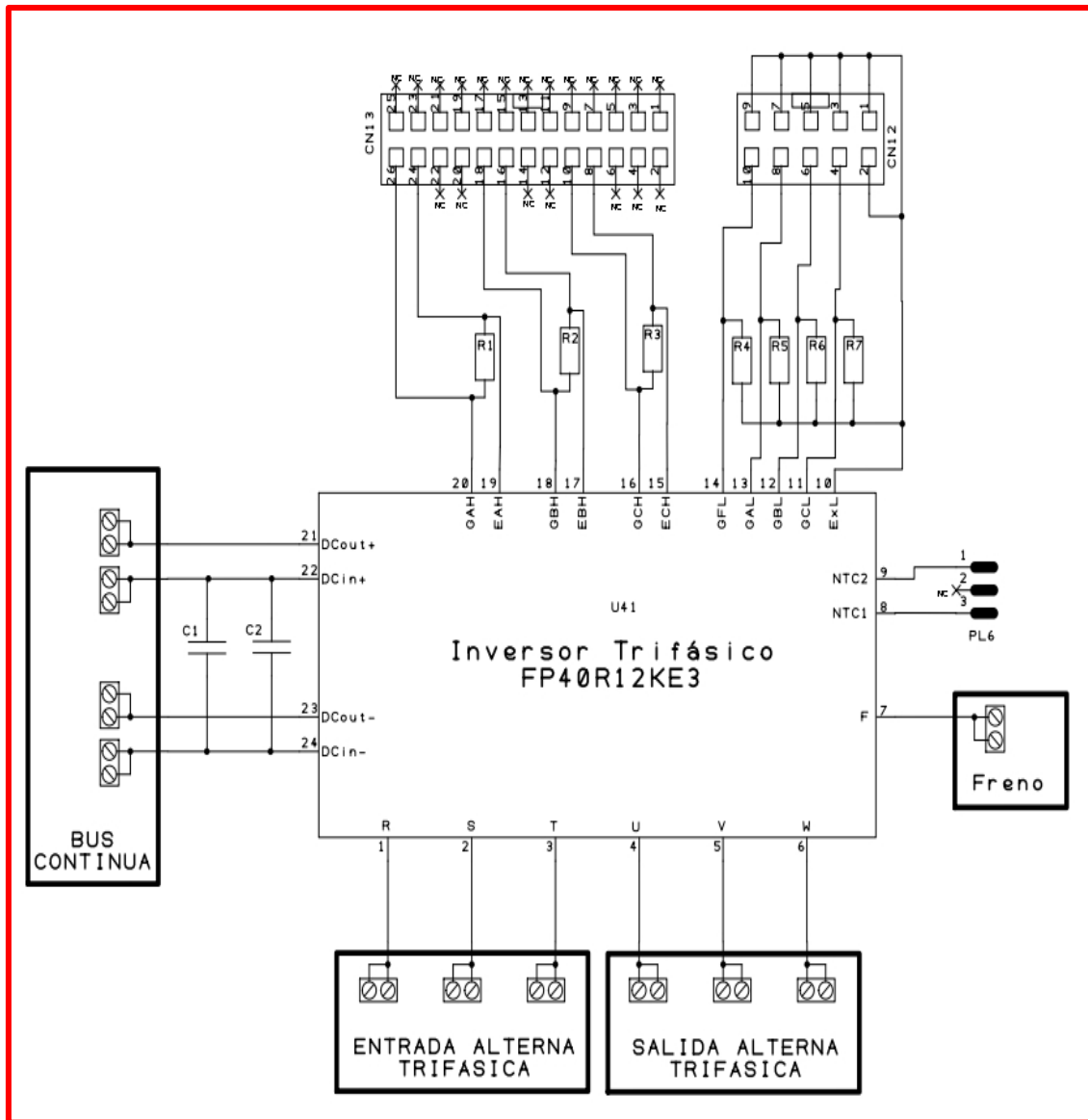


Figura 32. Recorte del esquema eléctrico del inversor .

En el desarrollo de este TFG se emplean los siguientes elementos del esquema:

-El módulo inversor (U41), formado por los seis transistores IGBT que se emplean para el funcionamiento del inversor más un transistor de freno adicional, cuya aplicación no es objeto de interés en lo que respecta a este TFG.

- El bus de continua, al que se conecta la fuente de alimentación que suministra los 30 V de tensión continua al módulo inversor. La conexión se realiza de la fuente con el inversor se realiza por medio de las entradas “DC in+” y “DC in-”.
- Las tres salidas alternas trifásicas U, V y W, de las cuales se obtienen las señales de salida del inversor monofásico de puente completo y del inversor trifásico.
- Los conectores “CN13” y “CN12”. Mediante estos conectores se realiza la conexión del inversor con la circuiterías de control “Amplificadores IGBT 1” y “Amplificadores IGBT 2”.
 - La entrada 20 del módulo inversor (GAH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_A_H” (patilla 26 del conector “CN13”), mientras que la entrada 19 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_A_H” (patilla 24 del conector “CN13”).
 - La entrada 18 del módulo inversor (GBH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_B_H” (patilla 18 del conector “CN13”), mientras que la entrada 17 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_B_H” (patilla 18 del conector “CN13”).
 - La entrada 16 del módulo inversor (GCH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_C_H” (patilla 10 del conector “CN13”), mientras que la entrada 15 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_C_H” (patilla 8 del conector “CN13”).
 - La entrada 14 del módulo inversor (GFL) conecta la puerta del transistor IGBT de freno con la señal “HV_G_IGBT_FRENO” (patilla 10 del conector “CN12”), mientras que la entrada 10 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_X_L” (patilla 24 del conector “CN13”).
 - La entrada 13 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_A_L” (patilla 8 del conector “CN12”).
 - La entrada 12 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama B de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_B_L” (patilla 6 del conector “CN12”).
 - La entrada 11 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama C de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_C_L” (patilla 4 del conector “CN12”).
 - La entrada 10 del módulo inversor conecta al emisor de todos los transistores de la parte baja con la señal “HV_E_IGBT_C_L”.

Capítulo 5.

Equipos inversores: Estructura y montaje.

5.1. Estructura de los equipos inversores.

Los equipos inversores que se montan y verifican en este documento se han diseñado en base un módulo IGBT formado por seis transistores y circuitería de control para gobernar la conmutación de los transistores de las diferentes ramas.

Cada uno de los equipos está formado por dos placas. En una de las placas se encuentra se localiza el módulo inversor y en la otra placa toda la circuitería de control (circuitería generadora de tiempos muertos programable y adaptadores de tensiones).

En las figuras 33 y 34 se muestran las cara superior e inferior de la placa de potencia, respectivamente. En ella ubica el módulo inversor.



Figura 33. Placa de potencia de los equipos inversores (cara superior).

En la figura 34 se han resaltado e indicado los conectores utilizados para la verificación de funcionamiento de los equipos. Es por este motivo que no todos los conectores aparecen descritos en la figura, así como tampoco aparecen descritos los elementos pasivos que forman parte de esta placa, ya que su aplicación en este TFG no es relevante.

La placa de potencia se alimenta con una fuente de tensión continua. La conexión entre la placa y la fuente se realiza mediante los conectores “DC in+” y “DC in-”, conectores a los que se conecta el terminal positivo y negativo de la fuente de tensión DC, respectivamente.

La figura 34 muestra el dorso de la placa de potencia, donde se visualiza el módulo IGBT.

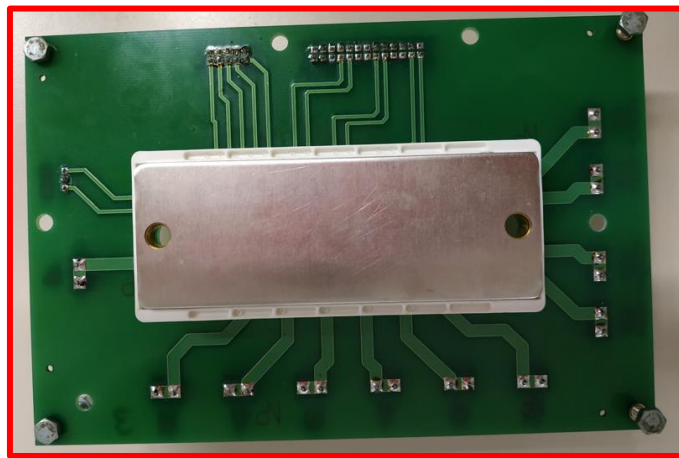


Figura 34. Dorso de la placa de potencia.

La conexión con la de placa de control se hace mediante cable plano flexible, como el que se muestra en la figura 35.

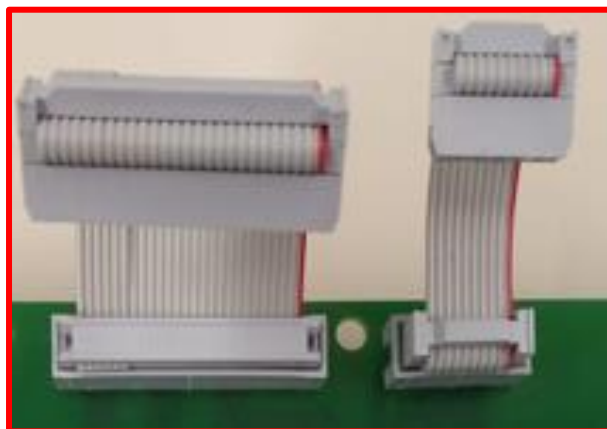


Figura 35. Cable plano flexible.

La placa de control del módulo inversor se muestra en la figura 36.

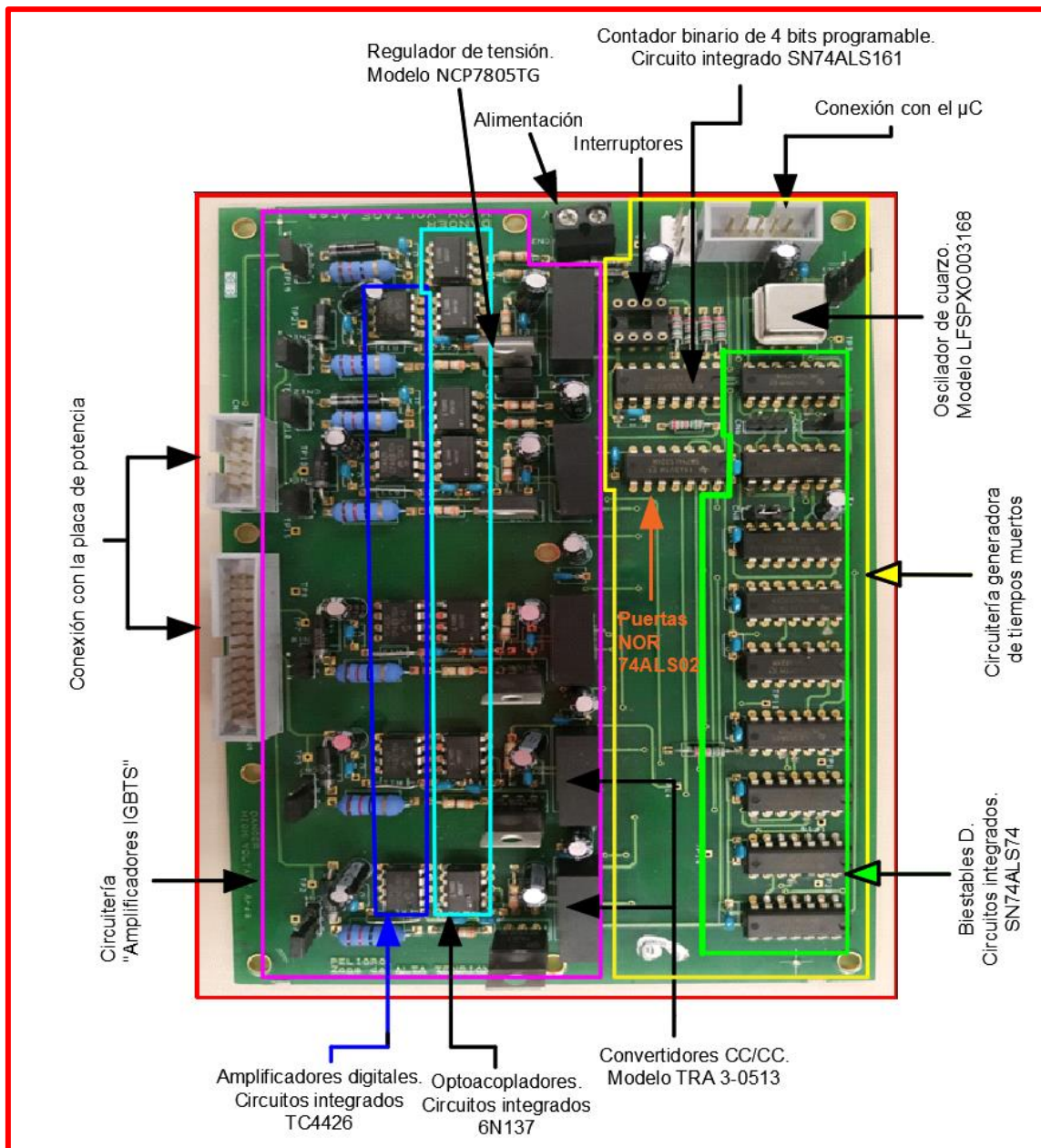


Figura 36. Placa de control de los equipos inversores.

Para verificar en la placa de control que la evolución y adaptación de estas señales de control es correcta se presentan una serie de puntos de prueba denominados TP ("Test point"), de tal forma que el usuario puede acceder de una manera sencilla a las señales que involucran a esta circuitería. Mediante estos puntos de prueba se realiza la verificación de funcionamiento de la circuitería de control en el capítulo seis.

5.2. Montaje de los equipos inversores.

En este apartado se adjuntan capturas del montaje de los tres equipos inversores, funcionando en configuración de puente completo y en configuración trifásica.

Para generar las señales de control en la configuración de puente completo se ha utilizado el generador de funciones, mientras que para el montaje trifásico se ha empleado un generador trifásico digital obtenido mediante el microcontrolador “MSP430”.

Conexión del inversor con la carga en el montaje de la configuración monofásica de puente completo.

En la figura 37 se muestra el esquema eléctrico del inversor con una carga monofásica conectada entre sus salidas U y V. En este esquema se muestran las conexiones del inversor con la carga tal y como se ha realizado en el montaje real.

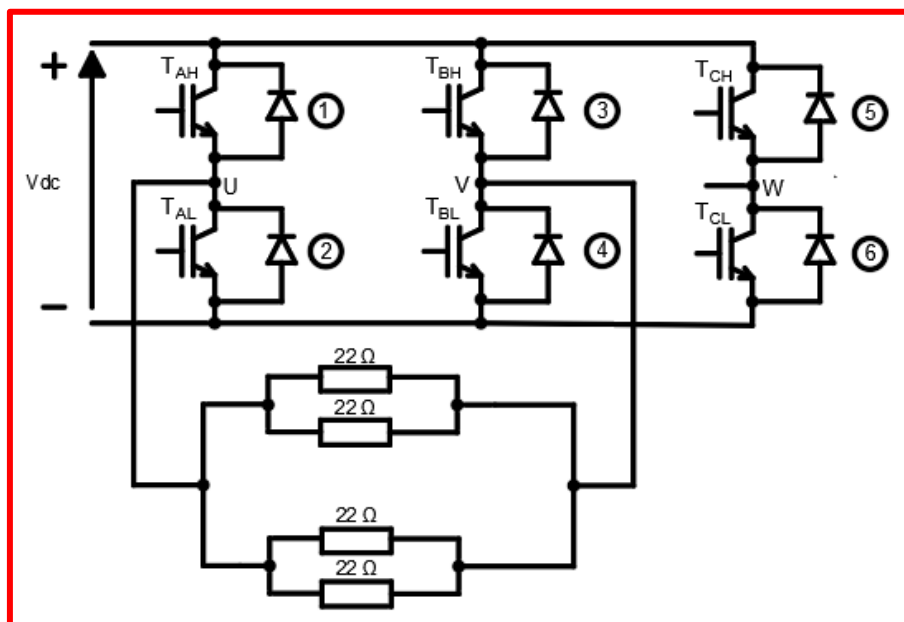


Figura 37. Inversor monofásico de puente completo (carga entre las salidas U y V).

Entre las salidas U y V se han conectado cuatro resistencias en paralelo con un valor óhmico de $22\ \Omega$ cada una, de tal forma que el valor de la resistencia equivalente entre ambas salidas es $R_{eq} = 5,5\ \Omega$.

La carga se ha conectado de dicha forma con el objetivo de que la susodicha demandase la intensidad máxima posible a la fuente de alimentación. Dicha intensidad es de 5,45 A, tal y como se calculó en la ecuación (2)

De manera análoga, la figura 38 muestra el esquema eléctrico del inversor con una carga monofásica conectada entre sus salidas V y W, donde se reflejan las conexiones del inversor con la carga tal y como se ha realizado en el montaje real.

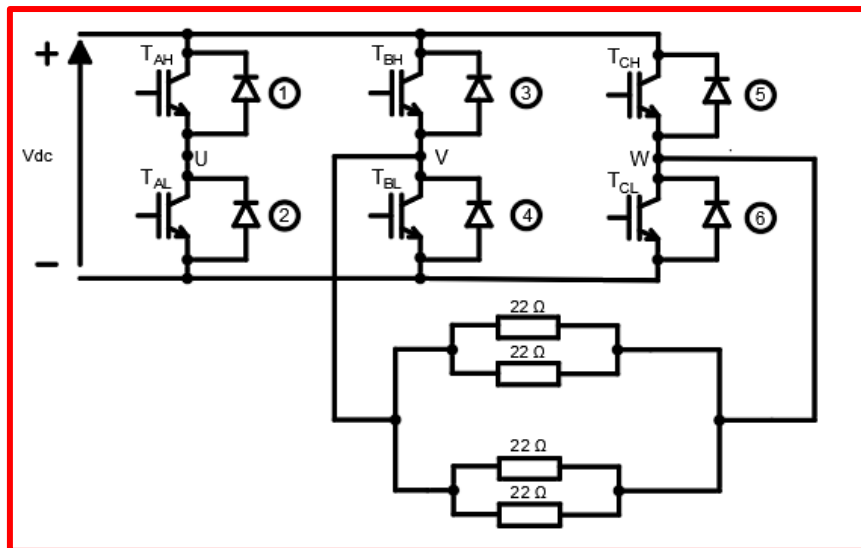


Figura 38. Inversor monofásico de puente completo (carga entre las salidas V y W).

Conexión del inversor con la carga en el montaje de la configuración trifásica.

En la figura 39 se muestra el esquema eléctrico del inversor con una carga trifásica conectada a sus salidas. En este esquema se muestran las conexiones del inversor con la carga tal y como se ha realizado en el montaje real.

Entre las salidas cada una de las salidas del inversor y el neutro virtual de la carga se han conectado dos resistencias en paralelo con un valor óhmico de $22\ \Omega$ cada una, de tal forma que el valor de la resistencia equivalente entre ambas salidas es $R_{eq} = 11\ \Omega$.

La carga se ha conectado de dicha forma con el objetivo de que la intensidad máxima que circule entre cada una de las fases y el neutro virtual de la carga sea $1/3$ de la intensidad máxima que es capaz de suministrar la fuente. Dicha intensidad máxima es de 1,82 A, tal y como se calculó en la ecuación (11).

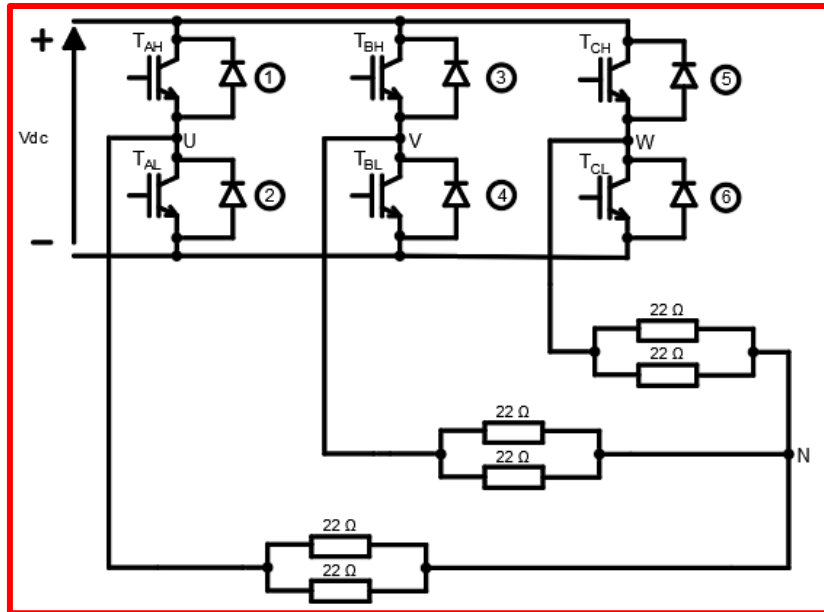


Figura 39. Inversor trifásico.

En la figura 40 se muestran las resistencias reales empleadas en la verificación de funcionamiento, tanto para el montaje monofásico como para el trifásico.

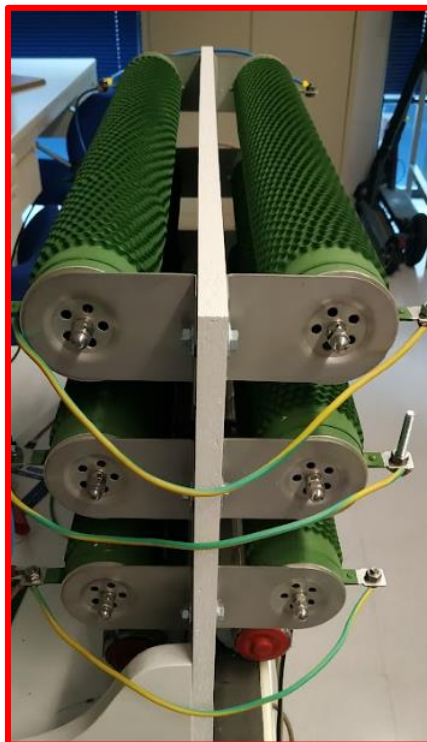


Figura 40. Carga resistiva.

Montaje del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

En la figura 41 se muestra el montaje del equipo 1 en configuración de puente completo con sus respectivas etiquetas indicativas.

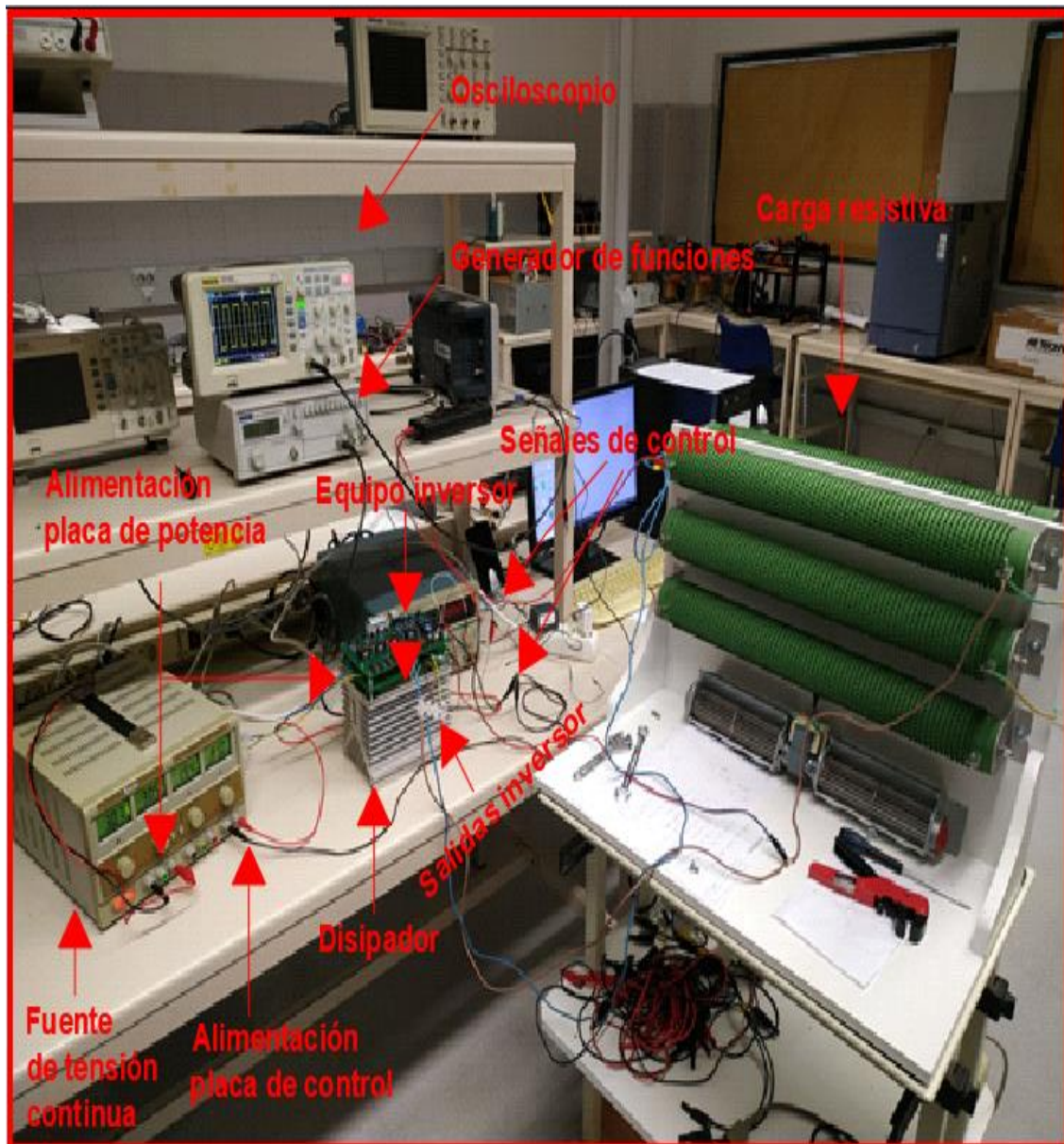


Figura 41. Montaje del equipo 1 en configuración de puente completo.

En la figura 42 se muestra al equipo inversor en detalle con sus respectivas conexiones.

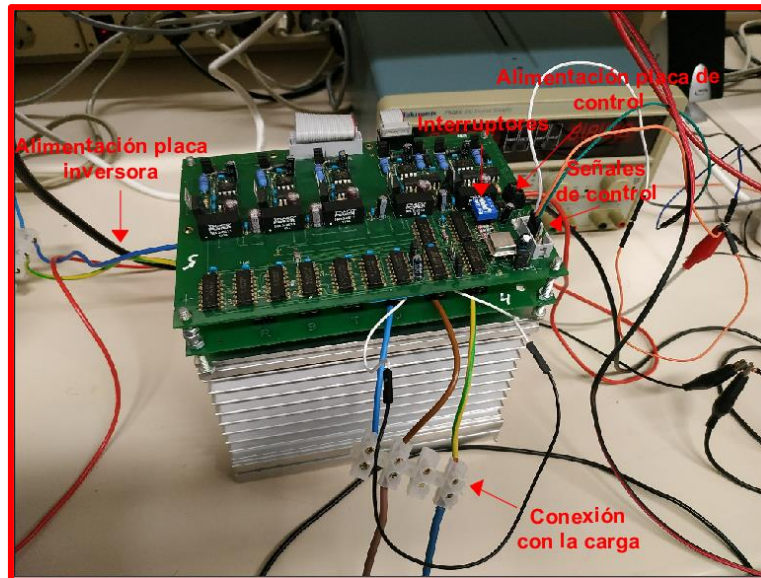


Figura 42. Equipo inversor 1 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.

En la figura 43 se muestra al equipo inversor 1 junto al osciloscopio que mide tensión de entre las salidas U y V (V_{UV}) que dicho equipo genera.

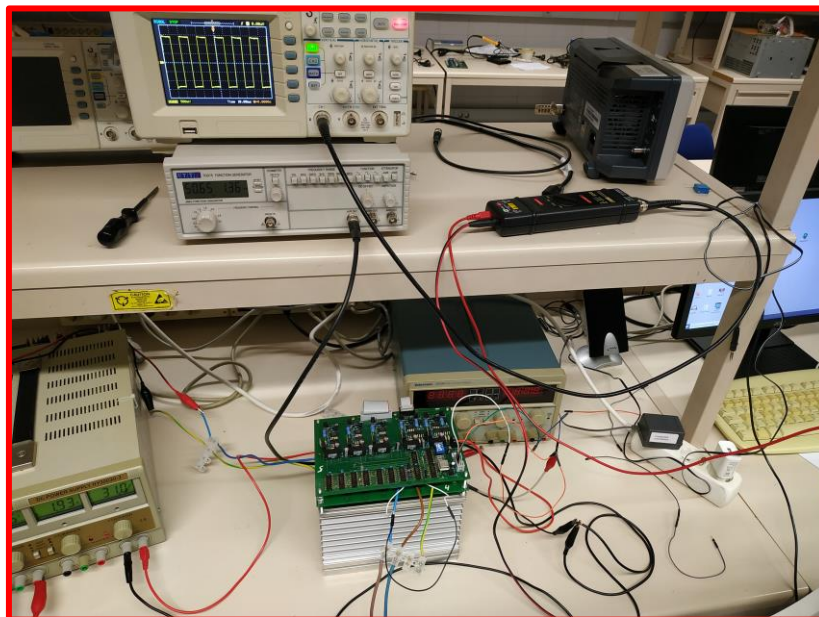


Figura 43. Equipo inversor 1 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.

Montaje del equipo 1. Inversor en configuración trifásica.

En la figura 44 se muestra el montaje del equipo 1 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

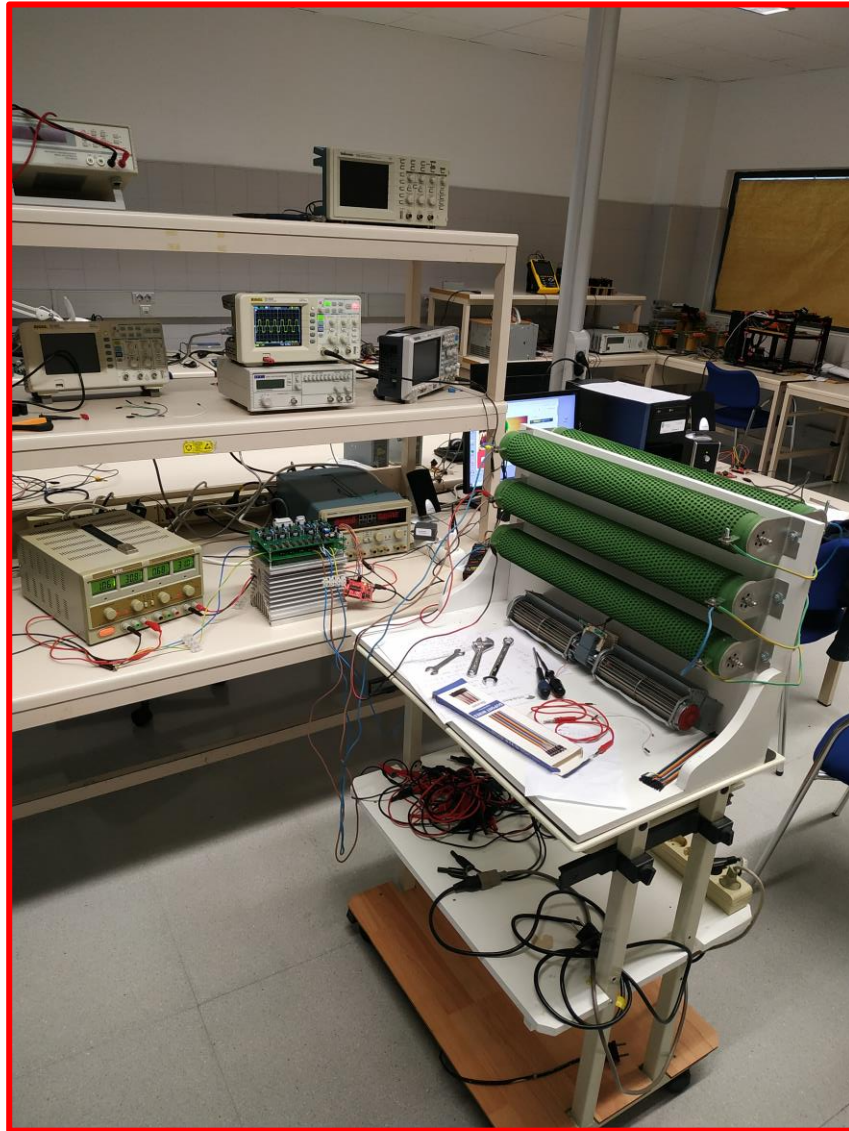


Figura 44. Montaje del equipo 1 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

En la figura 45 se muestra la conexión del equipo inversor 1 con la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” .

Por otro lado, en la figura 46 se muestra la evolución de las tensiones de línea V_{UV} del equipo 1 junto al equipo inversor, con el objetivo de que la evolución de esta señal se vea junto al equipo inversor que la genera.

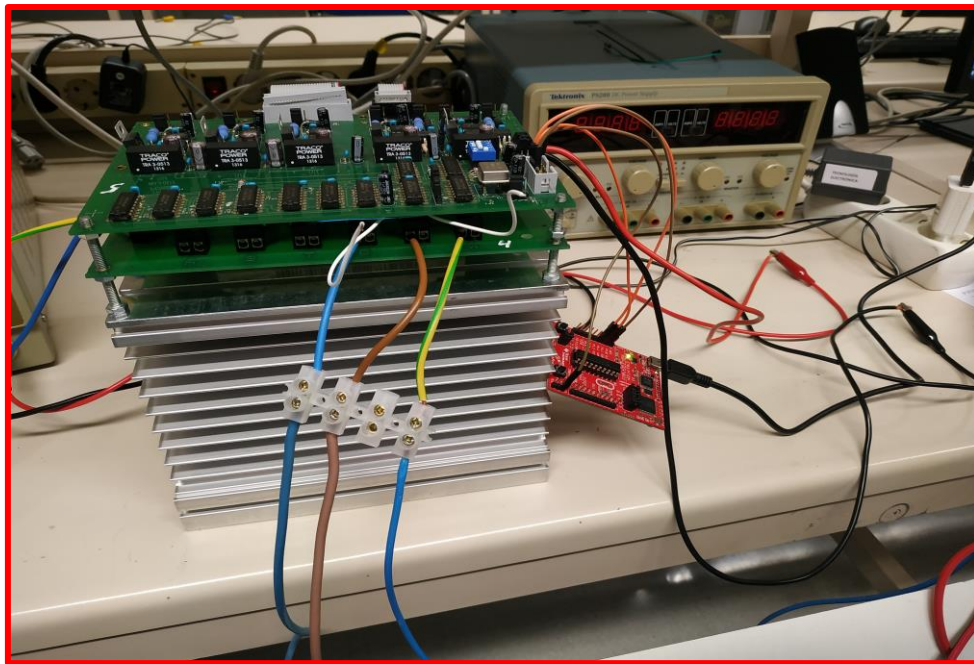


Figura 45. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 1.

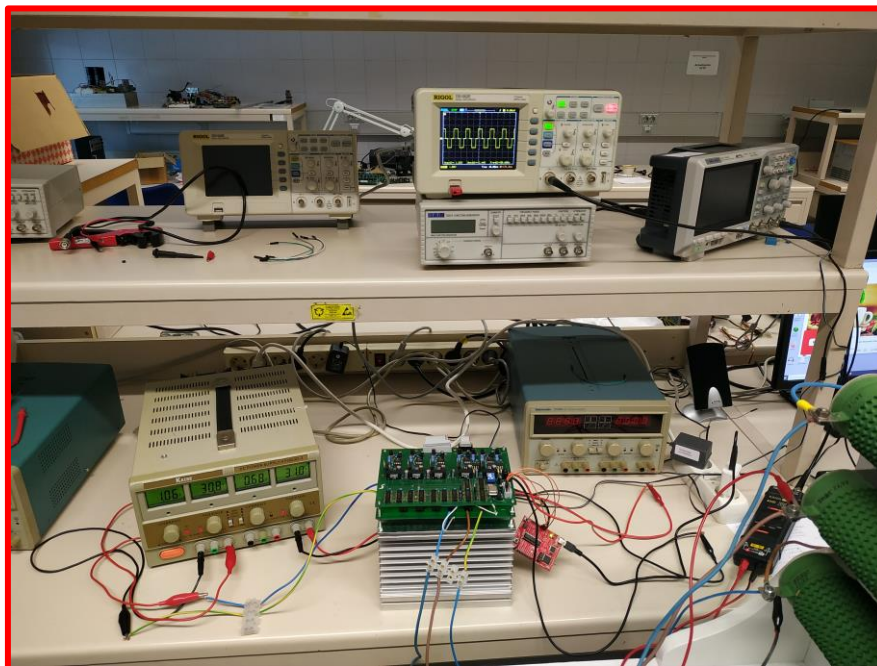


Figura 46. Equipo inversor 1 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración trifásica.

Montaje del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

En la figura 47 se muestra el montaje del equipo 2 en configuración de puente completo.

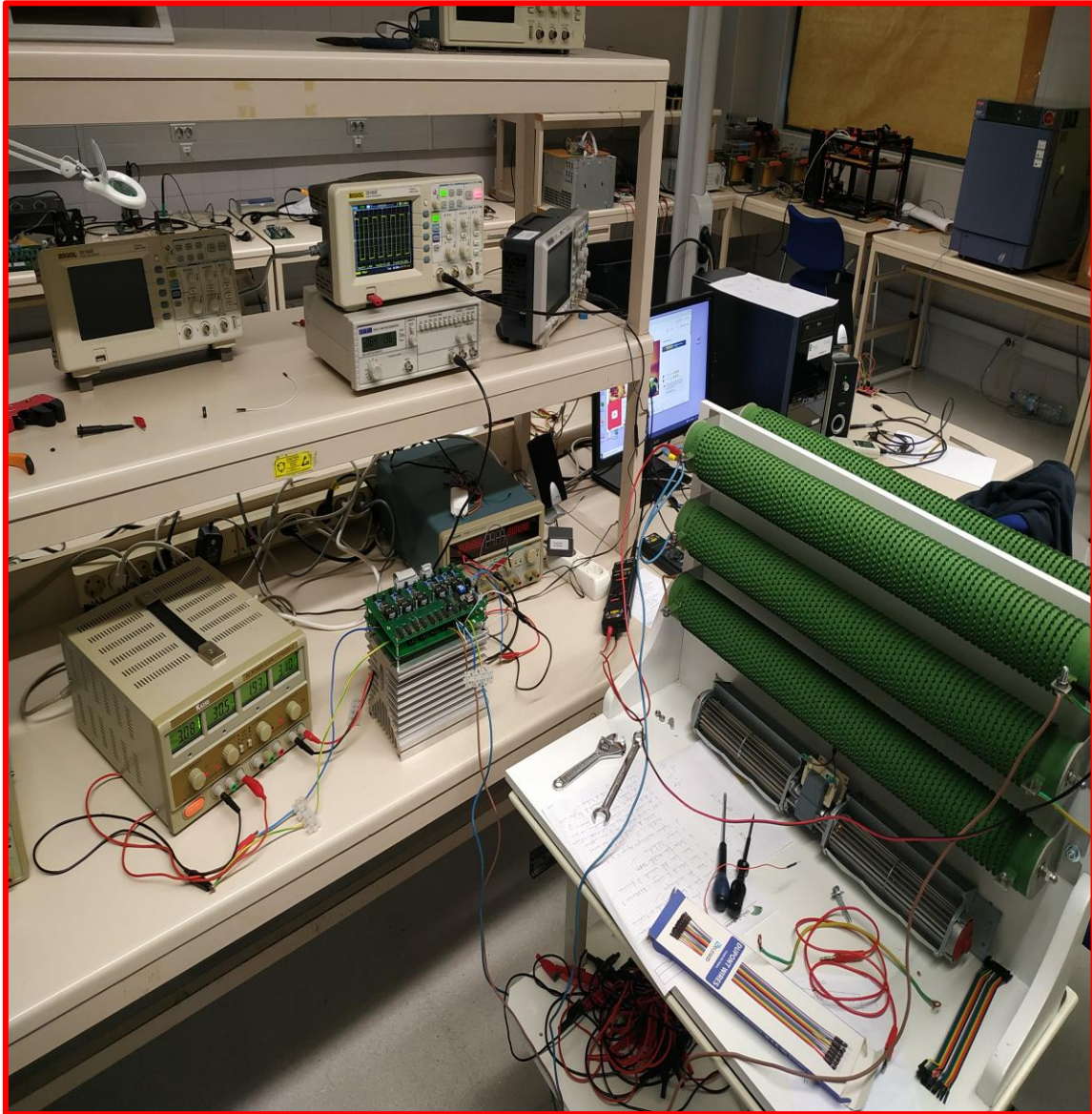


Figura 47. Montaje del equipo 2 en configuración de puente completo.

En la figura 48 se muestra al equipo 2 funcionando, pudiendo apreciarse en la pantalla del osciloscopio la tensión de salida V_{UV} , de tal forma que se vea la evolución de una de las señales de salida junto al equipo inversor que genera dicha señal.

Por otro lado, al igual que en el equipo 1, se muestra en la figura 49 al equipo inversor 2 con las correspondientes conexiones.

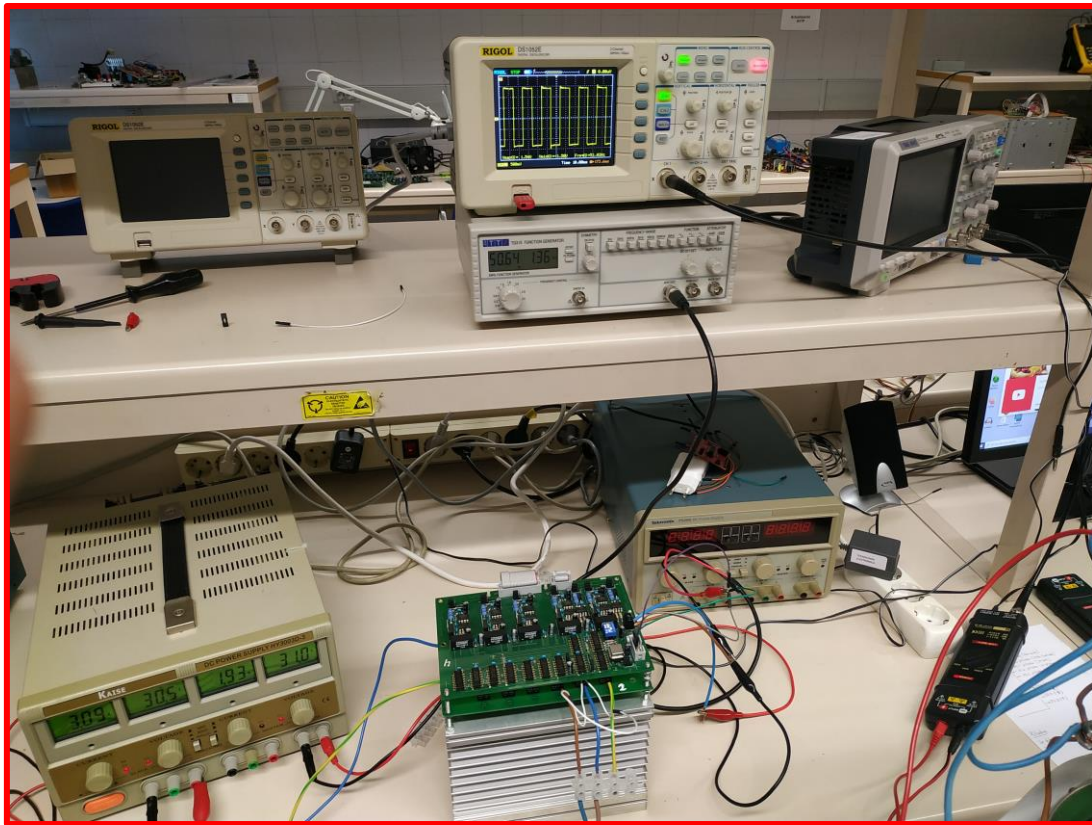


Figura 48. Equipo inversor 2 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.

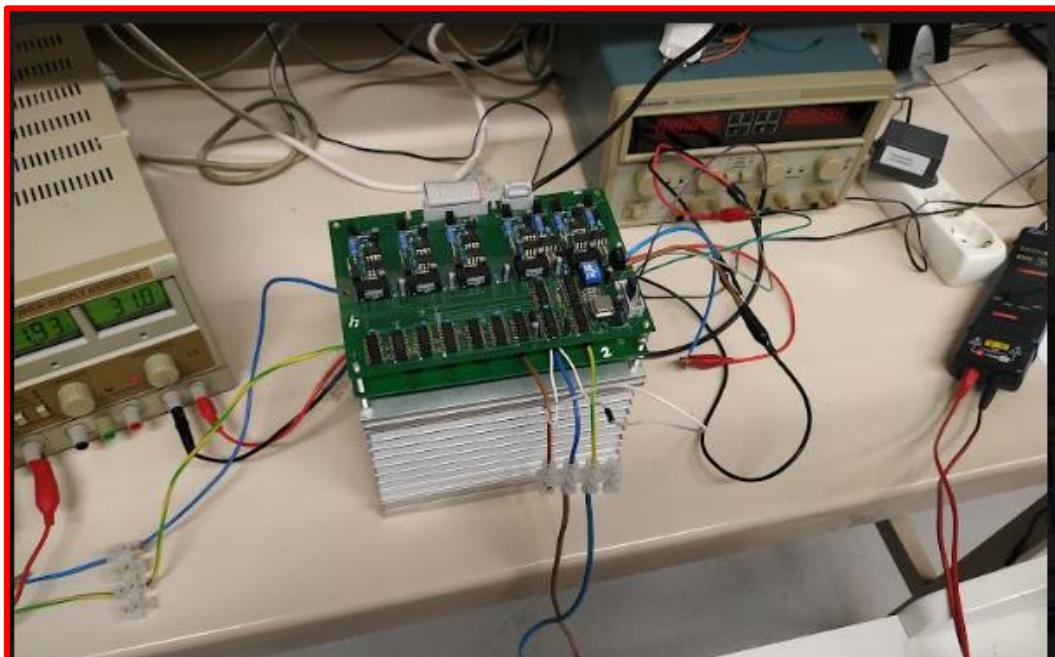


Figura 49. Equipo inversor 2 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.

Montaje del equipo 2. Inversor en configuración trifásica.

En la figura 50 se muestra el montaje del equipo 2 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

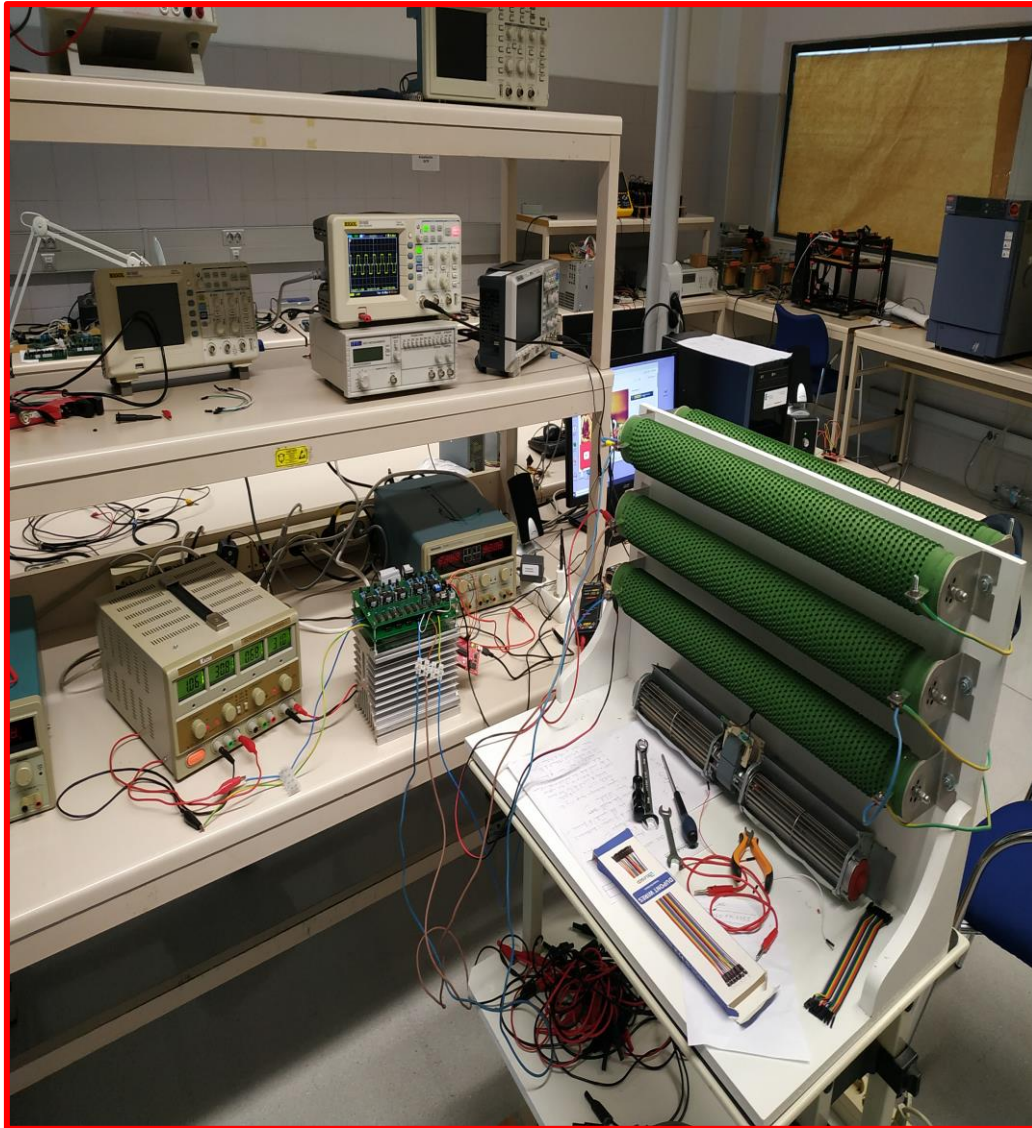


Figura 50. Montaje del equipo 2 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

En la figura 51 se muestra la evolución de las tensiones de línea V_{UV} del equipo 2 junto al equipo inversor, con el objetivo de que la evolución de esta señal se vea junto al equipo inversor que la genera

Por otro lado, en la figura 52 se muestra la conexión del equipo inversor 2 con la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” .

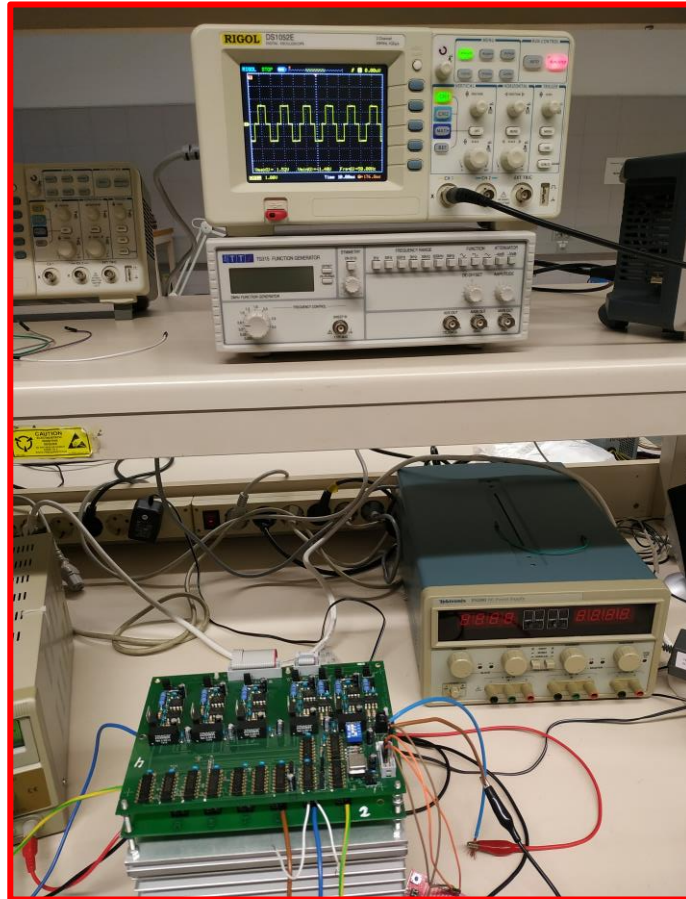


Figura 51. Equipo inversor 2 junto a la tensión de línea V_{UV} que genera en el montaje trifásico.

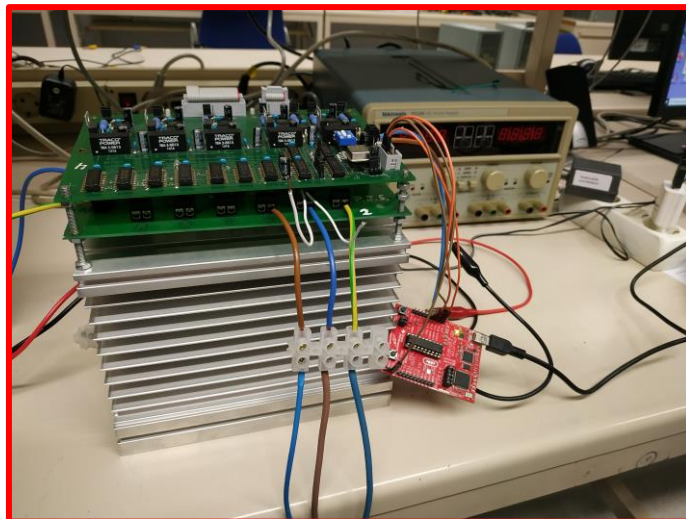


Figura 52. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 2.

Montaje del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

En la figura 53 se muestra el montaje del equipo 3 en configuración de puente completo.

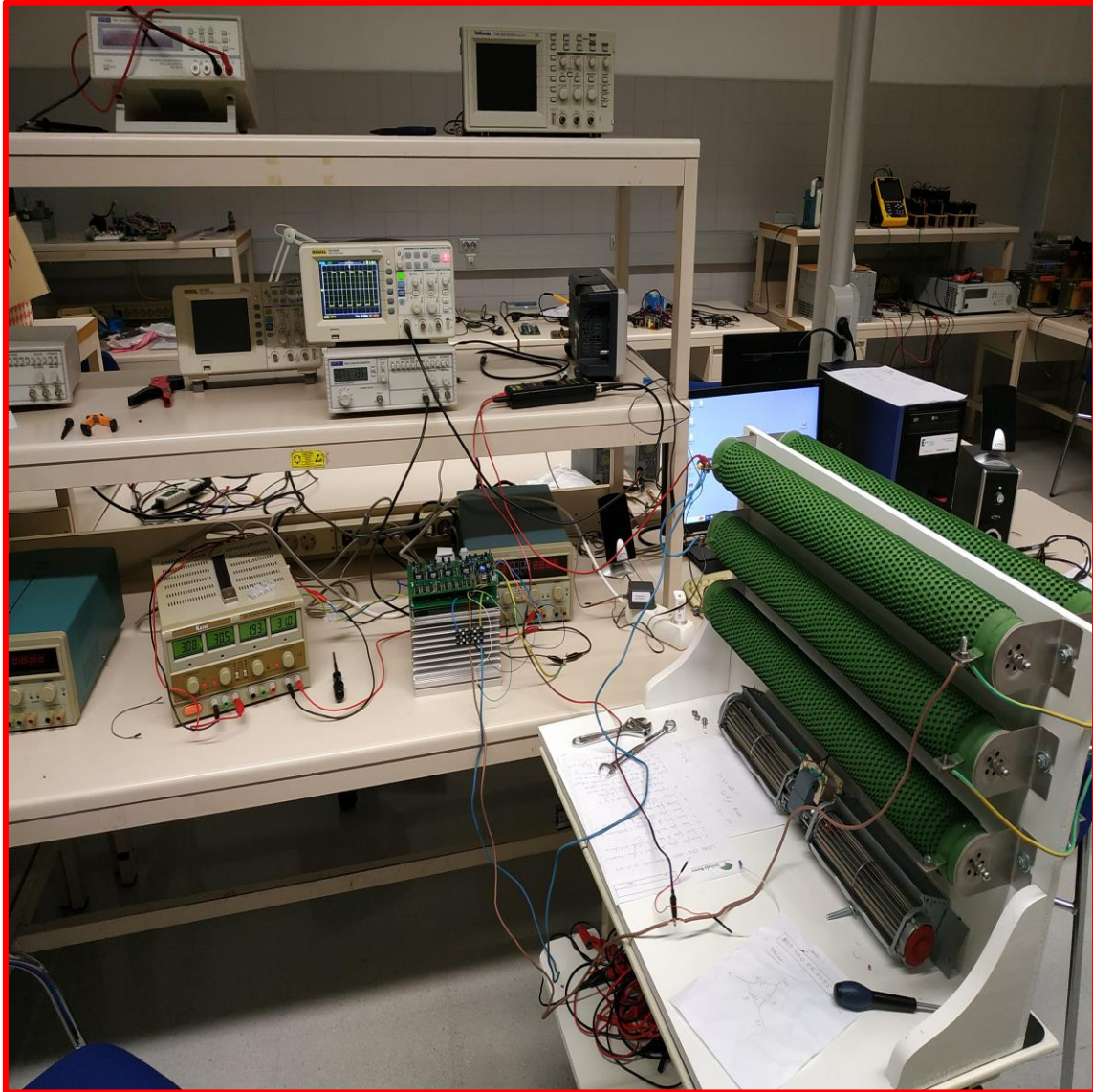


Figura 53. Montaje del equipo 3 en configuración de puente completo.

En la figura 54 se muestra el montaje del equipo inversor 3 con las correspondientes conexiones en la configuración de puente completo.

Por otro lado, en la figura 55 se muestra la evolución de la tensión de salida V_{UV} del equipo 3 junto a dicho equipo, con el objetivo de que la evolución de esta señal se vea junto al equipo inversor que la genera.

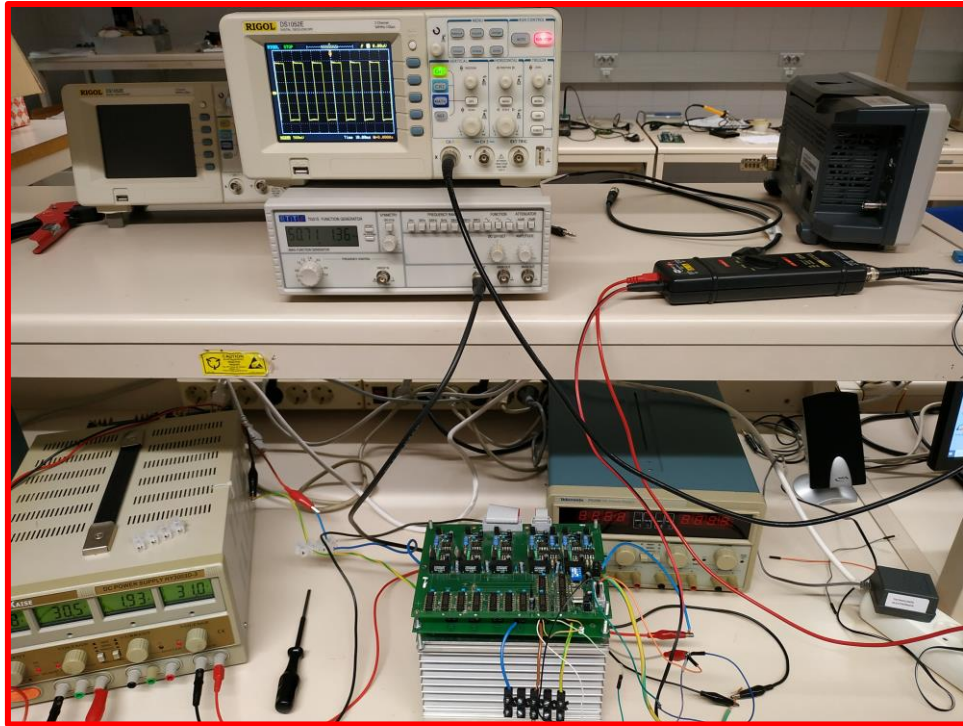


Figura 54. Equipo inversor 3 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración de puente completo.

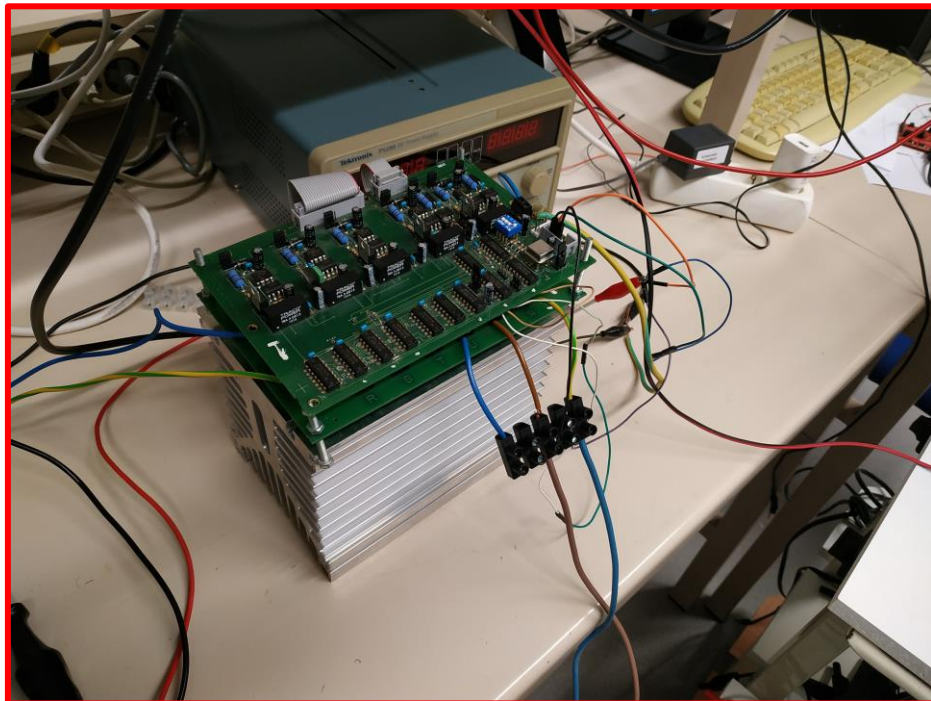


Figura 55. Equipo inversor 3 y sus respectivas conexiones en configuración monofásica.

Montaje del equipo 3. Inversor en configuración trifásica.

En la figura 56 se muestra el montaje del equipo 3 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

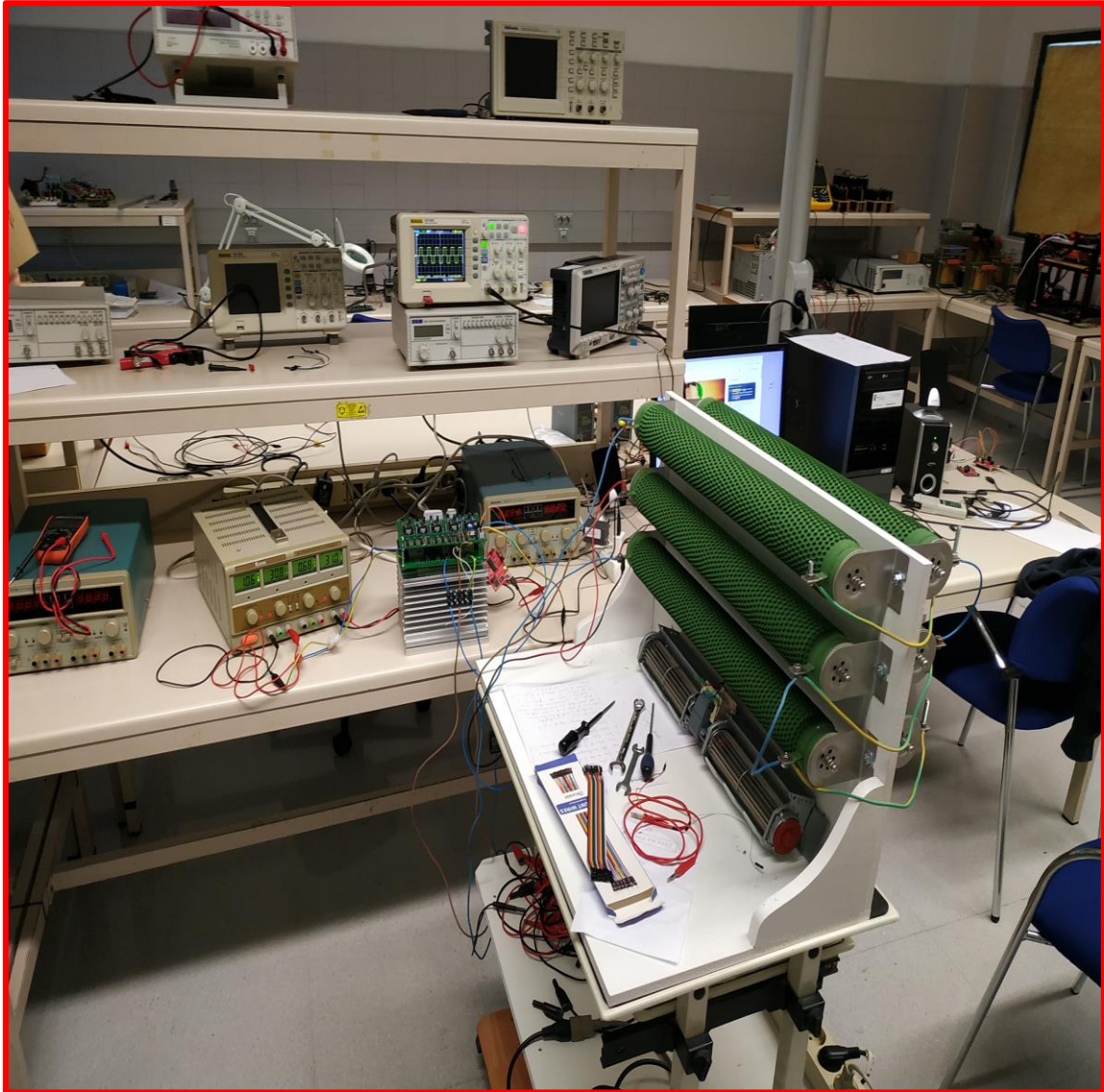


Figura 56. Montaje del equipo 3 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

En la figura 57 se muestra la conexión del equipo inversor 3 con la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” .

Por otro lado, en la figura 58 se muestra la evolución de las tensiones de línea V_{UV} del equipo 3 junto al equipo inversor, con el objetivo de que la evolución de esta señal se vea junto al equipo inversor que la genera.

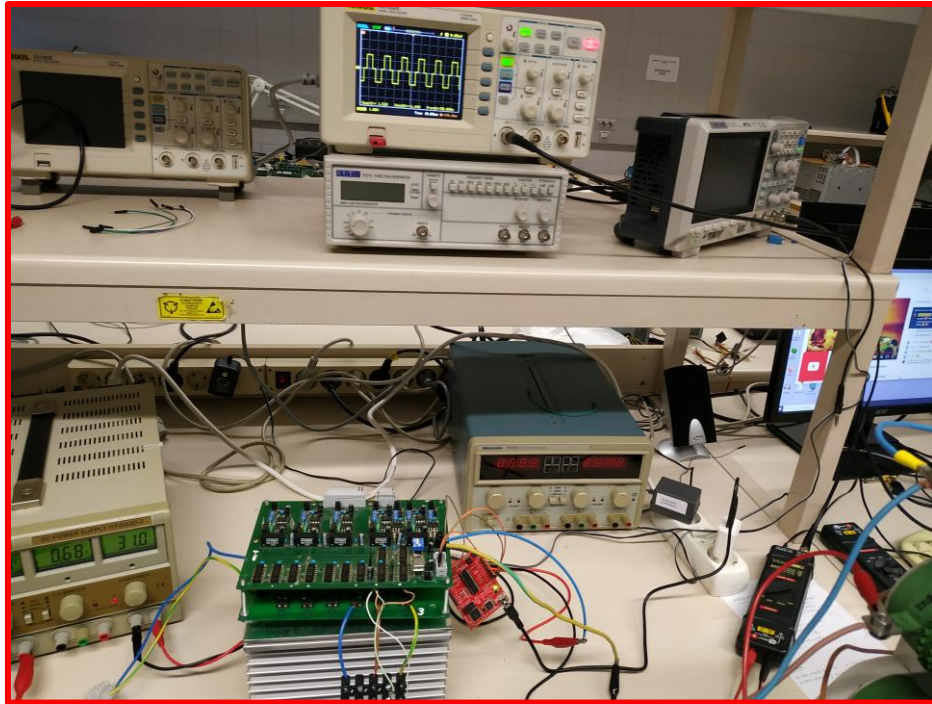


Figura 57. Equipo inversor 3 junto a la tensión V_{UV} que dicho equipo genera. Inversor en configuración trifásica.

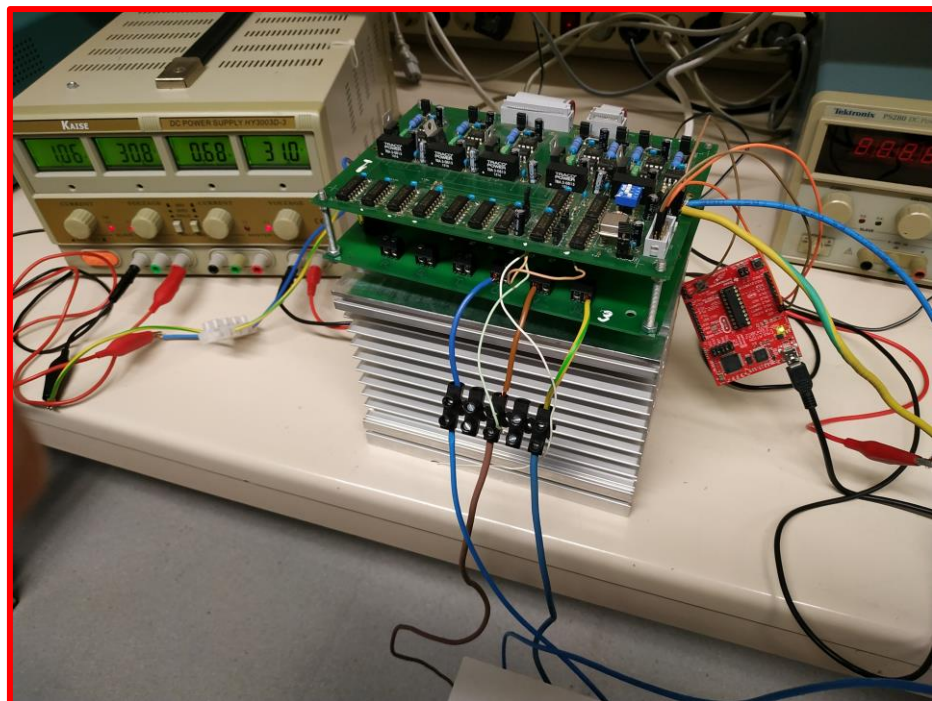


Figura 58. Conexión de la placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430” al equipo 3

Capítulo 6.

Verificación de funcionamiento de los equipos inversores.

6.1. Dispositivos y programa empleados para la verificación de equipos.

Los siguientes equipos han sido utilizados para realizar la verificación de funcionamiento de los inversores:

1. Fuente de alimentación CC: Fuente de tensión continua regulable de 0 a 30 V capaz de suministrar hasta 6 A funcionando ambas fuentes en paralelo. Esta fuente se emplea para alimentar a la circuitería de control con su salida fijada a 5 V al mismo tiempo que alimenta al inversor con una tensión de 30 V.



Figura 59. Fuente de alimentación.

2. Programa “Audacity”: Aplicación para la grabación y edición de audio. La utilización de este programa ha permitido obtener los espectros de frecuencia de todas las señales. La conexión al PC se realiza por medio de la entrada de micrófono, adaptándose las señales a los niveles de tensión asumibles de la tarjeta de sonido por medio de las sondas diferenciales y las pinzas amperimétricas.

Para realizar la conexión entre la entrada de micrófono, la cual emplea un conector tipo “Jack”, y el conector BNC de los dispositivos de medición se ha utilizado un adaptador como el de la figura 60.



Figura 60. Adaptador BNC -"Jack".

3. Generador de funciones: Se emplea para generar las tres señales de control de los transistores en la verificación de funcionamiento del inversor en configuración monofásica. Dichas señales son ondas cuadradas con ciclo de trabajo del 50 %, de frecuencia 50 Hz y que conmutan entre 0 V y 5 V.

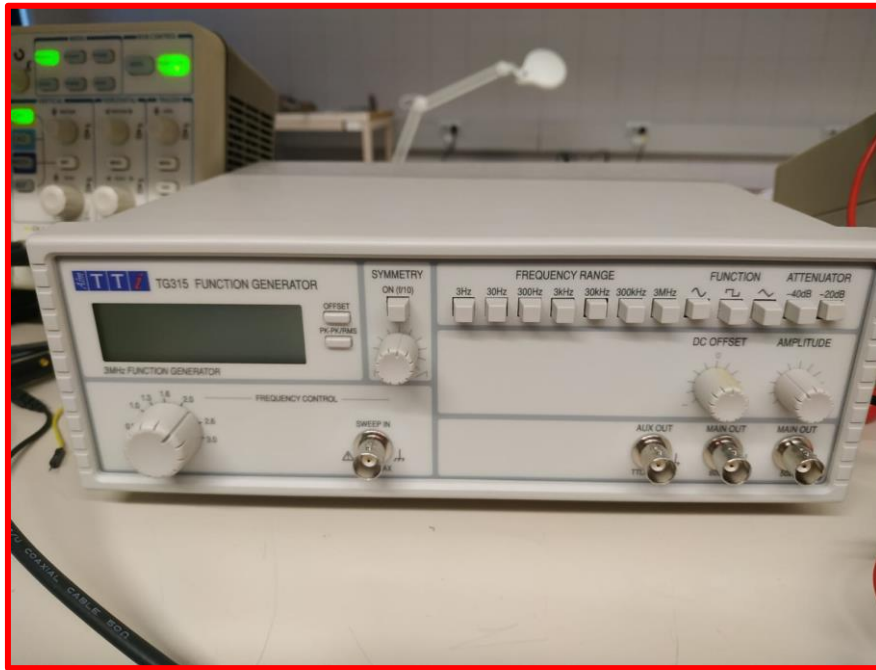


Figura 61. Generador de funciones.

4. Multímetro: Empleado para verificar la continuidad de las conexiones y medir el valor resistivo de las resistencias de carga.



Figura 62. Multímetro.

5. Sondas diferenciales: Se emplean este tipo de sondas ya que los canales del osciloscopio con el que se realiza las mediciones no están aislados, teniendo las referencias de tensión en común y unidas a la tierra del osciloscopio, por lo que para poder hacer medidas en dispositivos con referencias de tensión diferentes es preciso separar las referencias de tensión de los canales y del conductor de tierra, que es precisamente la misión que cumplen las sondas diferenciales.



Figura 63. Sonda diferencial.

6. Pinzas amperimétricas: Se emplean para medir la corriente que circula por la carga en las dos configuraciones del inversor. Presenta una relación tensión/intensidad de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.



Figura 64. Pinza amperimétrica.

7. Placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430”: El microcontrolador “MSP430” se emplea para generar las tres señales de control para el control de las tres ramas del módulo inversor en configuración trifásica.

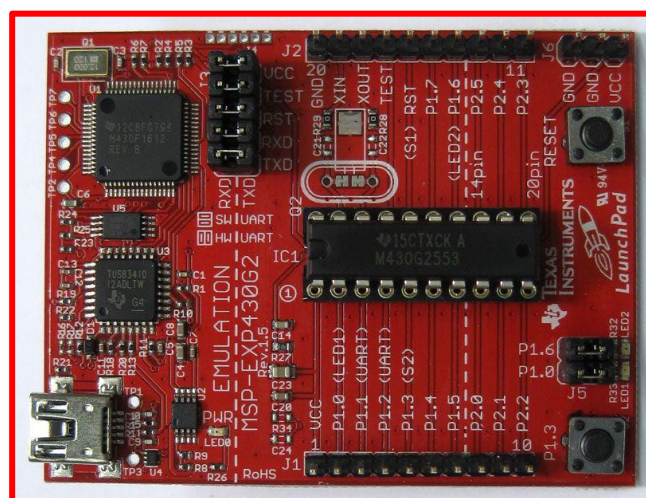


Figura 65. Placa de desarrollo basada en el microcontrolador “MSP430”.

8. Osciloscopio: Empleado para visualizar las tensiones y corrientes requeridas para la verificación, así como para obtener los parámetros necesarios de todas las señales.



Figura 66. Osciloscopio utilizado para las mediciones.

9. Analizador de espectros profesional: Empleado para contrastar los espectros de frecuencia obtenidos mediante el programa “Audacity”.



Figura 67. Analizador de espectros “Chauvin Arnoux”.

6.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control generadas por el microcontrolador para el funcionamiento trifásico.

En este apartado previo a la verificación de equipos se muestra que el funcionamiento del microcontrolador como generador trifásico digital es correcto. Para ello, se muestran capturas de pantalla donde se muestran la evolución de estas señales, el desfase existente entre las susodichas y los correspondientes espectros de frecuencia.

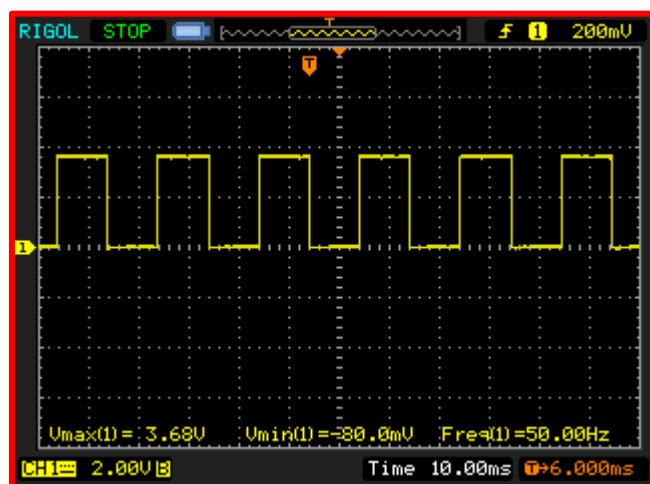


Figura 68. Señal de control de la rama A generada por el microcontrolador.

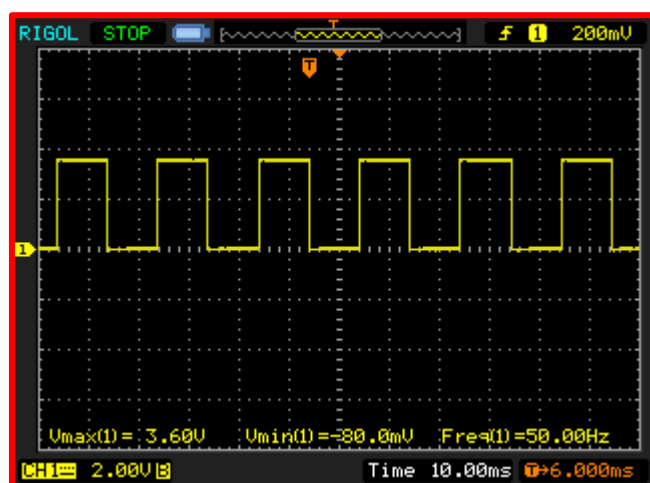


Figura 69. Señal de control de la rama B generada por el microcontrolador.

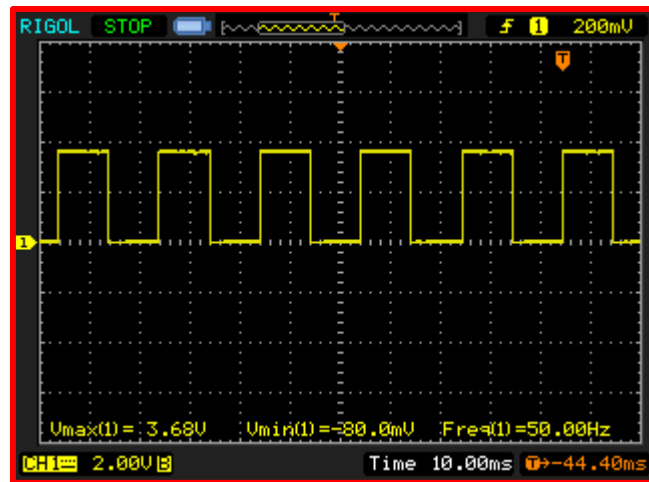


Figura 70. Señal de control de la rama C generada por el microcontrolador.

De las tres figuras se aprecia que las tres señales son cuadradas, que tienen una frecuencia de 50 Hz y tienen una tensión máxima entorno a los 3,6 V y una tensión mínima entorno a los 0 V. Los valores negativos en la tensión mínima se deben a las pequeñas ondulaciones que presenta las señales cuando están a nivel bajo.

De estas capturas se concluye que las señales de control están conmutando entre niveles bajos y altos de tensión con una frecuencia de 50 Hz, por lo que las señales evolucionan correctamente de manera independiente.

El desfase obtenido entre las señales de control se muestra en las figuras 71, 72 y 73.

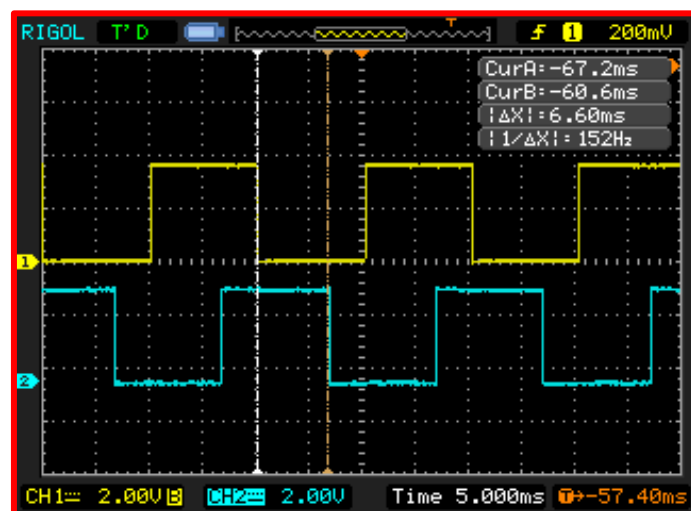


Figura 71. Desfase entre la señal de control de la rama A y de la rama B.

El desfase entre ambas señales es de 6,60 ms, lo que equivale a un desfase de $118,80^\circ$ entre ambas señales.

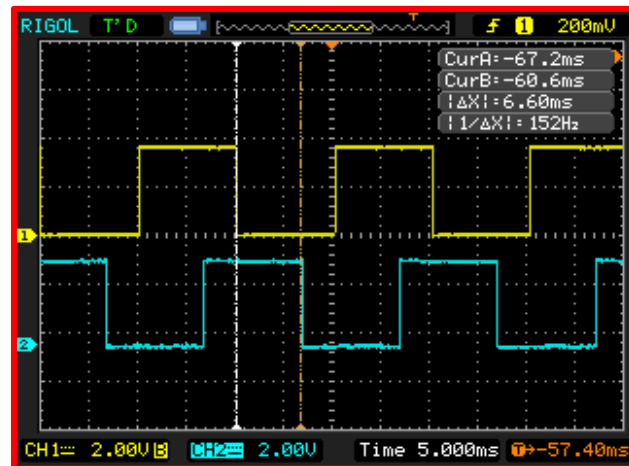


Figura 72. Desfase entre la señal de control de la rama B y de la rama C.

El desfase entre las señales B y C es de $118,80^\circ$, existiendo el mismo desfase que el existentes entre las ramas A y C.

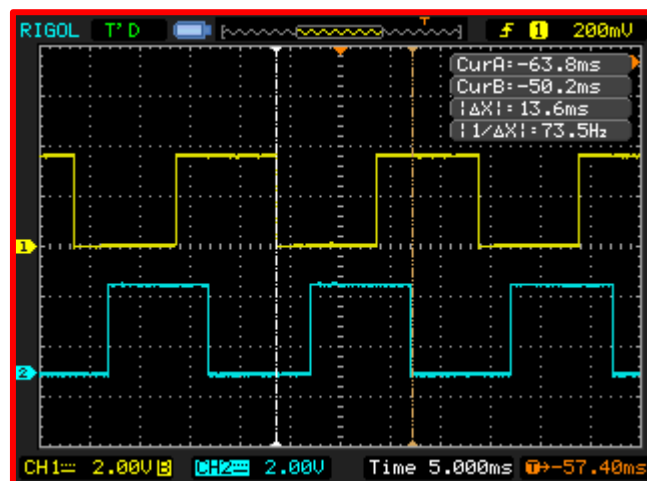


Figura 73. Desfase entre la señal de control de la rama A y de la rama C.

El desfase entre las señales de control de la rama A y C es de 13,60 ms, lo que equivale a un desfase de $244,80^\circ$.

Luego entre las ramas A y B hay un desfase de $118,80^\circ$, entre la B y la C hay un desfase de $118,80^\circ$ y entre la A y la C un desfase de $244,80^\circ$, luego los desfases cumplen con lo requerido para obtener voltajes trifásicos equilibrados a la salida.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el microcontrolador se debe a que las señales reales no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

Resta analizar los espectros de frecuencia de señales de control compuestas para poder verificar el correcto funcionamiento del generador trifásico digital.

Espectros de frecuencia de las señales de control obtenidas del generador trifásico digital.

En las figuras 74, 75 y 76 se muestran los espectros de frecuencia de las señales de control compuestas V_{AB} , V_{BC} y V_{CA} , respectivamente.

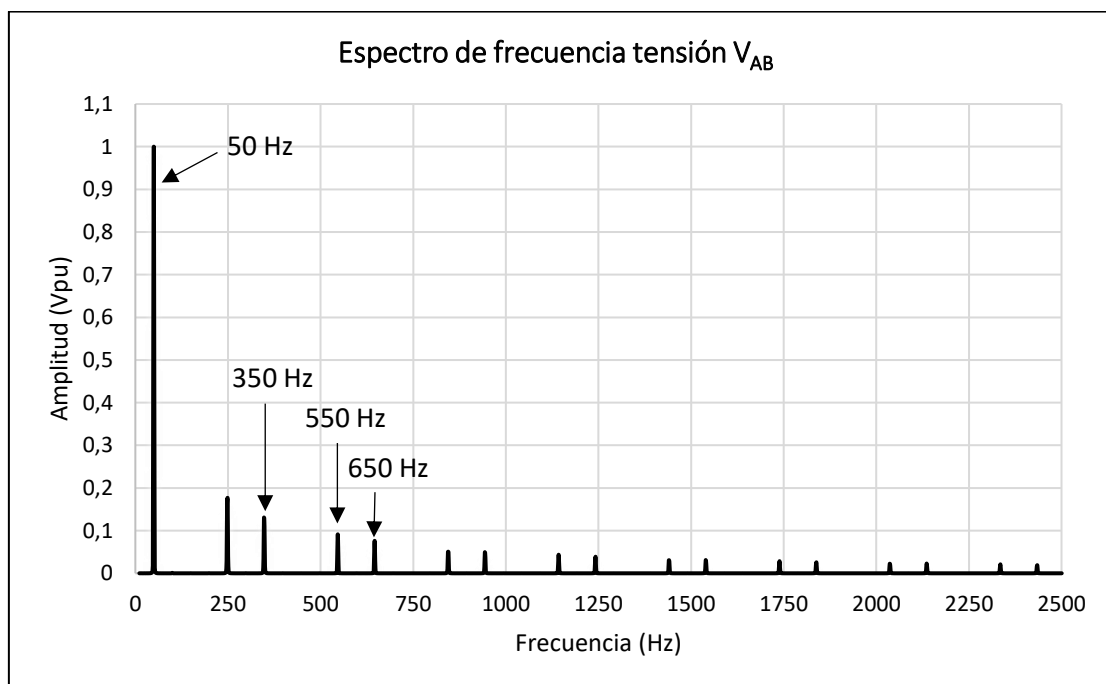


Figura 74. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{AB} generada por el microcontrolador.

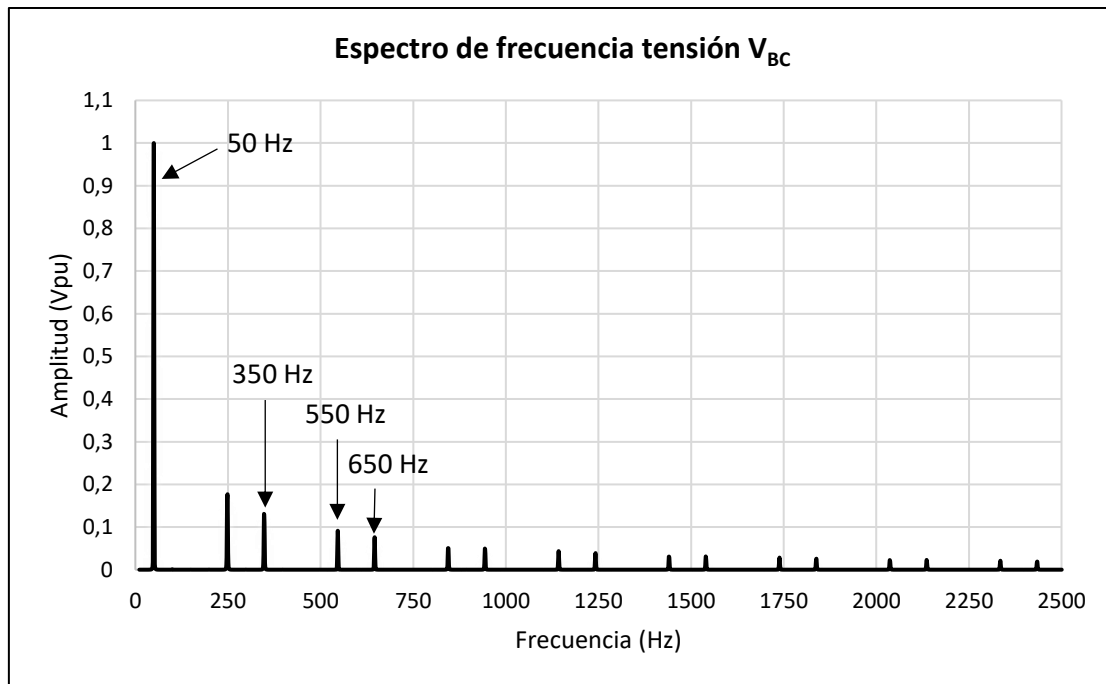


Figura 75. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{BC} generada por el microcontrolador.

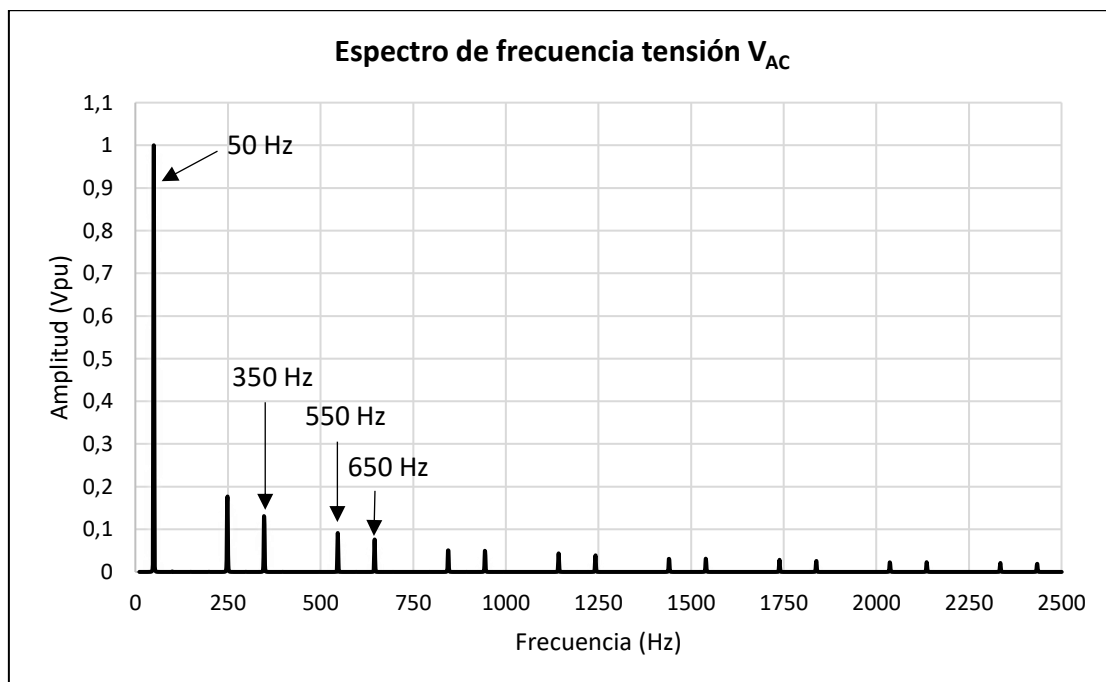


Figura 76. Espectro de frecuencia de la señal de control compuesta V_{AC} generada por el microcontrolador.

De ambos espectros se concluye que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, tal y como se mostró en la figura 15.

La amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 9 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) real	THD (%) teórico
V _{AB}	32,08 %	31,08 %
V _{BC}	31,65 %	31,08 %
V _{AC}	32,18 %	31,08 %

Tabla 9. Comparativa entre el THD (%) real de las señales de control del μC y el obtenido teóricamente.

La diferencia obtenida entre el THD teórico y el real se debe a que las señales de salida del microcontrolador no son exactas, ya que existe una ligera variación en los tiempos de los pulsos de las señales, aun así, el THD obtenido de las señales tiene valores muy próximos al esperado.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.3. Verificación de funcionamiento del equipo 1.

6.3.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.

En la figura 77 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio que muestra la evolución de la señal generada por el oscilador.

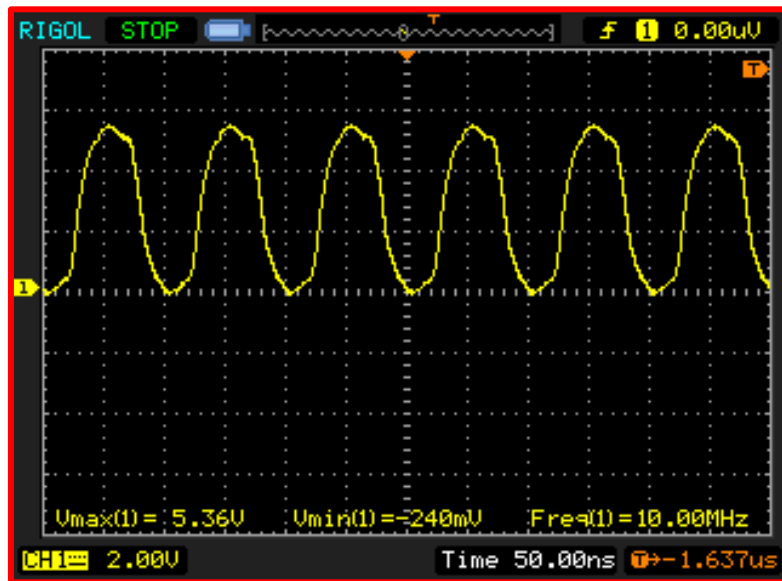


Figura 77. Señal generada por el oscilador (equipo 1).

El oscilador es un circuito integrado basado en cuarzo cuyas características son las adecuadas según el fabricante: [0900766b8013b634.pdf \(rs-online.com\)](http://0900766b8013b634.pdf)

La señal presenta una tensión máxima de 5,36 V y una tensión mínima de -240 mV y una frecuencia de 10 MHz, luego el oscilador evoluciona de forma correcta.

La señal obtenida tiene un aspecto más parecido a una sinusoidal que a una propia señal cuadrada. Esto es debido a que las componentes armónicas de orden superior se filtran, debido al bajo ancho de banda del osciloscopio, cuyo ancho de banda es de 50 MHz haciendo que la forma de onda se distorsione, asemejándose más a una onda sinusoidal.

Por otro lado, el tiempo de subida y de bajada de la señal es superior al esperado de una señal cuadrada con ciclo de trabajo 50% y misma frecuencia. Esto se produce como consecuencia de que el osciloscopio no tiene la capacidad suficiente para medir un tiempo de subida y bajada tan pequeño, luego presenta imprecisiones en los flancos ascendentes y descendentes de la señal.

6.3.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “tiempos muertos”.

En las siguientes figuras se muestra la evolución de las señales de control salientes de la circuitería digital para las diferentes ramas.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal de control “IGBT_A_H”. Punto de prueba “TP11”.

En la figura 78 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_H”.

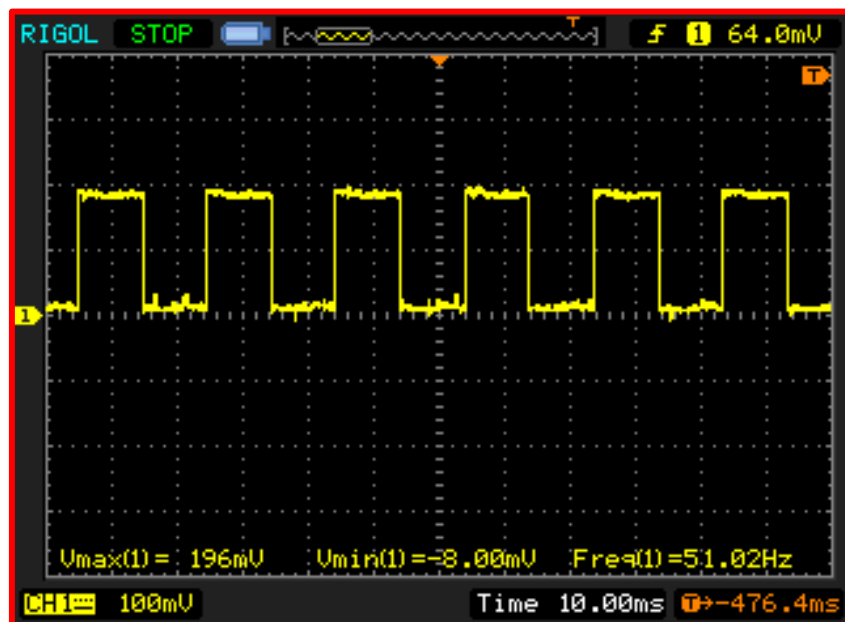


Figura 78. Señal de control “IGBT_A_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 196 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 3,92 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_A_L”. Punto de prueba “TP12”.

En la figura 79 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_L”.

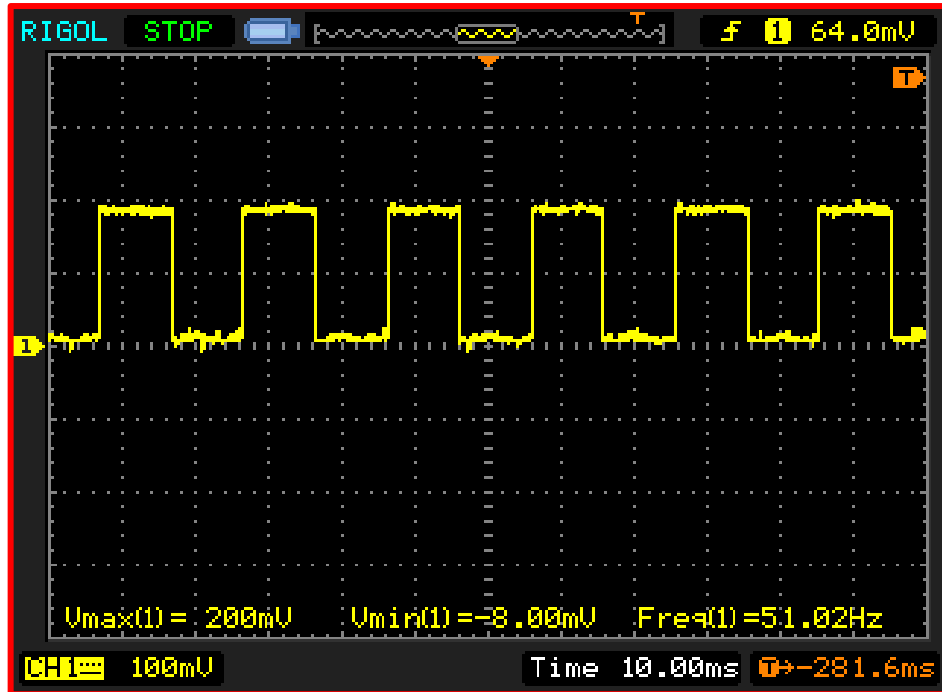


Figura 79. Señal de control “IGBT_A_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{máx}$ y $V_{mín}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 200 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 4 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_B_H”. Punto de prueba “TP14”.

En la figura 80 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_H”.

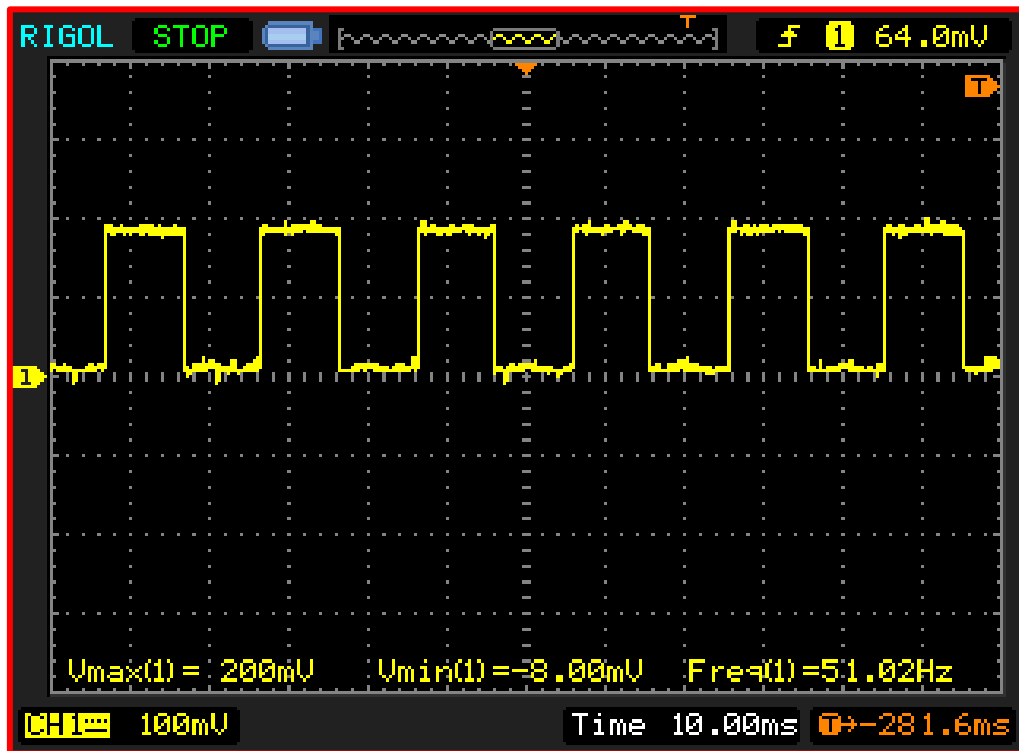


Figura 80. Señal de control “IGBT_B_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 200 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 4 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_B_L”. Punto de prueba “TP16”.

En la figura 81 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_L”.

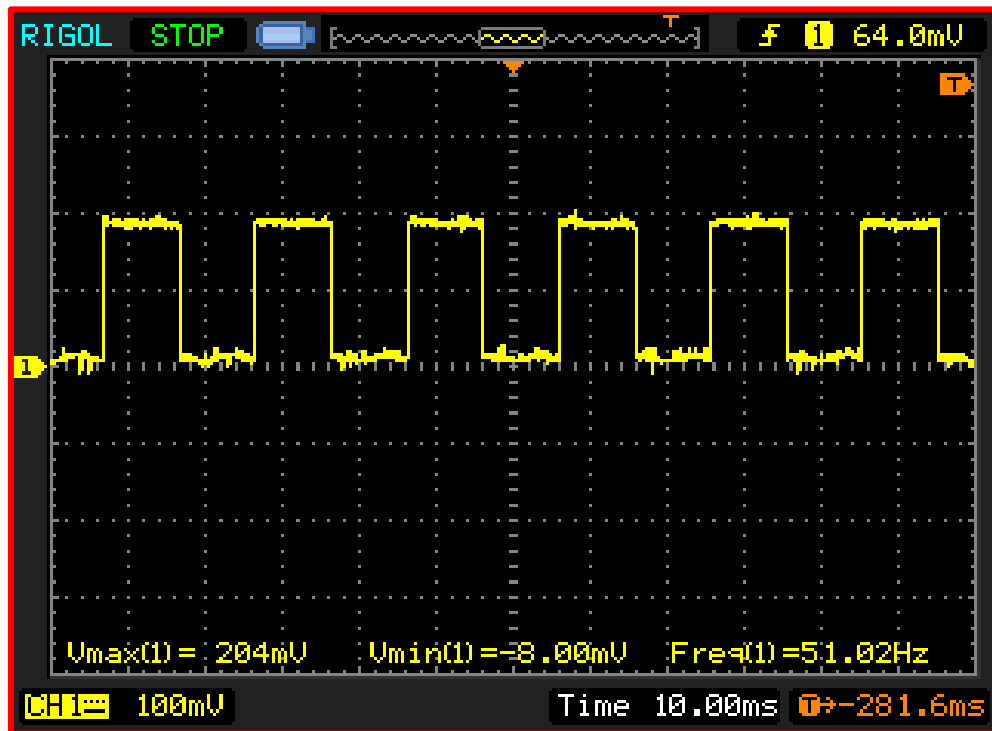


Figura 81. Señal de control “IGBT_B_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 204 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 4,08 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_C_H”. Punto de prueba “TP18”.

En la figura 82 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_H”.

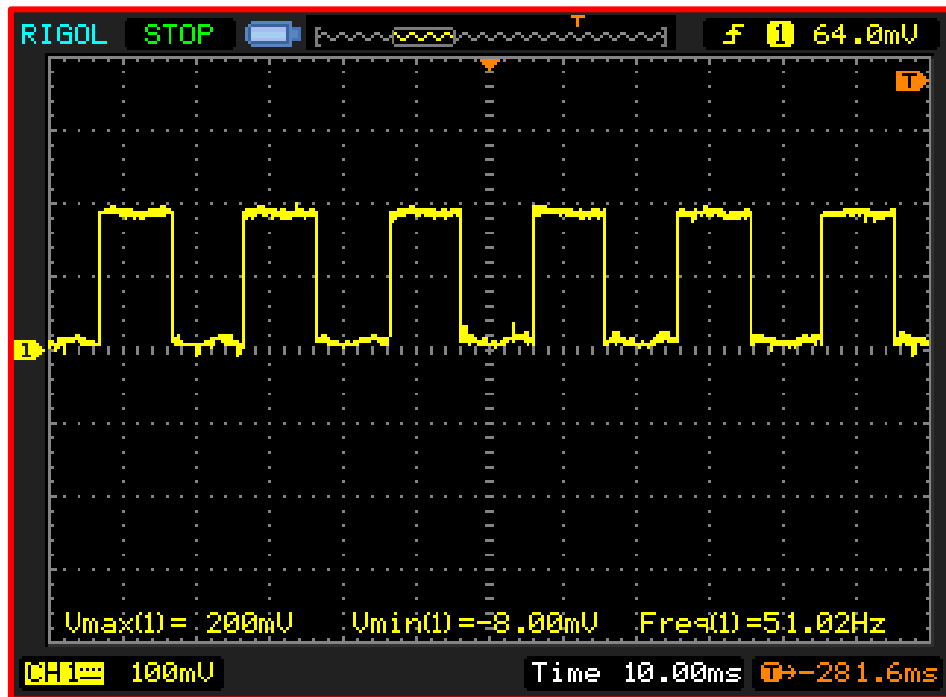


Figura 82. Señal de control “IGBT_C_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 200 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 4 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_C_L”. Punto de prueba “TP20”.

En la figura 83 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_L”.

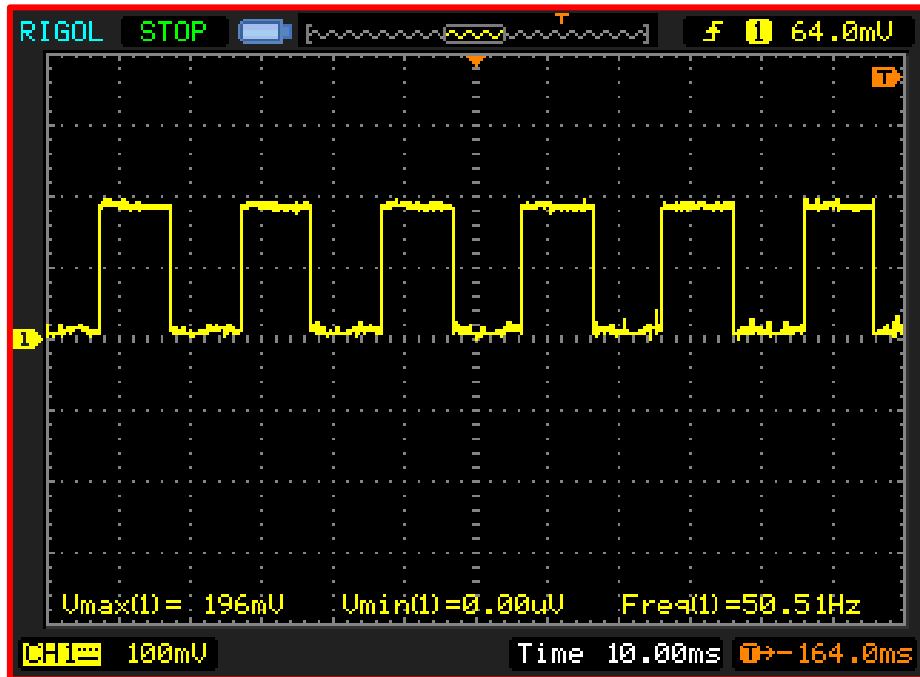


Figura 83. Señal de control “IGBT_C_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 196 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 3,92 V y una tensión mínima de 0 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“IGBT_A_H”	3,92	-0,16	51,02
	“IGBT_A_L”	4	-0,16	51,02
Rama B	“IGBT_B_H”	4	-0,16	51,02
	“IGBT_B_L”	4,08	-0,16	51,02
Rama C	“IGBT_C_H”	4	-0,16	51,02
	“IGBT_C_L”	3,92	0	50,51

Tabla 10. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 1).

De la tabla resultante se puede extraer que las señales de control digitales de cada una de las ramas de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 4 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, de estos resultados se puede afirmar que las señales generadas por el generador de funciones o el microcontrolador se propagan correctamente a lo largo de la circuitería “tiempos muertos”.

Por lo que en lo que respecta a la evolución de cada una de estas señales por separado se afirma que el funcionamiento de estas es correcto.

Falta analizar las señales pertenecientes a una misma rama en su conjunto para así poder verificar que se cumple el tiempo muerto de seguridad calculado. La verificación de dichos tiempos muertos a la salida de la de la circuitería digital se analiza posteriormente.

6.3.3. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.

En las siguientes figuras se mostrarán las señales de control ya adaptadas para el funcionamiento en conmutación de los transistores IGBT.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal “VGE_A_H”. Puntos de prueba “TP4” y “TP2”.

En la figura 84 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_H”.

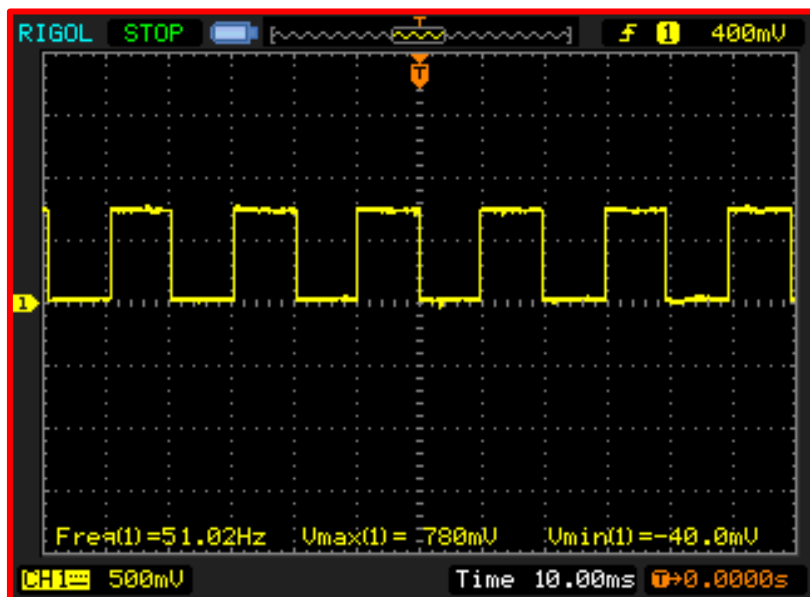


Figura 84. Señal de control “VGE_A_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 15,60 V y una tensión mínima de -0,8 V.

Señal “VGE_A_H”. Puntos de prueba “TP22” y “TP21”.

En la figura 85 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_L”.

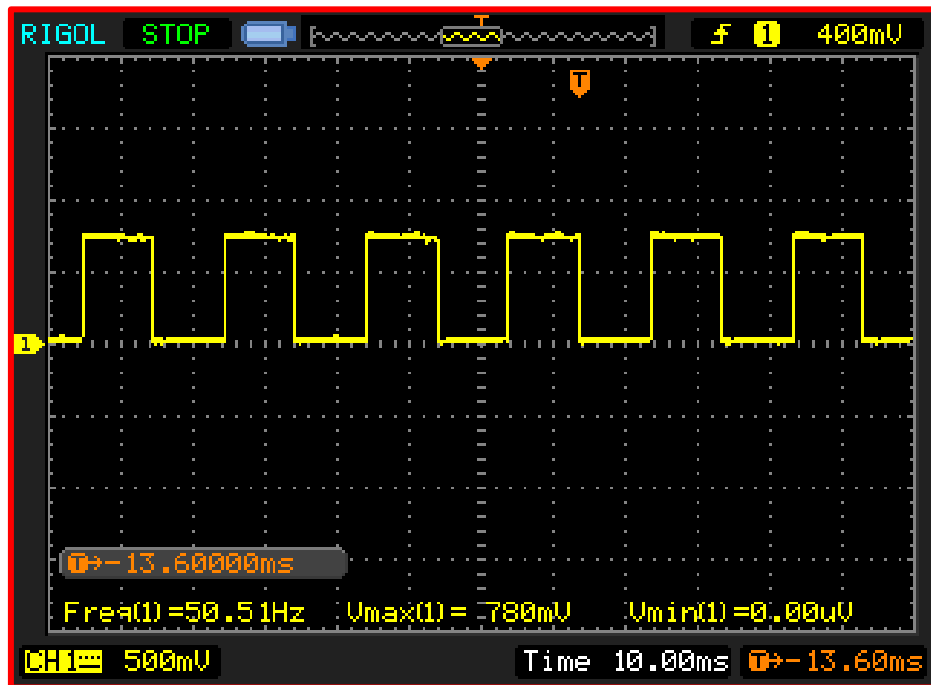


Figura 85. Señal de control “VGE_A_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 15,60 V y una tensión mínima de -0,8 V.

Señal “VGE_B_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 86 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_H”.

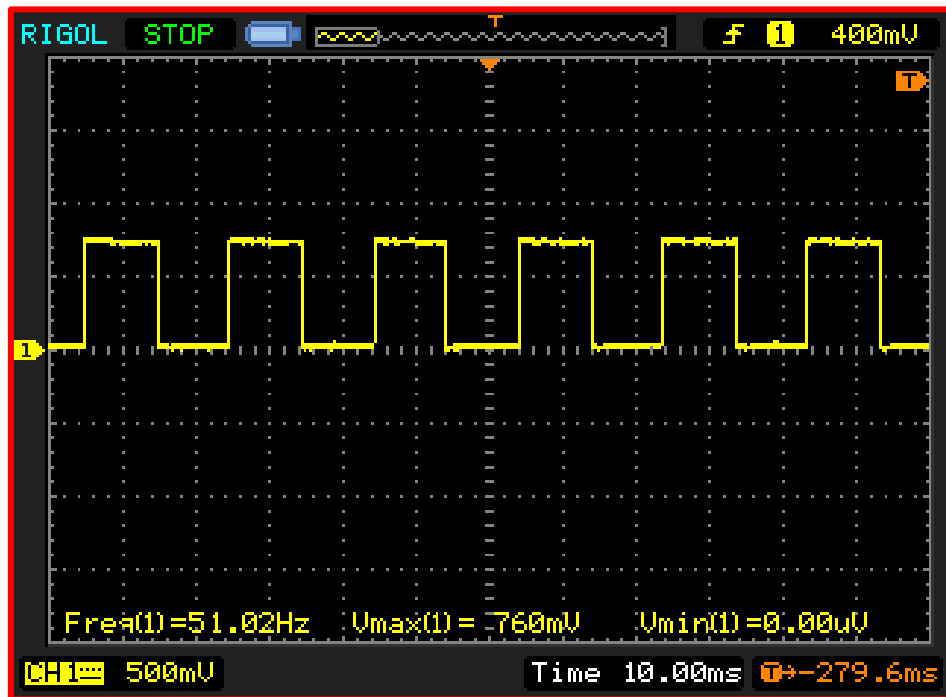


Figura 86. Señal de control “VGE_B_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 760 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión máxima de 15,20 V y una tensión mínima de 0 V.

Señal “VGE_B_L”. Puntos de prueba “TP19” y “TP17”.

En la figura 87 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_L”.

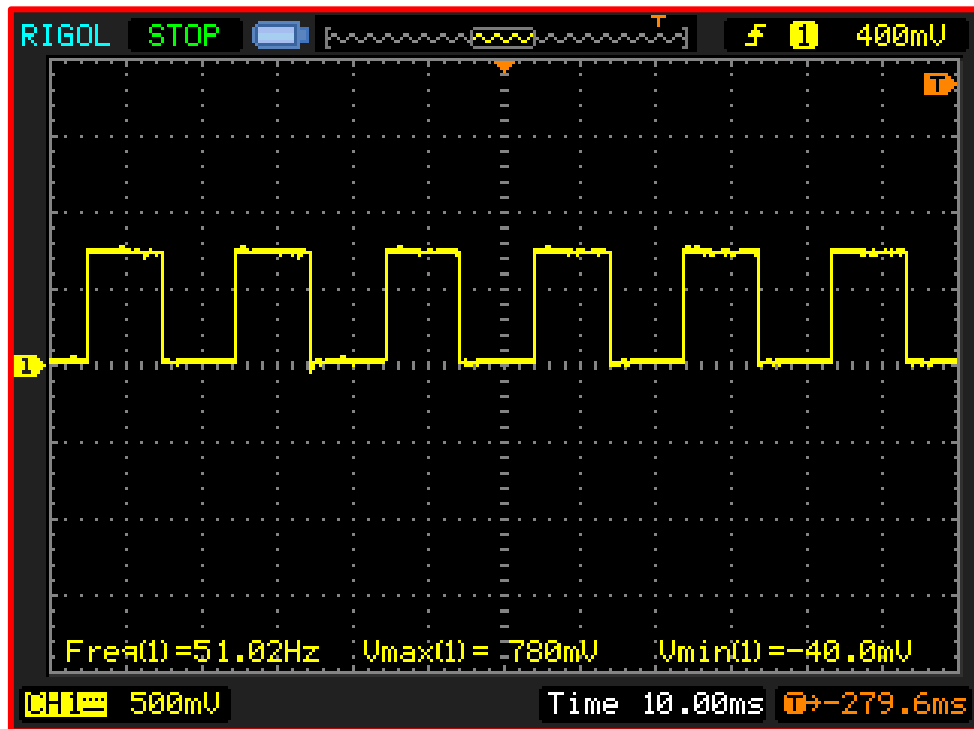


Figura 87. Señal de control “VGE_B_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 15,60 V y una tensión mínima de -0,80 V.

Señal “VGE_C_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 88 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_H”.

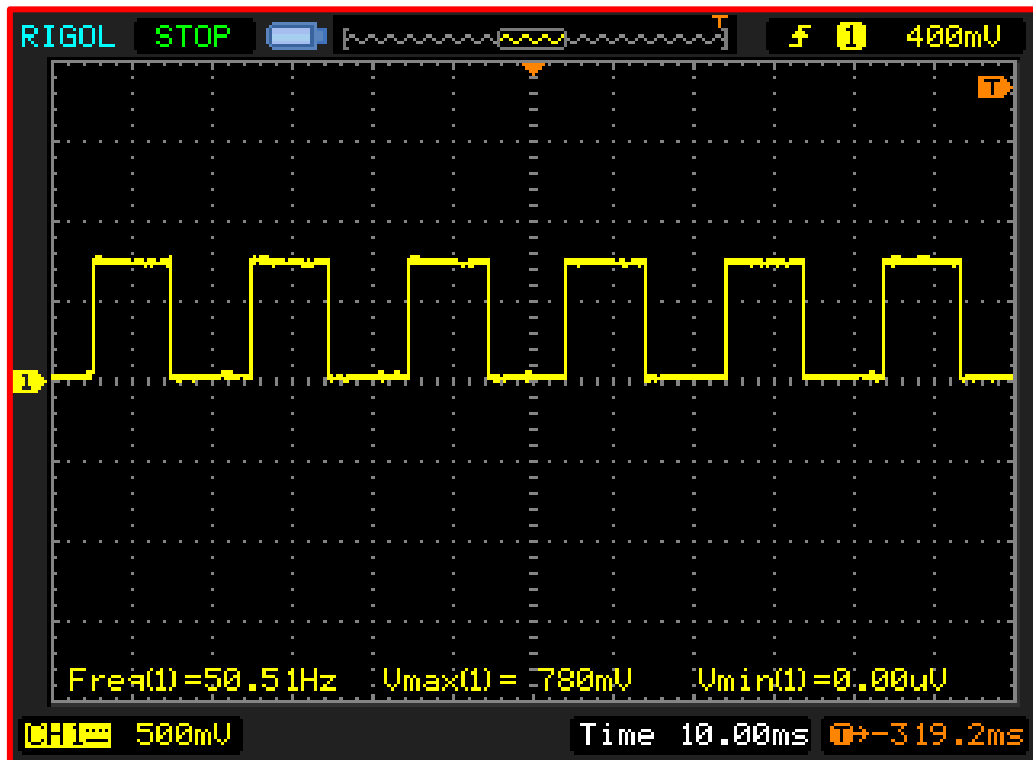


Figura 88. Señal de control “VGE_C_H” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 15,60 V y una tensión mínima de 0 V.

Señal “VGE_C_L”. Puntos de prueba “TP15” y “TP13”.

En la figura 89 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_L”.

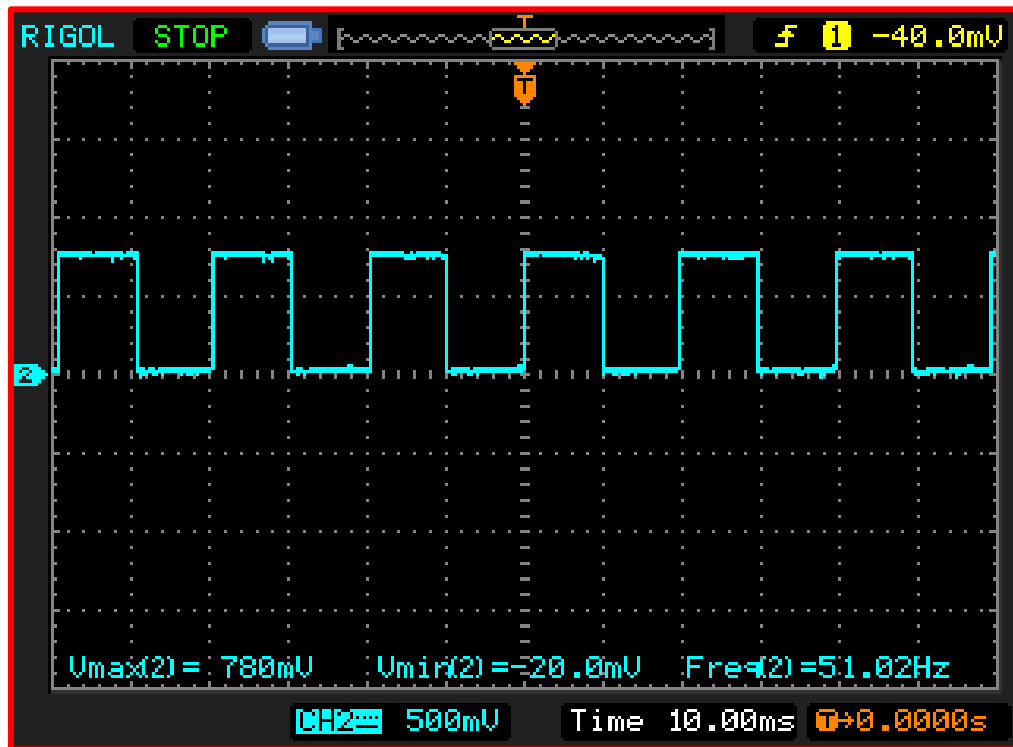


Figura 89. Señal de control “VGE_C_L” equipo 1 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -20 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda que aplica la sonda se obtiene una tensión real máxima 15,60 V y una tensión mínima de -0,4 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“VGE_A_H”	15,60	-0,80	51,02
	“VGE_A_L”	15,60	0	50,51
Rama B	“VGE_B_H”	15,20	0	51,02
	“VGE_B_L”	15,60	-0,80	51,02
Rama C	“VGE_C_H”	15,60	0	50,51
	“VGE_C_L”	15,60	-0,40	51,02

Tabla 11. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 1).

De la tabla resultante se puede concluir que, las señales de control de cada uno de los transistores de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 15 V, con una frecuencia entorno a los 50 Hz, por lo que se puede afirmar que las señales de control a la entrada de los transistores de este equipo están evolucionando de manera correcta.

6.3.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.

En este apartado se comprobará que los tiempos muertos a la salida de la circuitería digital que genera las señales de control con los tiempos muertos cumple con el tiempo de seguridad calculado en el capítulo 4. Para ello se presentan diferentes capturas de pantalla donde se mostrarán estos tiempos para los diferentes valores de cuenta.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 90 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

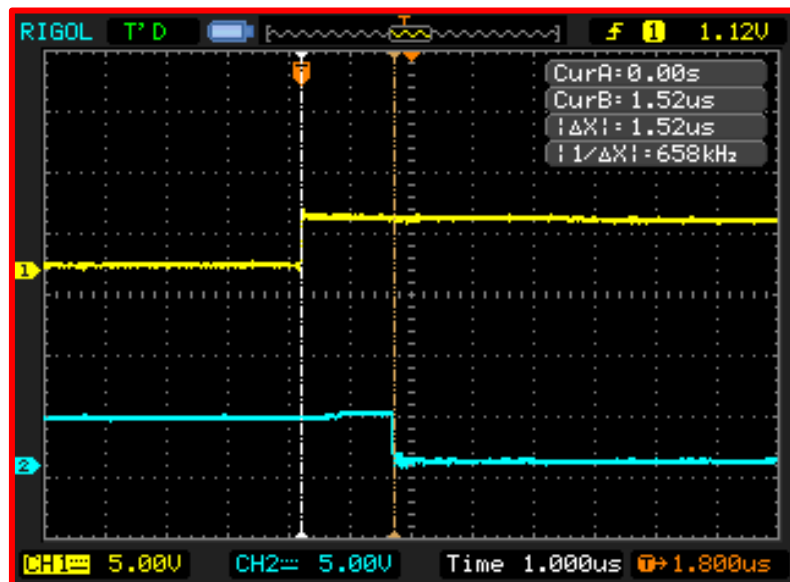


Figura 90. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 91 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

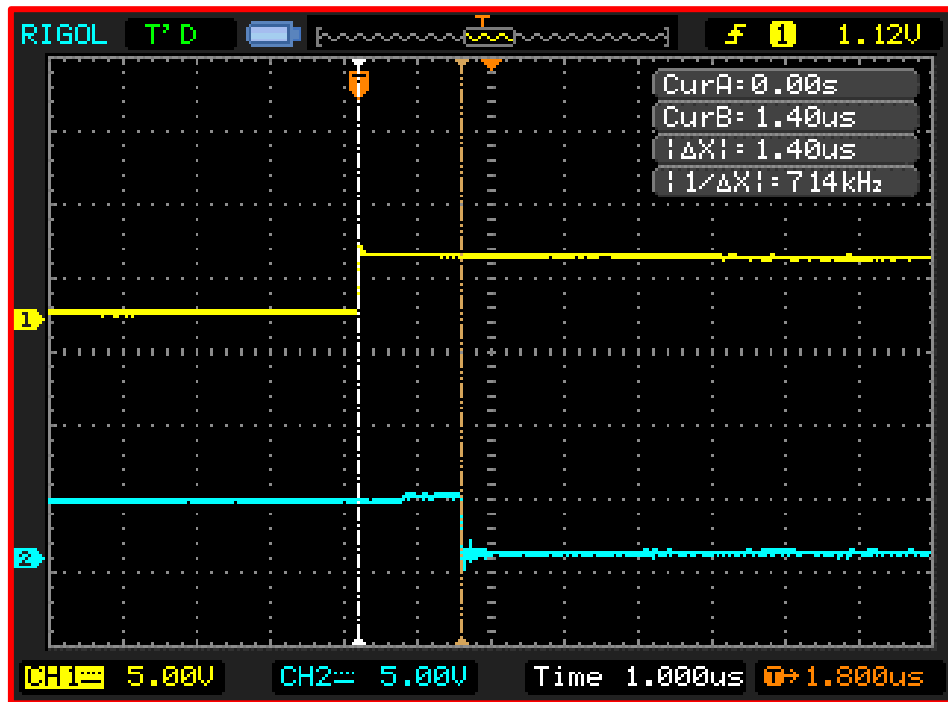


Figura 91. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μs. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 es de 1,40 μs.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 92 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

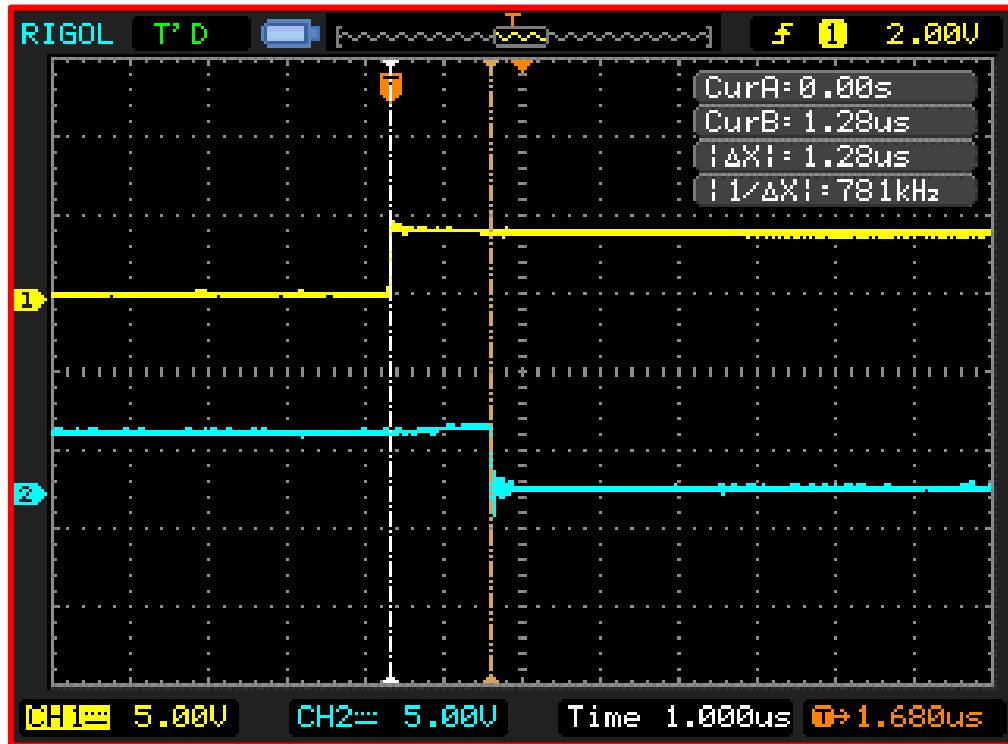


Figura 92. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μs. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, habiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μs.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 93 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

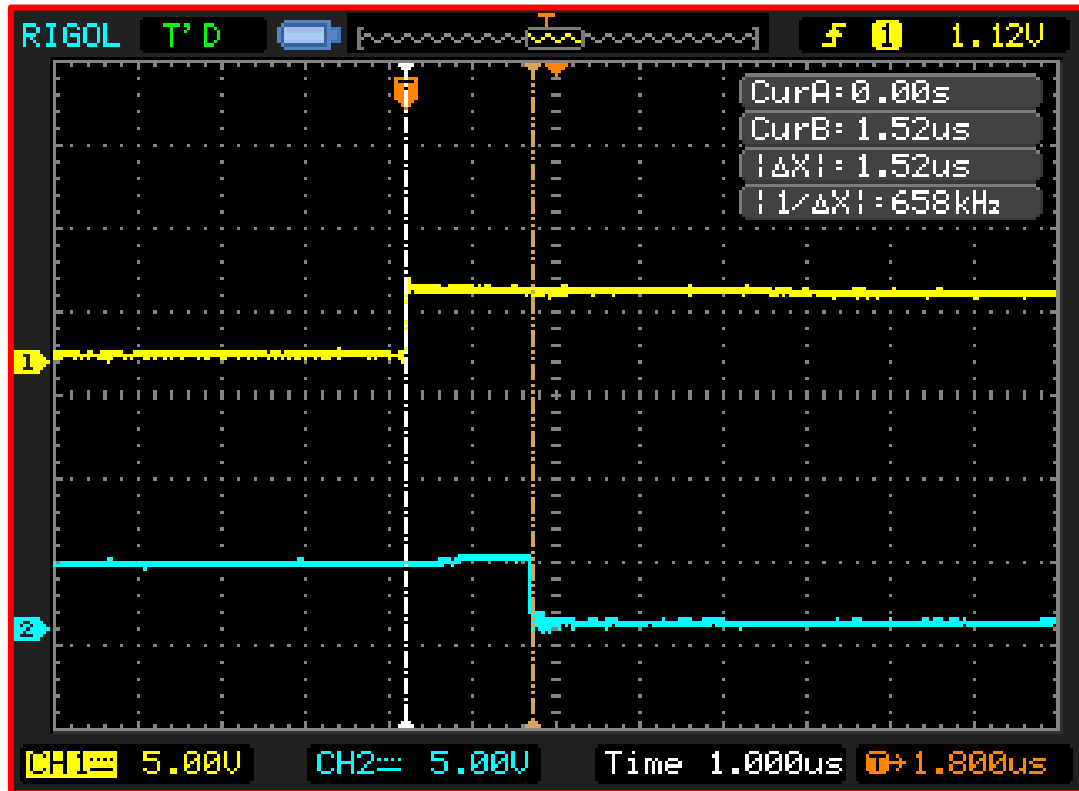


Figura 93. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 94 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

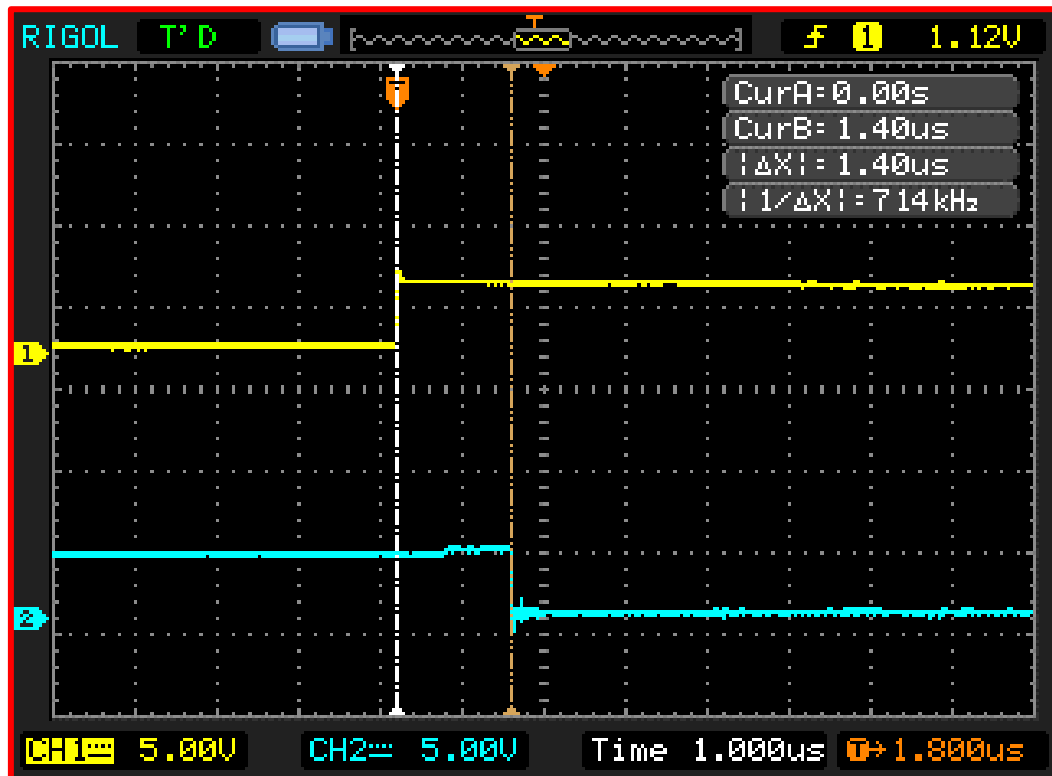


Figura 94. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 95 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 00011.

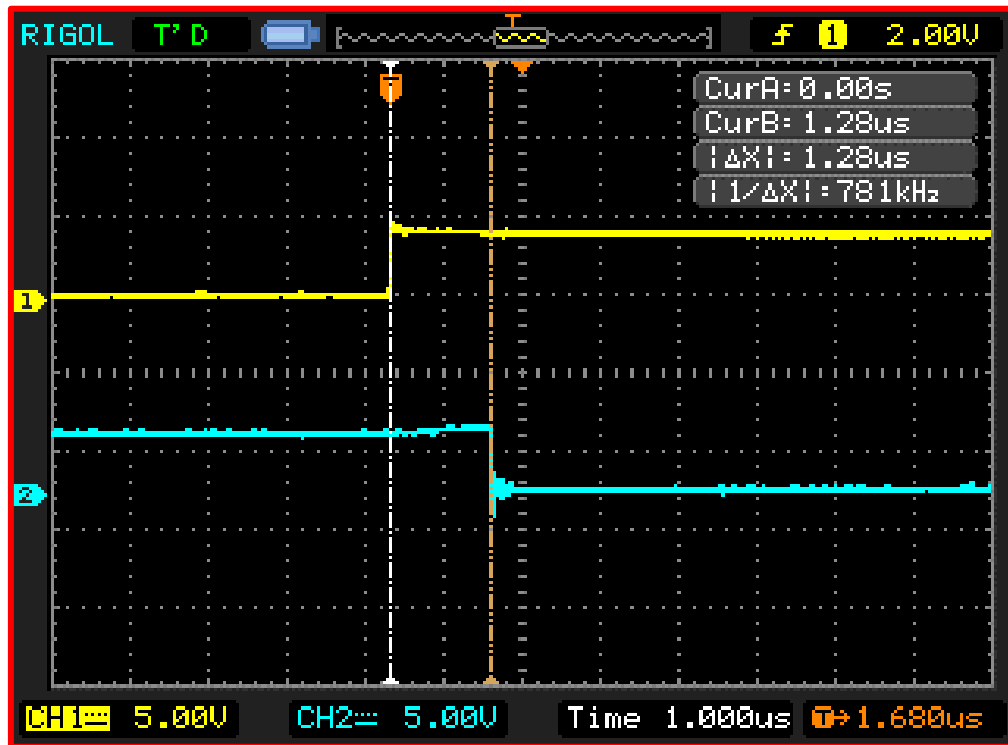


Figura 95. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 96 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

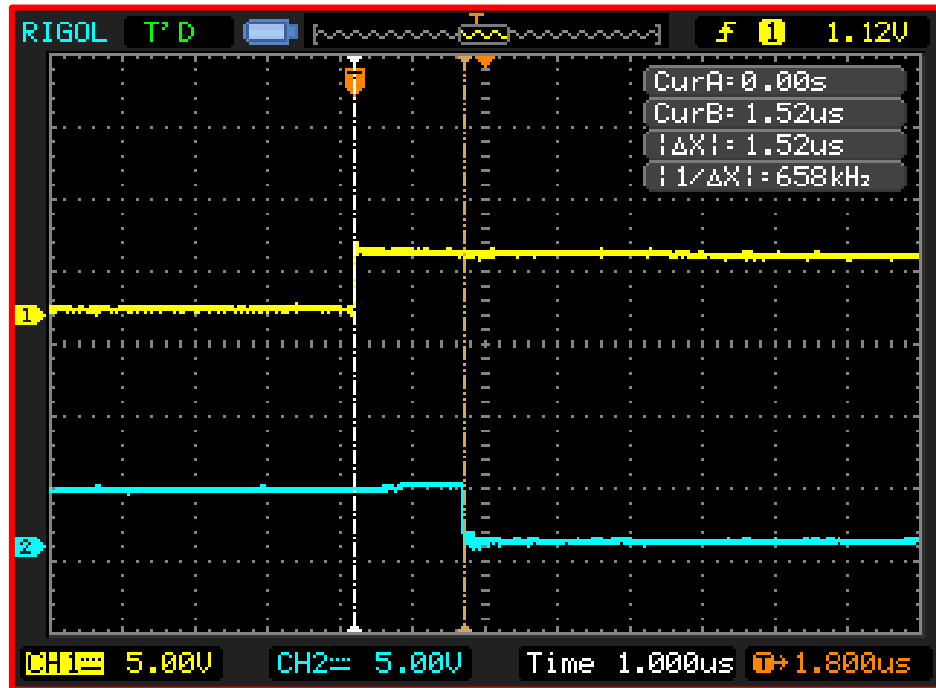


Figura 96. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 97 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

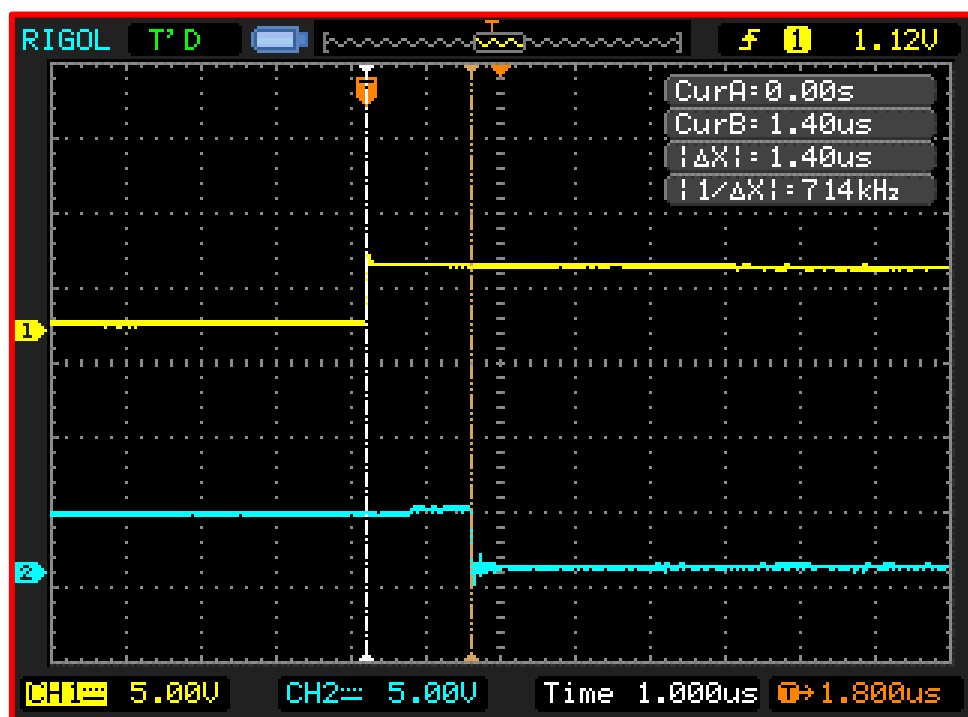


Figura 97. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 98 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

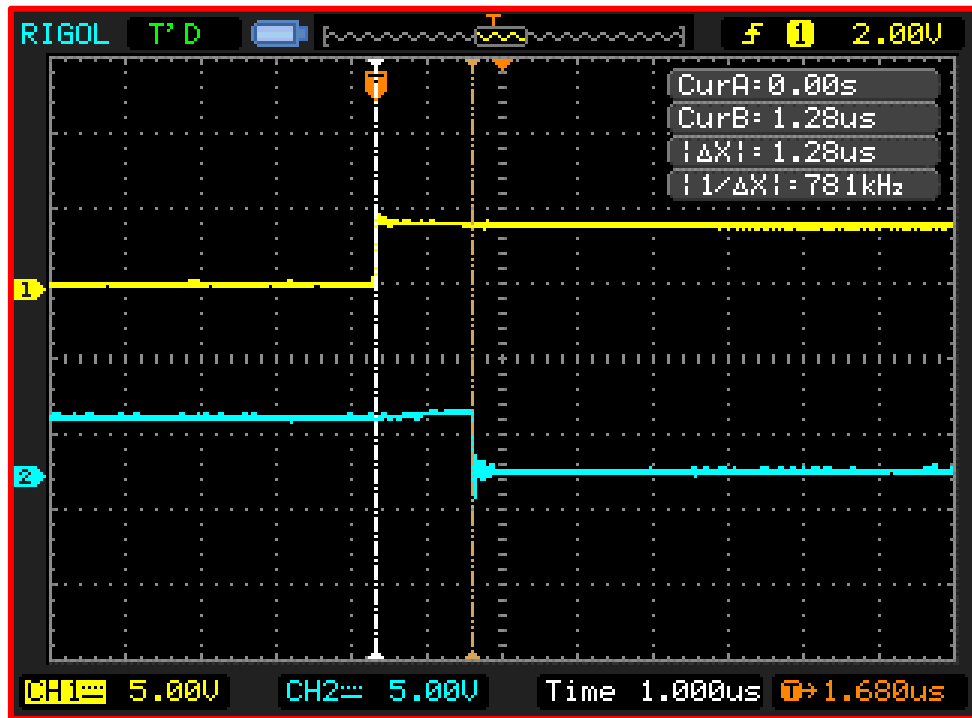


Figura 98. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

En la tabla 12 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos teóricos, reales y los obtenidos en simulación.

Valor de cuenta	Rama	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto simulación (ns)	Tiempo muerto teórico (ns)
0001	A	1520	1505	1500
	B			
	C			
0010	A	1400	1402	1400
	B			
	C			
0011	A	1280	1307	1300
	B			
	C			

Tabla 12. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 1).

En la tabla 13 se muestra el error existente en los tiempos muertos obtenidos en simulación y el en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos.

Valor de cuenta	Rama	Error en simulación (%)	Error en el montaje real (%)
0001	A	0,33	1,33
	B		
	C		
0010	A	0,14	0
	B		
	C		
0011	A	0,54	0,98
	B		
	C		

Tabla 13. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos (equipo 1).

6.3.5. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “Amplificadores IGBTs”.

En este apartado se verifica que las señales de control adaptadas para hacer funcionar a los IGBTs en conmutación cumplen con el tiempo muerto de seguridad.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 99 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

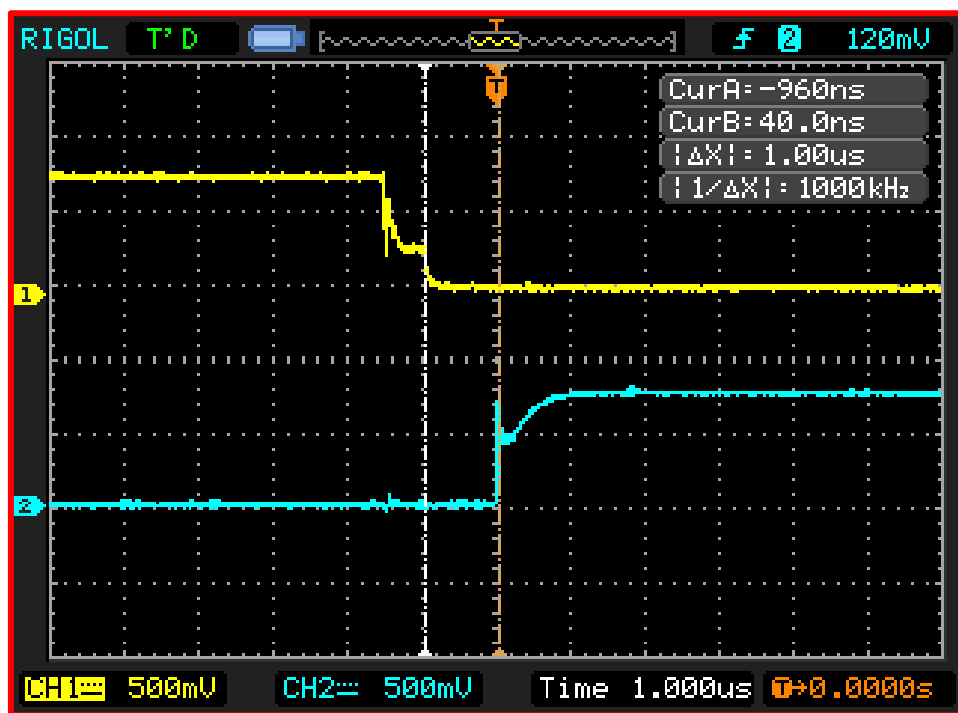


Figura 99. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 100 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

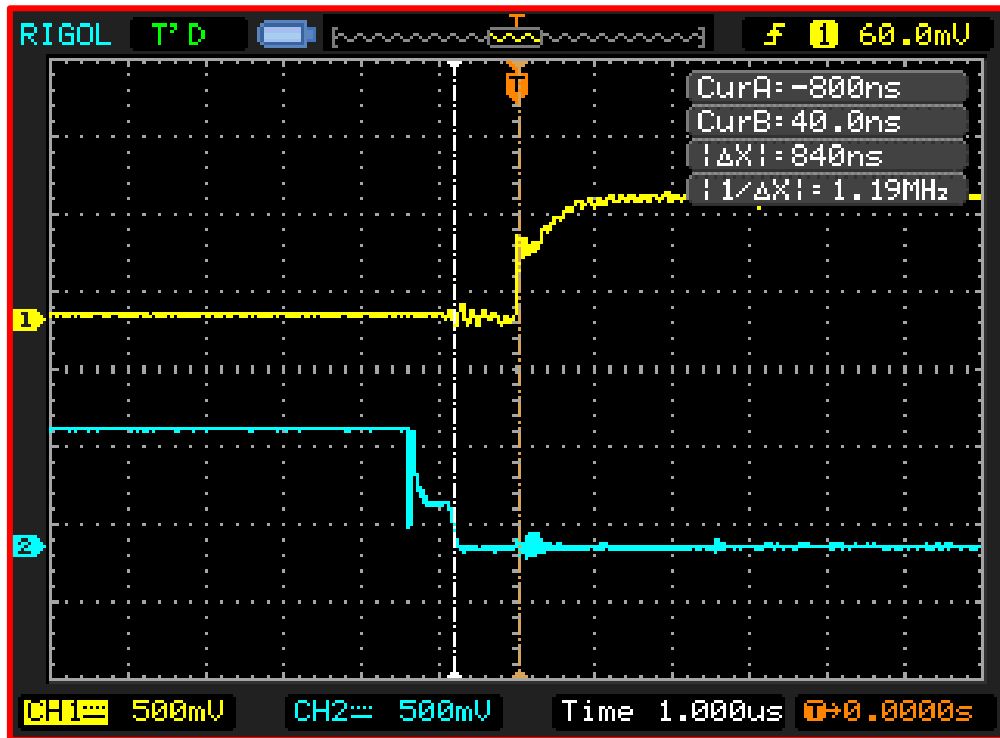


Figura 100. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 101 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

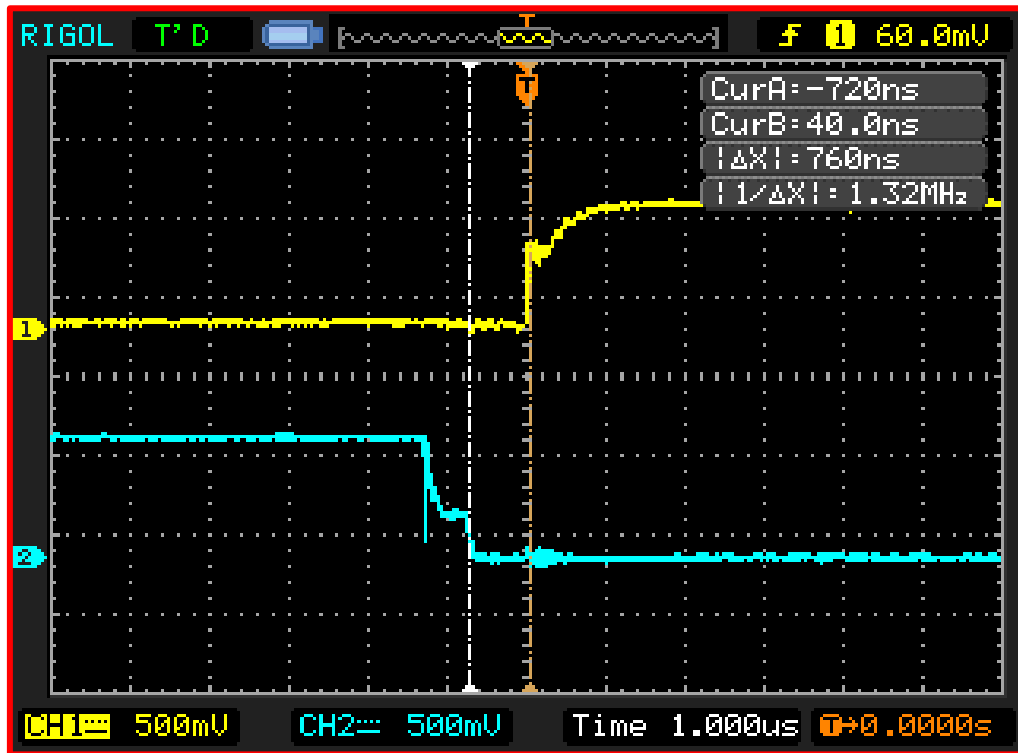


Figura 101. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 102 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

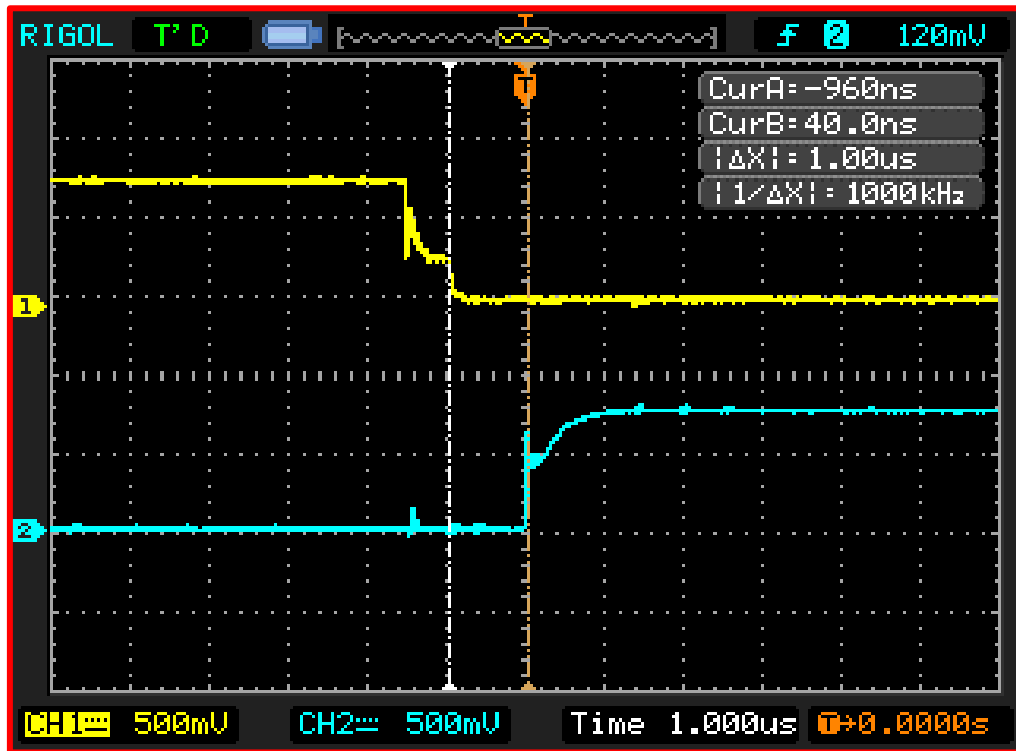


Figura 102. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 103 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

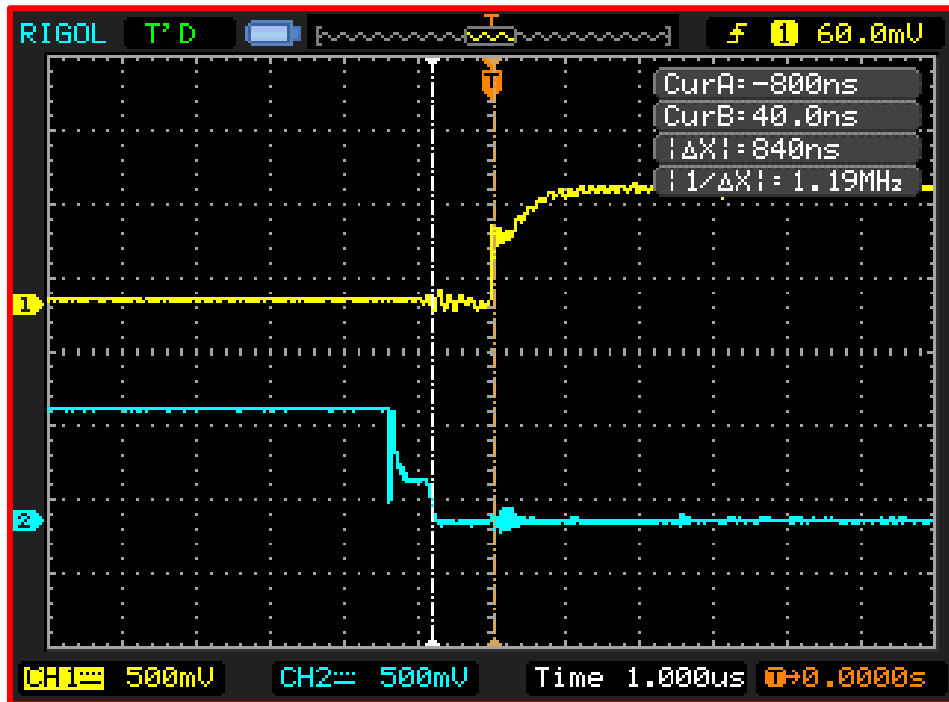


Figura 103. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 104 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

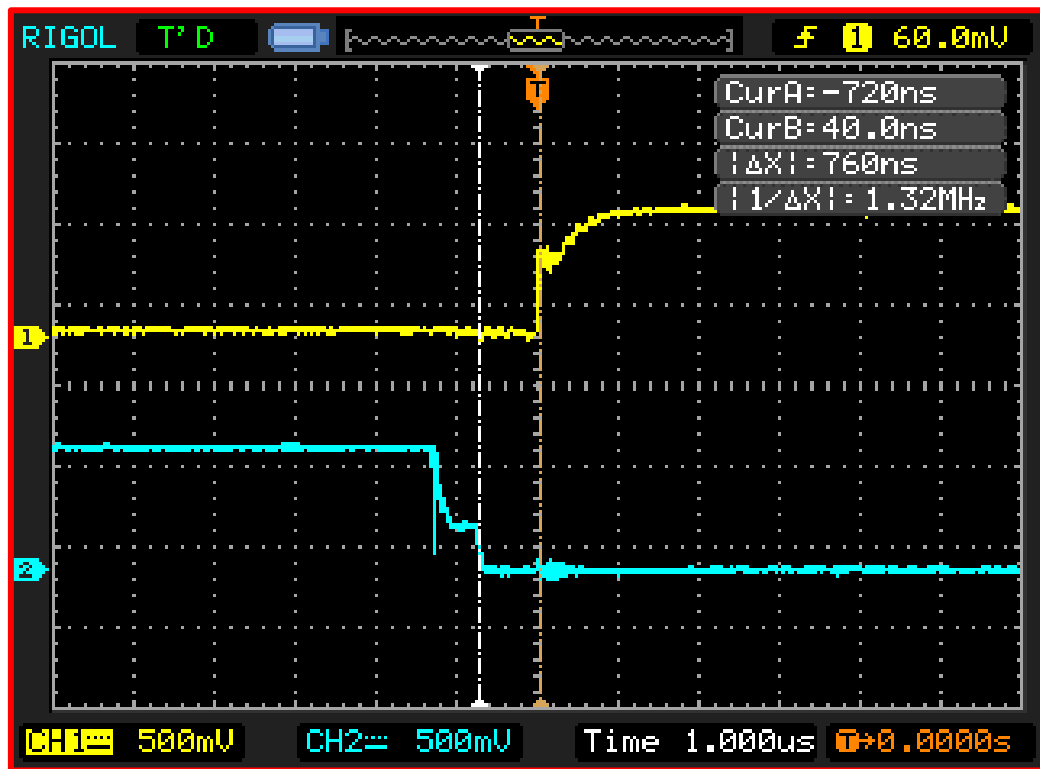


Figura 104. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 105 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

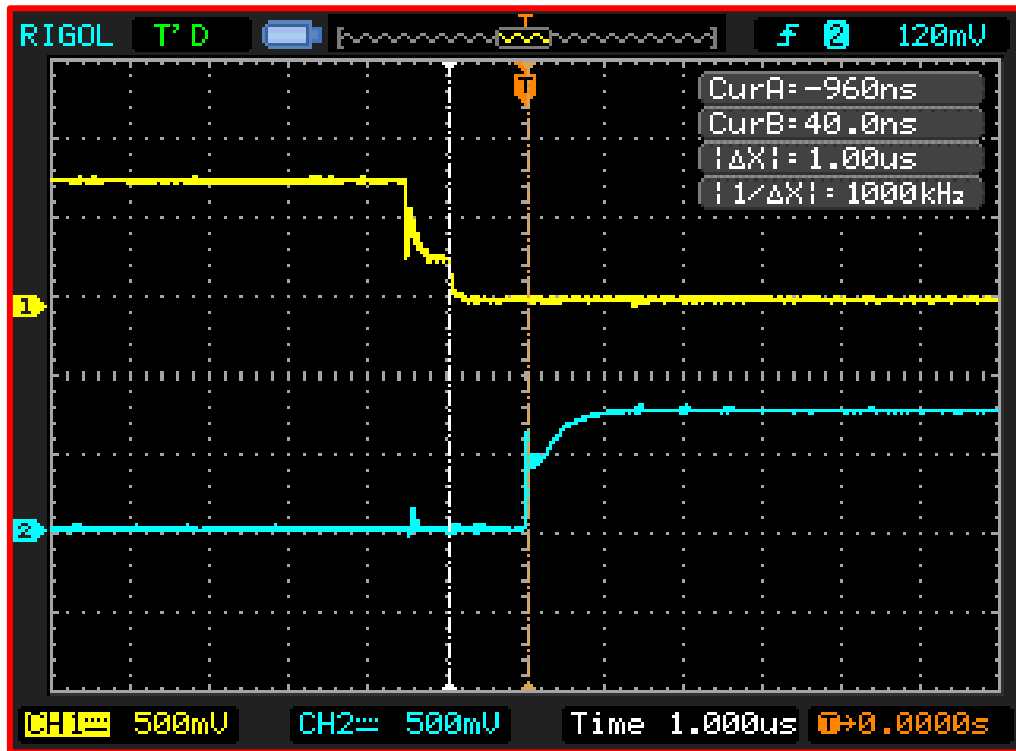


Figura 105. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 106 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

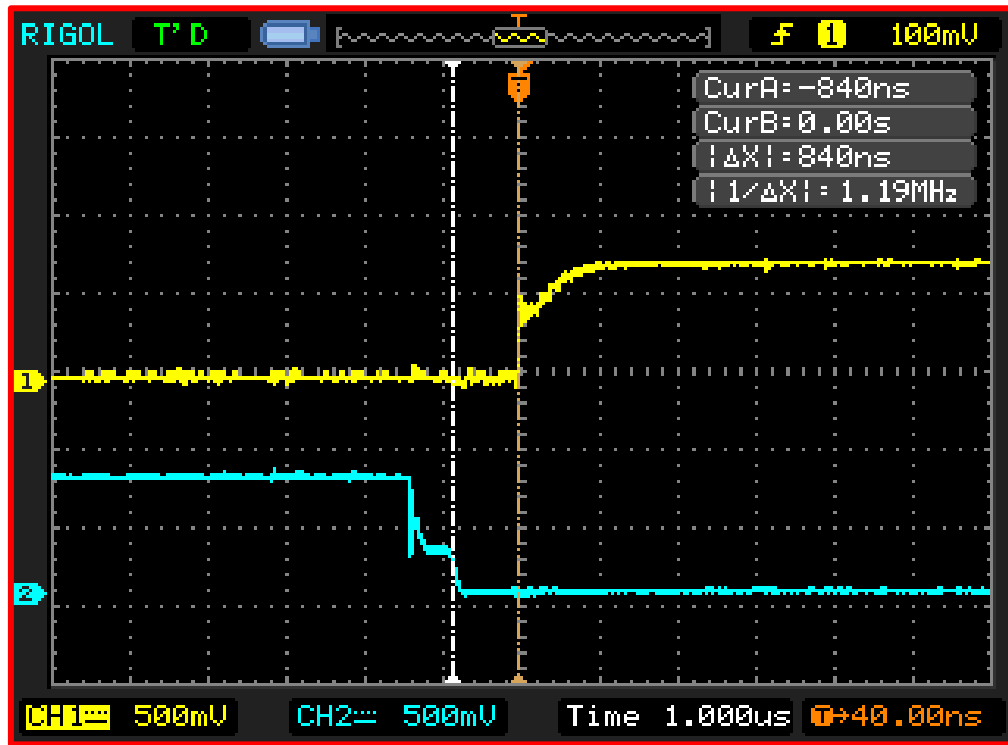


Figura 106. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 107 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

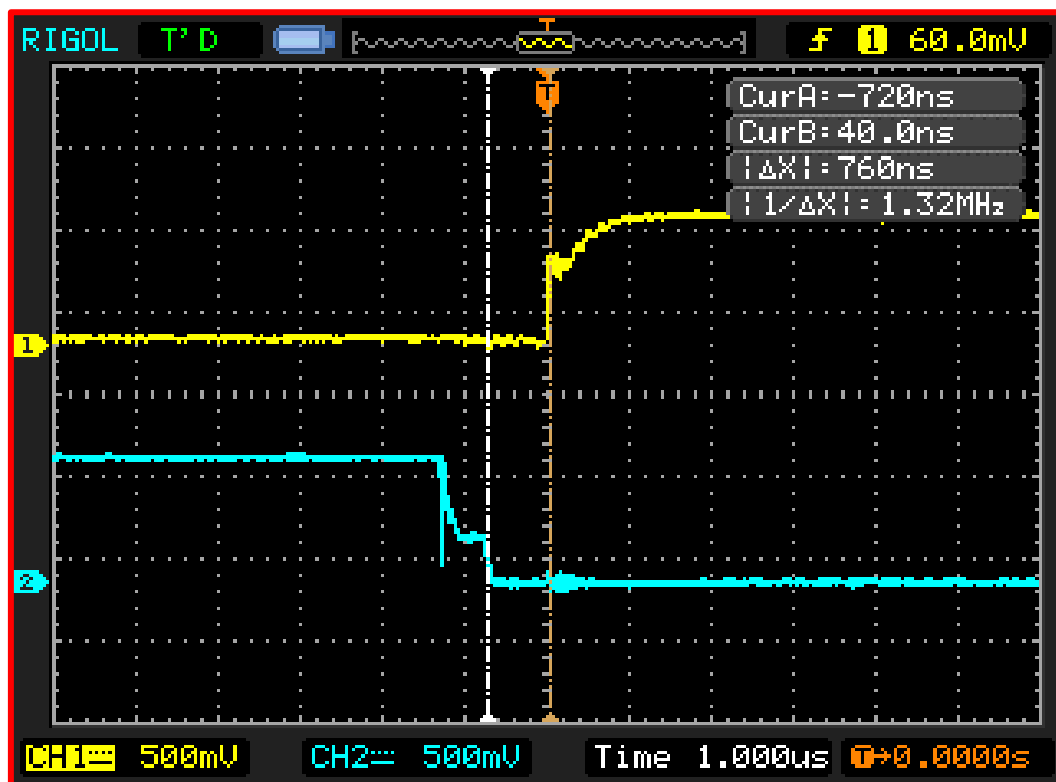


Figura 107. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 1).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

En la tabla 14 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y los obtenidos en el equipo.

Valor de cuenta	Señales	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto en simulación (ns)
0001	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	1000	1667
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0010	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	840	1572
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0011	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	760	1458
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		

Tabla 14. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Amplificadores IGBT” (equipo 1).

De la información de la tabla 14 se concluye que hay una gran diferencia entre lo obtenido en simulación y en el montaje real, por lo que la simulación puede ser una buena opción para ver la evolución de la forma de las señales, pero no para estimar los tiempos muertos.

Por otro lado, en la tabla 15 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos reales de ambas circuiterías de control.

Valor de cuenta	Ramas	Tiempo muerto en la circuitería adaptadora de tensiones	Tiempo muerto en la circuitería generadora de tiempos muertos
0001	A	1000	1500
	B		
	C		
0010	A	840	1400
	B		
	C		
0011	A	760	1280
	B		
	C		

Tabla 15. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales reales de ambas circuiterías de control (equipo 1).

6.3.6. Verificación de funcionamiento del inversor monofásico.

En este apartado se comprueban las tensiones entre las salidas U-V y V-W y la corriente que circula por ellas.

En las siguientes figuras se muestran capturas de pantalla del osciloscopio donde se muestran las tensiones entre las salidas, así como la corriente que circula por la carga.

Las tensiones tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades también tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión V_{UV} .

En la figura 108 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{UV} .

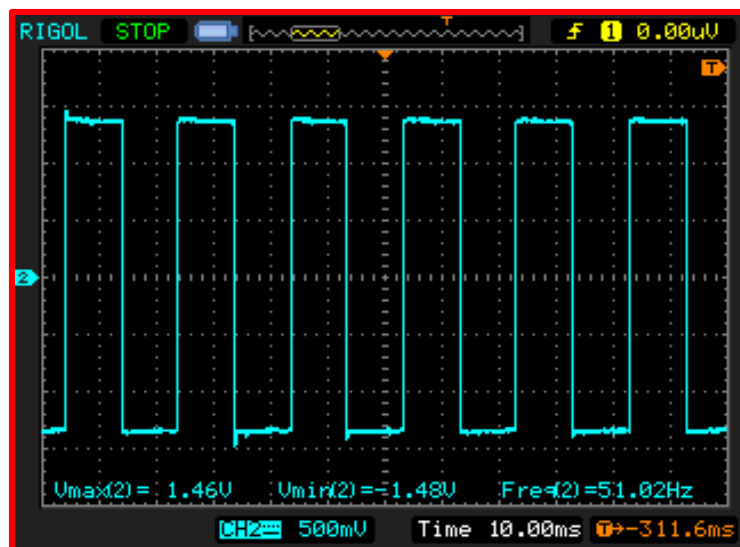


Figura 108. Tensión V_{UV} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz. Dicha frecuencia difiere ligeramente de los 50 Hz, consecuencia de que la pantalla que muestra la frecuencia en el generador de funciones y la frecuencia real de la señal generada son ligeramente diferentes.

La tensión máxima obtenida es de 1,46 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 29,20 V.

La tensión mínima obtenida es de -1,48 V, que resulta en una tensión real mínima de -30 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

Por otro lado, la figura 109 muestra que la señal presenta una tensión eficaz de 1,36 V y una tensión pico a pico de 2,94 V, luego a la tensión eficaz real es de 26,80 V y la tensión de pico a pico es de 58,80 V

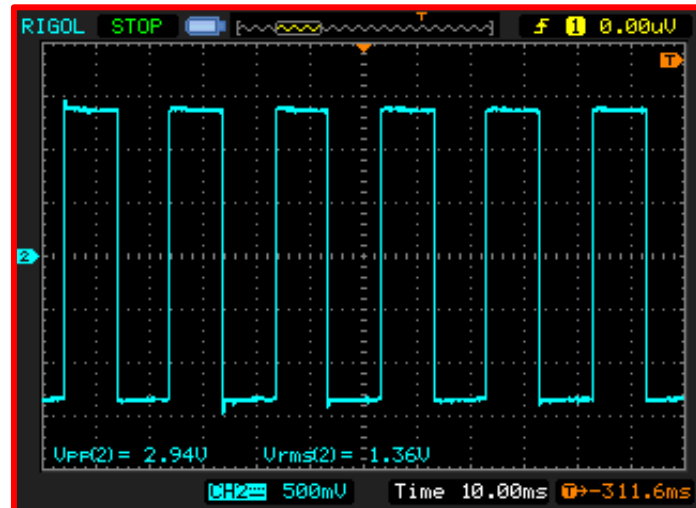


Figura 109. Tensión V_{UV} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Intensidad I_{UV} .

En la figura 110 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

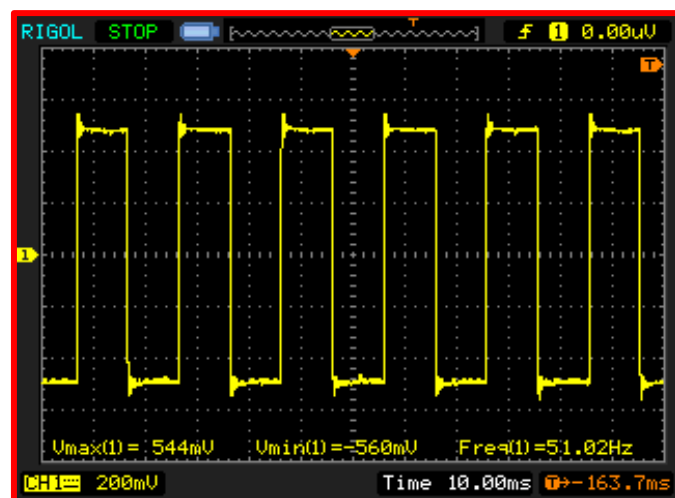


Figura 110. Intensidad I_{UV} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

En la figura 110 se aprecia que la señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz. La señal tiene una amplitud máxima de 544 mV y una amplitud mínima de -560 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ se obtiene que la intensidad tiene un valor máximo de 5,44 A y un valor mínimo de -5,60 A.

Por otro lado, de la figura 111 se concluye que la señal tiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 4,89$ A y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 11$ A.

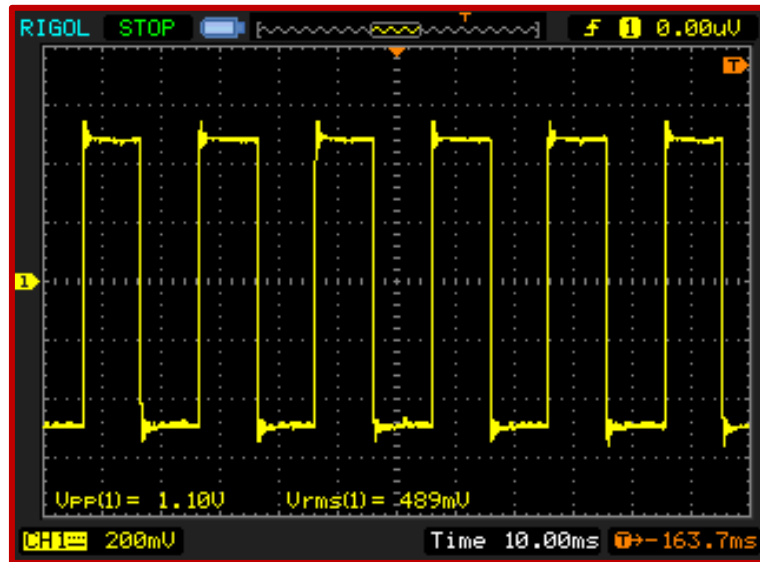


Figura 111. Intensidad I_{UV} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la información obtenida de estas capturas se concluye que las ramas A y B del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{UV} está conmutando entre 29,20 V y -29,60 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.
- La corriente que circula por la carga está conmutando entre 5,44 A y -5,6 A con una frecuencia en torno a los 50 Hz, valores muy próximos a los 5,45 A y -5,45 A de intensidad máxima y mínima teórica calculada en el capítulo 2.

Tensión V_{vw} .

En la figura 112 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{vw} .

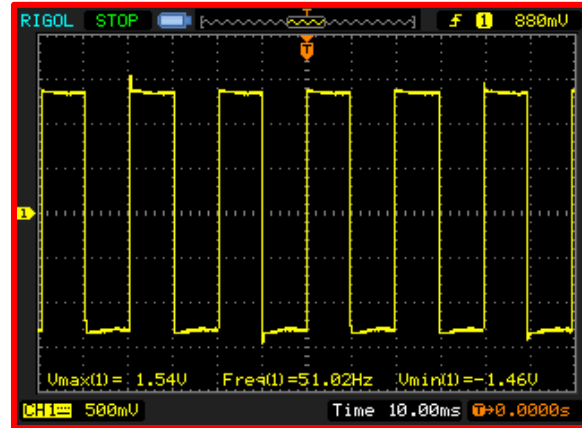


Figura 112. Tensión V_{vw} equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz.

La tensión máxima es de +1,54 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de +30,80 V.

La tensión mínima es de -1,46 V, luego eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real mínima de -29,20 V.

Por otro lado, de la figura 113 se determina que la señal una tensión eficaz de 26,80 V y una tensión pico a pico de 60 V.

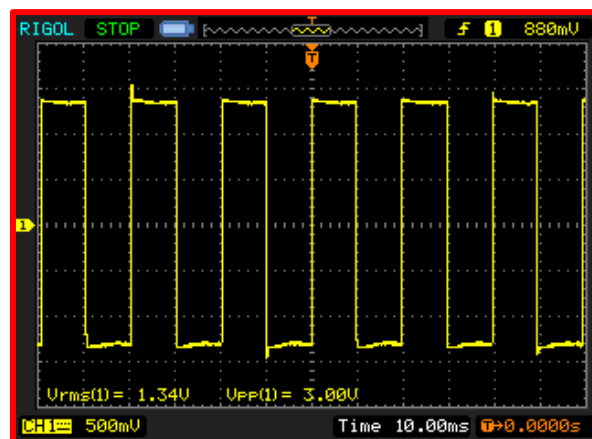


Figura 113. Tensión V_{vw} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Intensidad I_{VW} .

En la figura 114 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

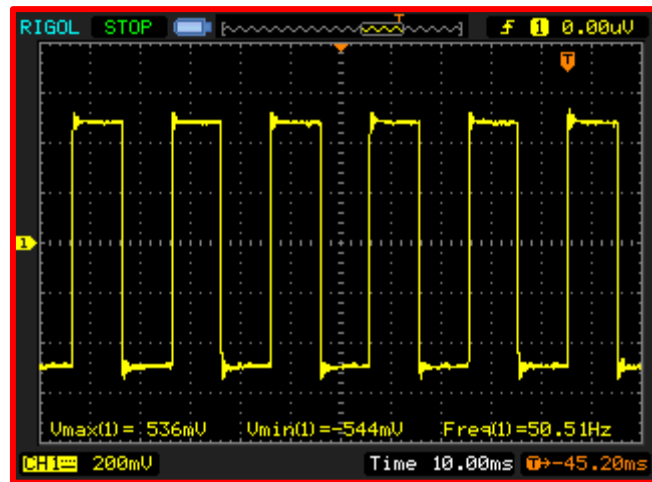


Figura 114. Intensidad I_{VW} equipo 1 (parámetros: $V_{\text{máx}}$, $V_{\text{mín}}$ y frecuencia).

En la figura 114 se aprecia que la señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz. La señal tiene una amplitud máxima de 536 mV y una amplitud mínima de -544 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ se obtiene que la señal tiene un valor máximo de 5,36 A y un valor mínimo de -5,44 A.

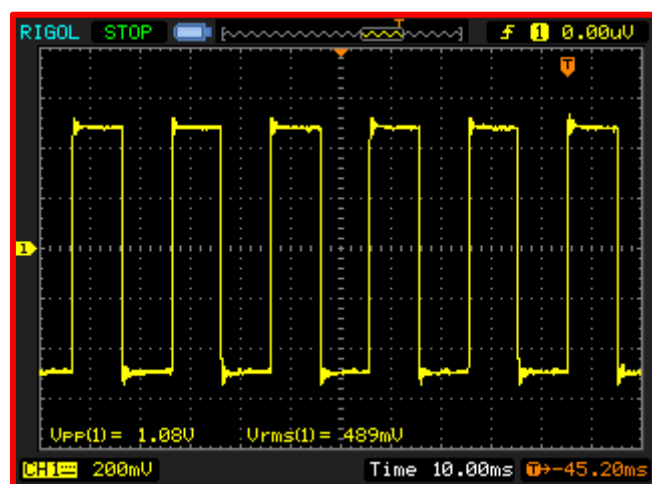


Figura 115. Intensidad I_{VW} equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Por otro lado, realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ en los parámetros de la figura 115 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 4,89 A$ y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 10,80 A$.

De la información obtenida de estas medidas se concluye que las ramas B y C del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{vw} está conmutando entre 30,8 V y -29,60 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.
- La corriente que circula por la carga conmuta entre + 5,36 A y -5,44 A con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores muy próximos a los 5,45 A y -5,45 A de intensidad máxima y mínima teórica calculada en el capítulo 2.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en configuración de puente completo es correcto, quedando resumido los parámetros de esta configuración en las tablas 16 y 17.

Tensión	Tensión Máxima (V)	Tensión Mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Tensión eficaz (V)
V_{uv}	29,20	-29,6	51,02	58,80	26,80
V_{vw}	30,80	-29,2	51,02	60	26,80

Tabla 16. Comparativa entre las tensiones de línea del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Intensidad	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I_{uv}	5,44	-5,60	51,02	11	4,93
I_{vw}	5,36	-5,44	50,51	10,80	4,89

Tabla 17. Comparativa entre las intensidades de línea del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} .

En las figuras 116 y 117 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones V_{UV} y V_{VW} .

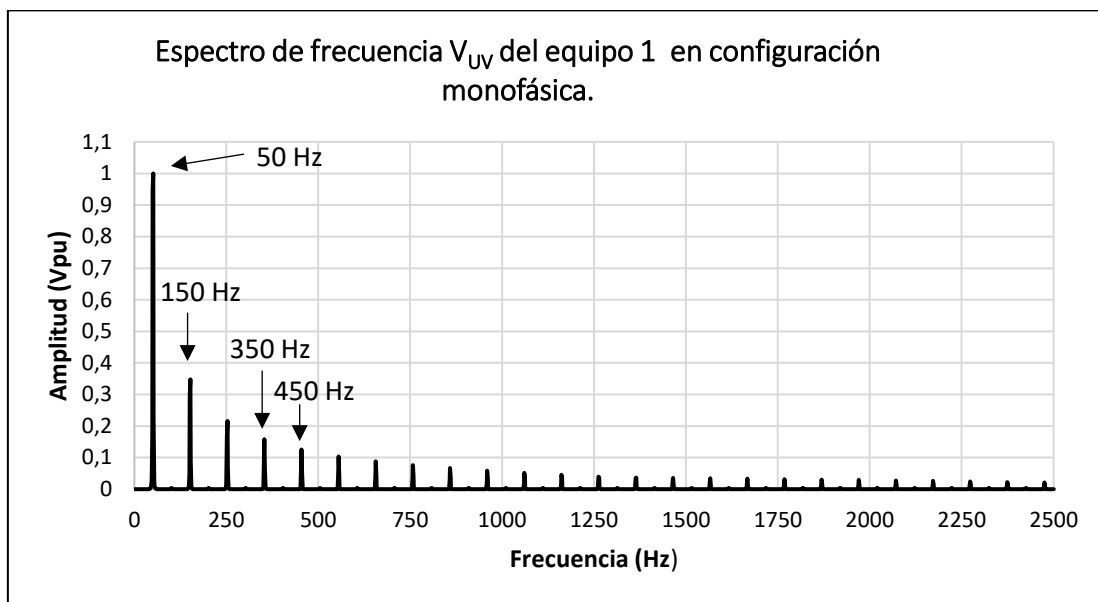


Figura 116. Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

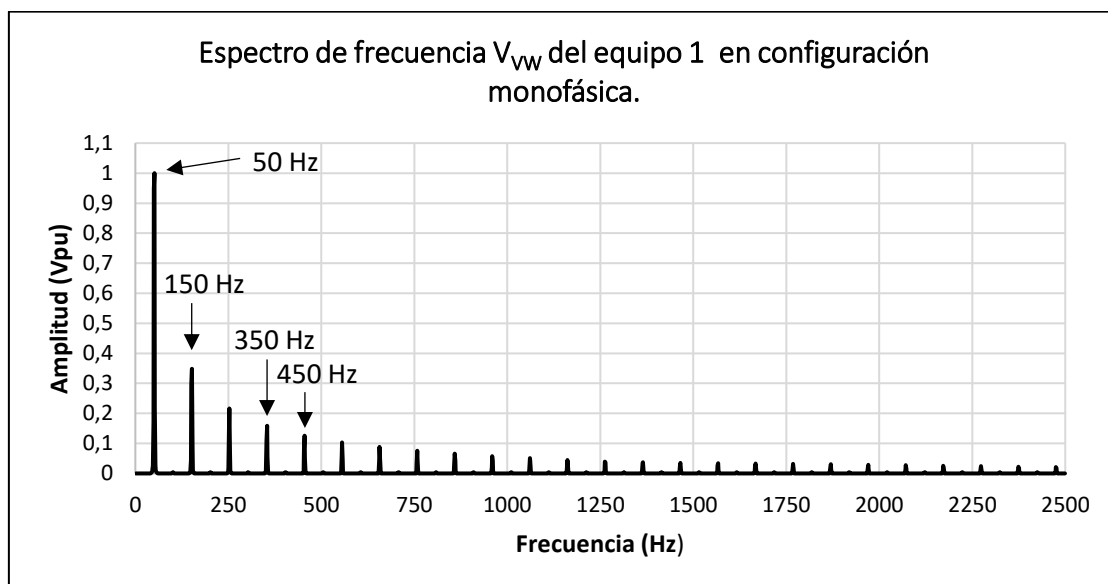


Figura 117. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 118 y 119 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

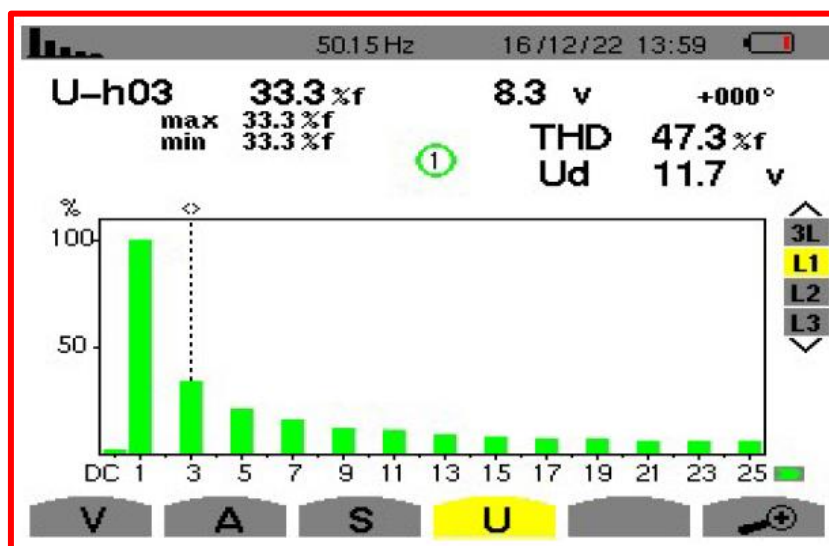


Figura 118. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

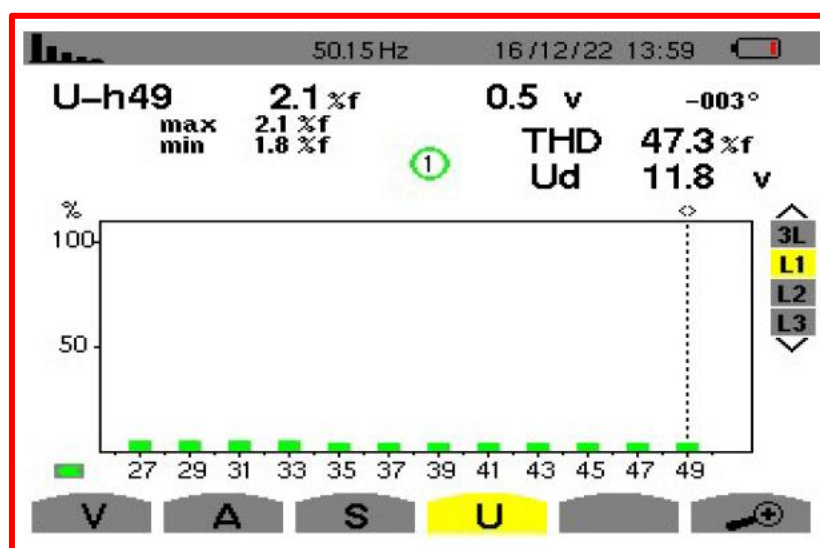


Figura 119. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 120 y 121 muestran el espectro de frecuencia de la tensión V_{vw} junto al THD obtenido.

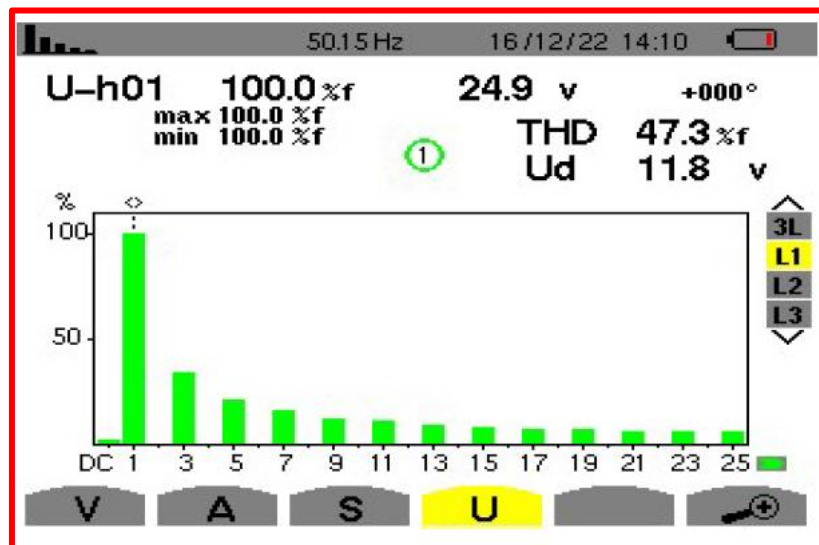


Figura 120. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{vw} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

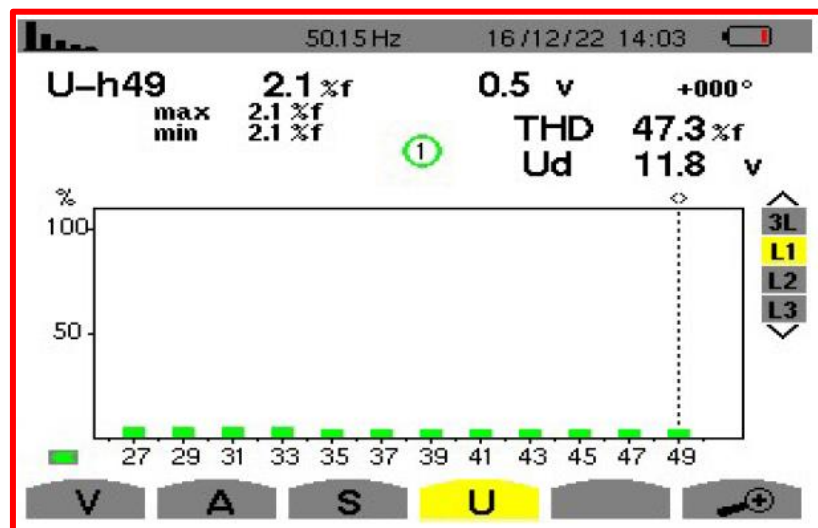


Figura 121. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{vw} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las tensiones V_{UV} y V_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 18 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	45,52 %	47,30 %	48,34 %
V_{VW}	45,34 %	47,30 %	48,34 %

Tabla 18. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida I_{UV} y I_{VW} .

En las figuras 122 y 123 se muestran los espectros de frecuencia de las intensidades I_{UV} y I_{VW} .

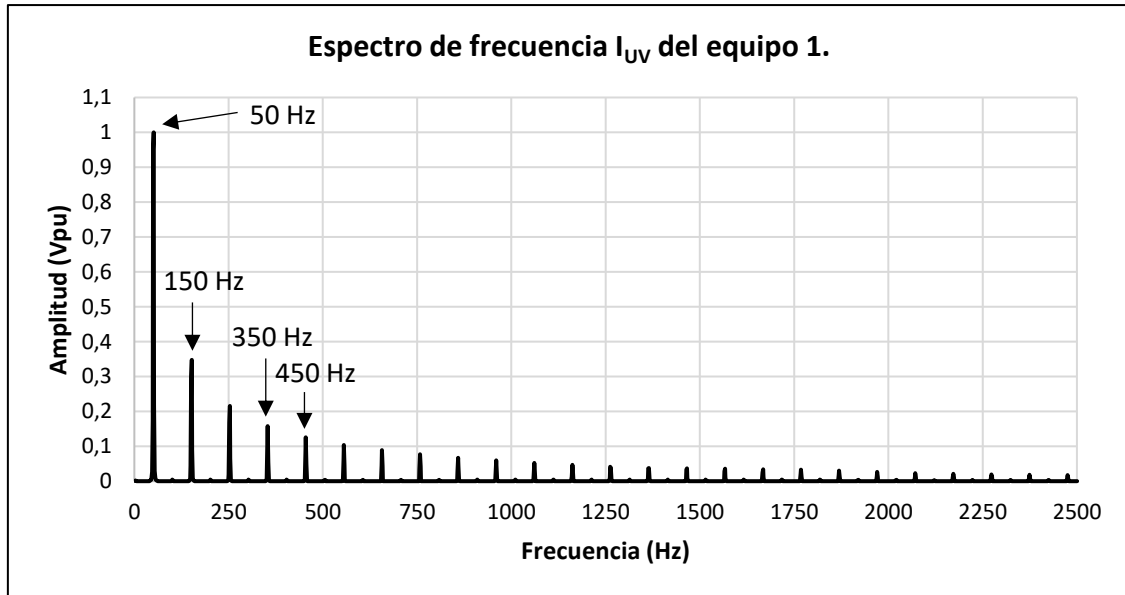


Figura 122. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

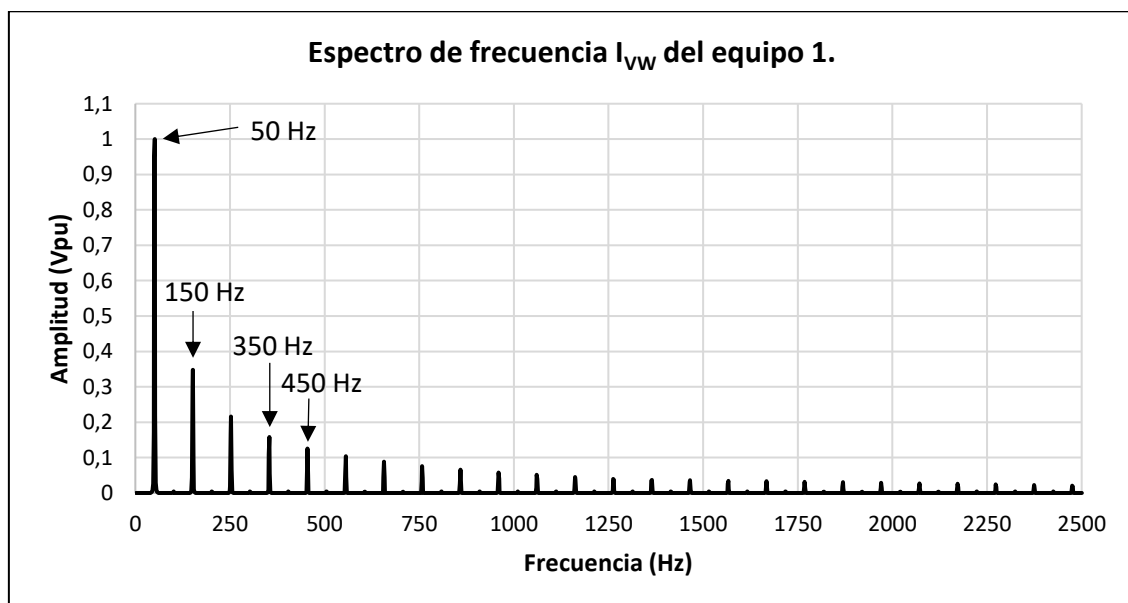


Figura 123. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las intensidades de salida I_{UV} y I_{W} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 124 y 125 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad I_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

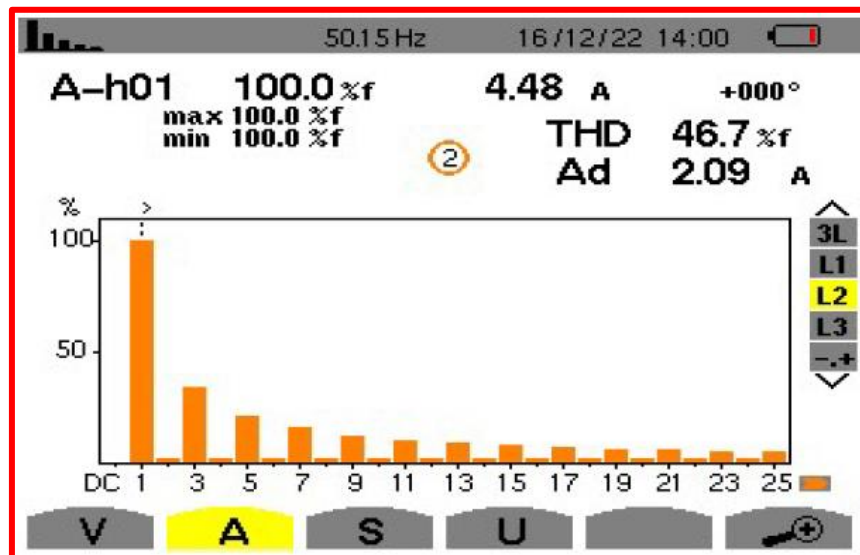


Figura 124. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

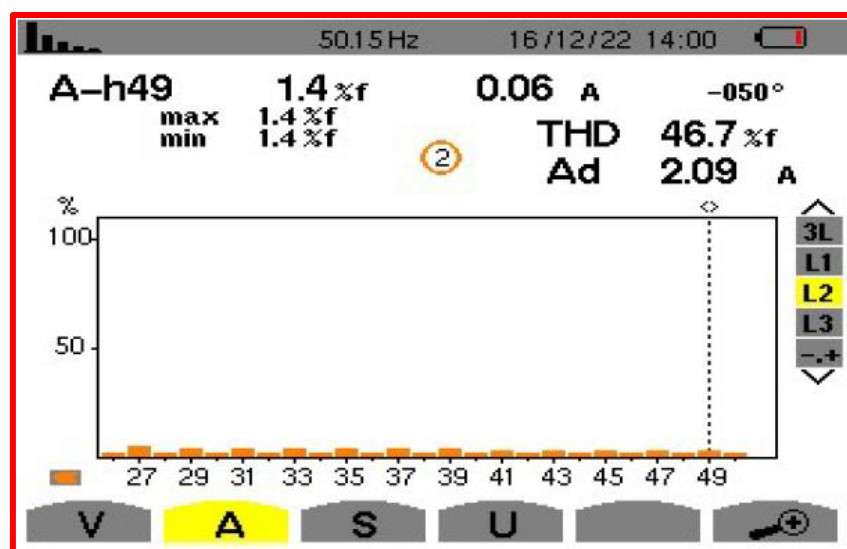


Figura 125. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 126 y 127 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad I_{vw} junto al THD obtenido.

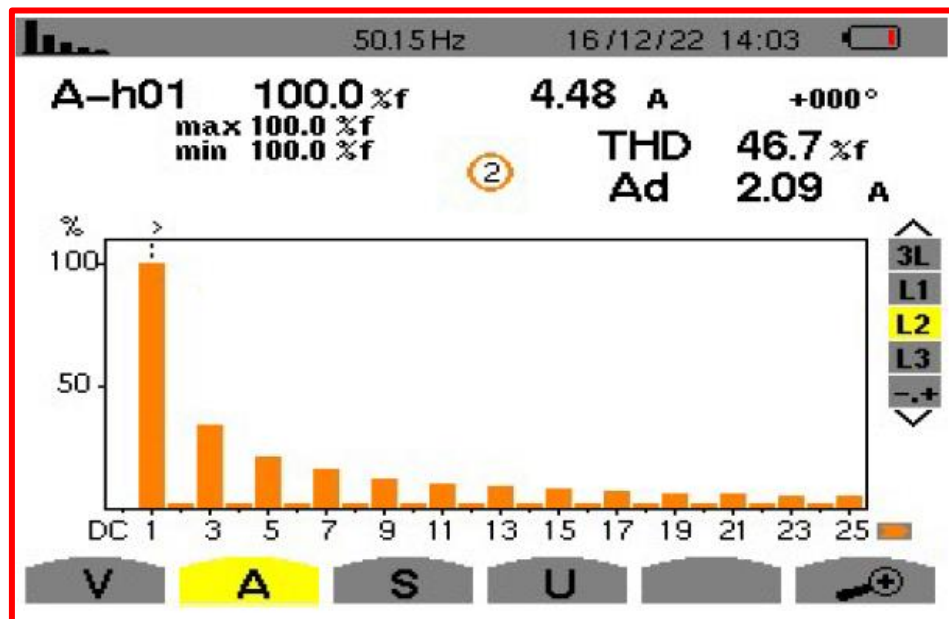


Figura 126. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{vw} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

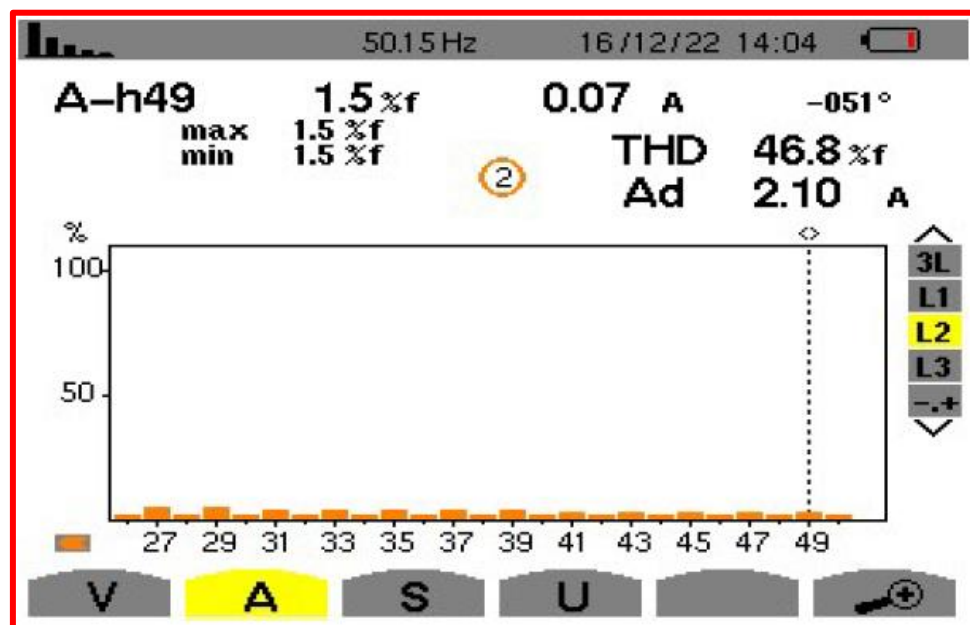


Figura 127. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{vw} del equipo 1. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las intensidades I_{UV} y I_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 19 realiza una comparativa entre el THD (%) real obtenido mediante los dos procedimientos y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UV}	44,96 %	46,70 %	48,34 %
I_{VW}	45,34 %	46,70 %	48,34 %

Tabla 19. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.3.7. Verificación de funcionamiento del inversor trifásico.

En este apartado se verifica el funcionamiento del equipo 1 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

Para verificar el funcionamiento de este equipo se analizan las diferentes capturas de pantalla del osciloscopio, donde se muestran las diferentes tensiones de línea, las tensiones de fase y las intensidades de fase, así como los espectros de frecuencia de estas señales.

Las tensiones de línea y de fase tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades de fase tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión de línea V_{UV} .

En las figuras 128 y 129 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UV} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz, lo cual coincide con la frecuencia del generador trifásico digital que genera las señales de control para los IGBTs.

Con el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión máxima de 1,44 V, lo que implica que el valor real de tensión máxima medido es de 28,80 V.

Al mismo tiempo, la tensión mínima es de -1,52 V, lo que conlleva que el valor mínimo de tensión real es de -30,40 V.

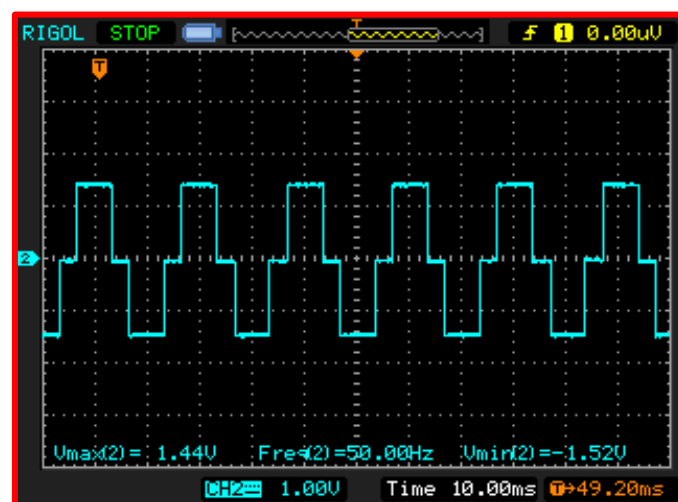


Figura 128. Tensión de línea V_{UV} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

De la figura 129 se concluye que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, el valor real de la tensión eficaz es $V_{rms} = 23,4 \text{ V}$ y el de la tensión pico a pico es $V_{pp} = 59,2 \text{ V}$.

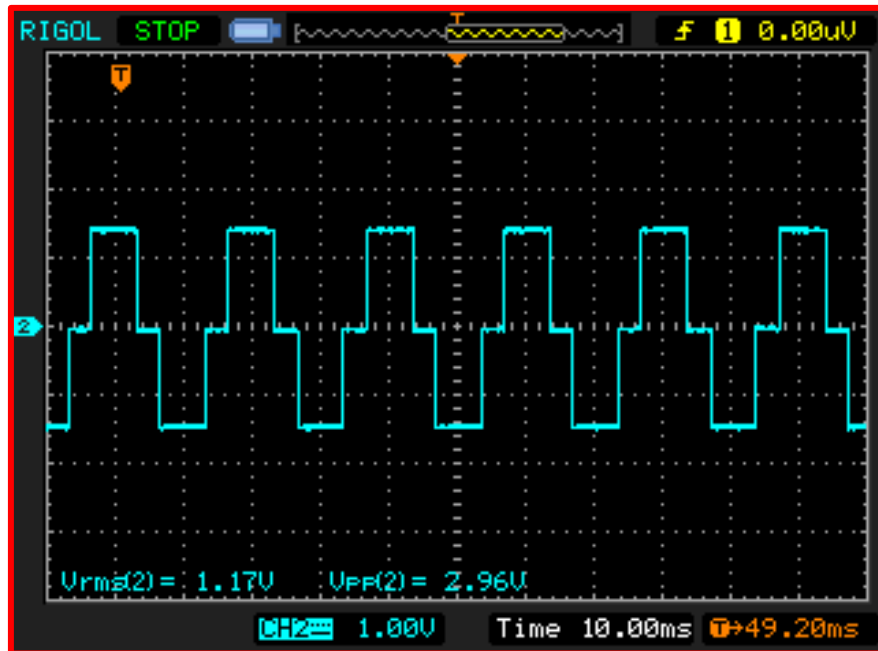


Figura 129. Tensión de línea V_{UV} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a $0V$, corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Tensión de línea V_{vw} .

En las figuras 130 y 131 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{vw} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz .

Con el factor de reducción que introduce la sonda el valor máximo de la señal es $1,48 \text{ V}$, lo que implica que el valor real de tensión máxima medido es de $29,60 \text{ V}$.

Al mismo tiempo, la tensión mínima es de $-1,52 \text{ V}$, lo que conlleva que la tensión mínima real es de $-30,40 \text{ V}$.

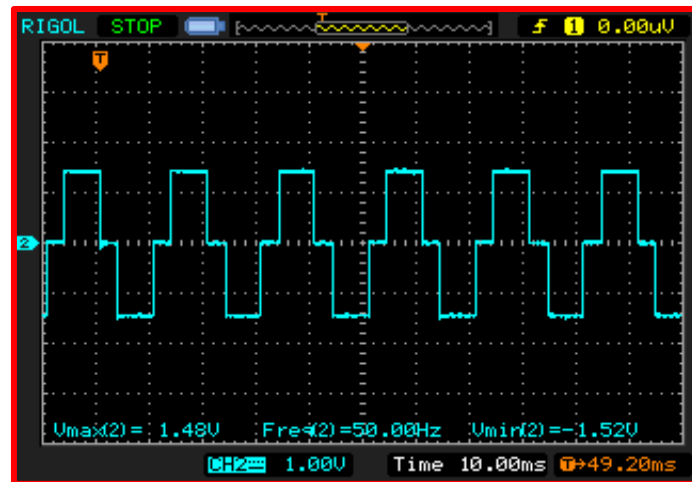


Figura 130. Tensión de línea V_{vw} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De la figura 131 se concluye que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, el valor real de la tensión eficaz es $V_{\text{rms}} = 23,40 \text{ V}$ y el de la tensión pico a pico es $V_{\text{pp}} = 60 \text{ V}$.

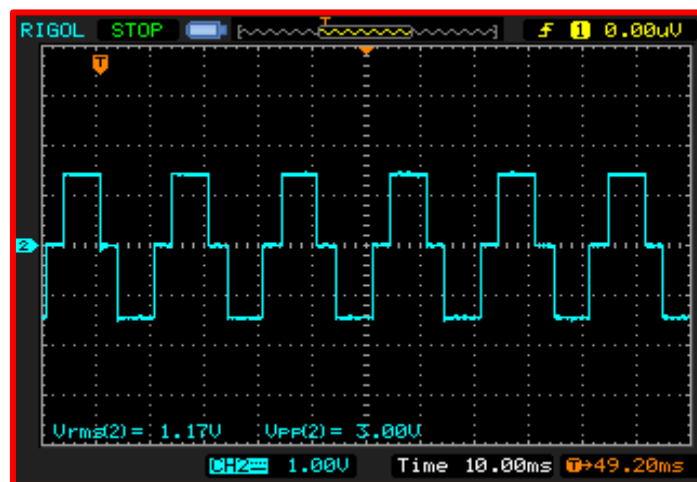


Figura 131. Tensión de línea V_{vw} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Al igual que para la tensión de línea V_{uv} , se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{\text{dc}}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{\text{dc}}$ y los 120° restantes está a 0V , corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Tensión de línea V_{UW} .

En las figuras 132 y 133 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UW} y sus parámetros característicos.

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

Con el factor de reducción aplicado por la sonda el valor máximo de la señal es 1,56 V, lo que implica que el valor real de tensión medido es de 31,2 V.

El valor mínimo de la señal es -1,40 V, lo que conlleva que la tensión mínima real es de -28 V.

Eliminado el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene un valor real de la tensión eficaz $V_{rms} = 23,40$ V y una tensión pico a pico $V_{pp} = 57,60$ V.

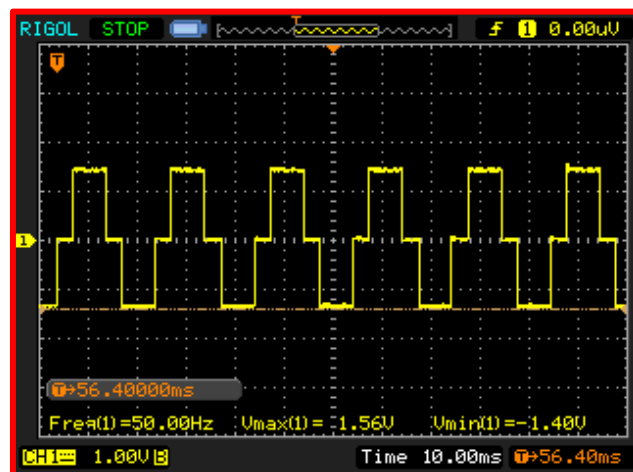


Figura 132. Tensión de línea V_{UW} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

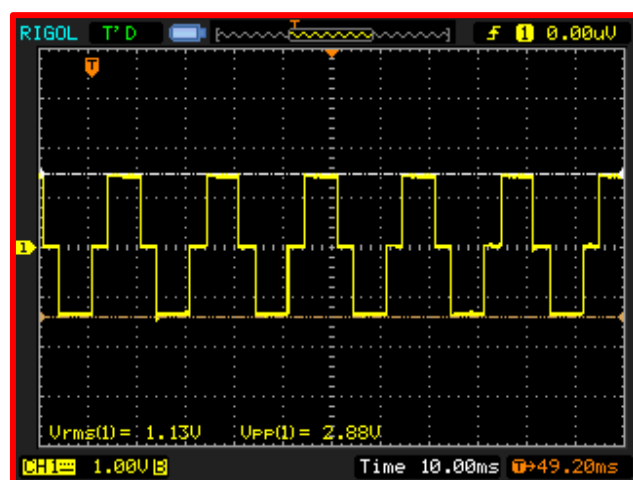


Figura 133. Tensión de línea V_{UW} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Al igual que para el resto de las tensiones de línea, se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a $0V$, corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Desfase entre las tensiones de línea.

En las figuras 134 y 135 se muestra el desfase existente entre las tensiones de línea $V_{UV}-V_{VW}$ y $V_{UV}-V_{WU}$, respectivamente.

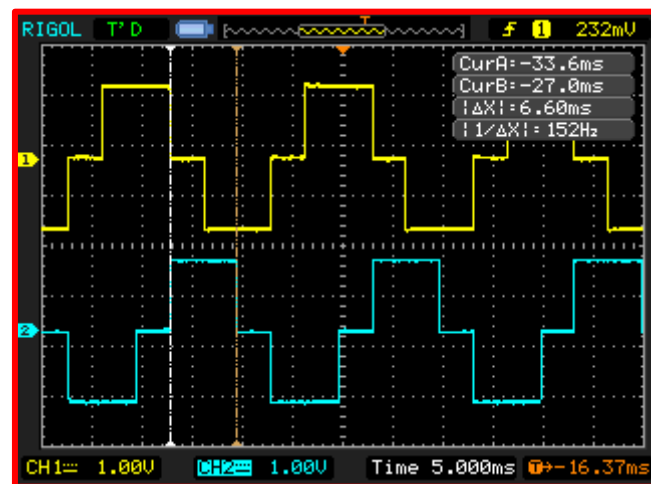


Figura 134. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 1).

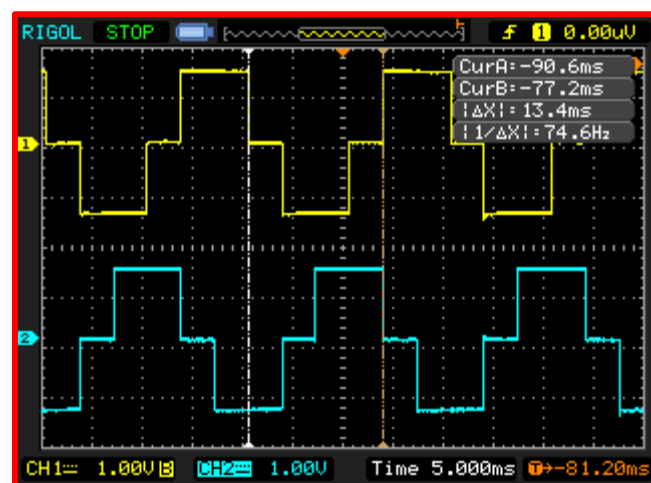


Figura 135. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 1).

Se aprecia que existe un desfase de 6,60 ms entre las líneas V_{UV} - V_{VW} , que equivale a un desfase de 118,80 °, mientras que entre las líneas V_{UV} - V_{WU} existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de 241,20° entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en el capítulo 2, obteniéndose voltajes trifásicos equilibrados.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el montaje real se debe a que las señales reales que genera el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

En la tabla 20 quedan resumidos los parámetros de las tensiones de línea de este equipo.

Tensión de línea	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Tensión eficaz (V)
V_{UV}	28,80	-30,40	50	59,20	23,40
V_{VW}	29,60	-30,40	50	60	23,40
V_{UW}	31,20	-28	50	57,60	22,60

Tabla 20. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 1).

Se puede apreciar que existen ligeras variaciones entre los parámetros de las diferentes tensiones de línea. Esto se debe a la información que obtiene el osciloscopio varía según el momento en el que se realiza la captura de pantalla, ya que las señales presentan pequeñas ondulaciones en los valores máximos, mínimos y cuando están a 0V.

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 30 V y -30 V calculados teóricamente, mientras que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 24,49 V teóricos, luego los valores de tensión para estas señales son los esperados.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las tensiones de línea es correcto.

Tensión de fase V_{UN} .

En las figuras 136 y 137 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{UN} y sus parámetros característicos.

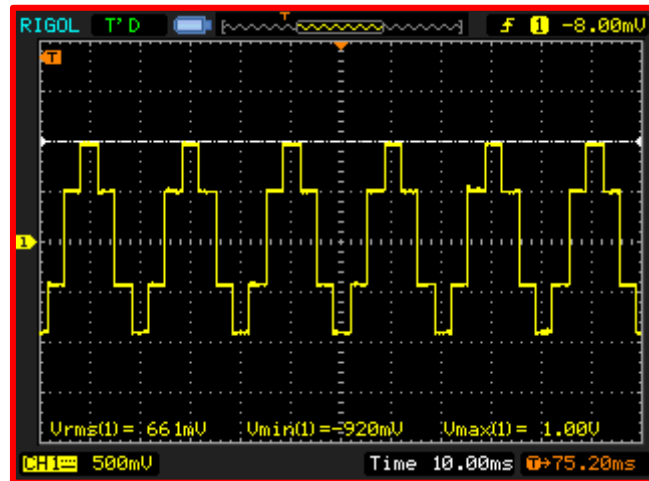


Figura 136. Tensión de fase V_{UN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} , $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

De la figura 136 se aprecia que la tensión máxima medida por la sonda es de 1 V, la tensión mínima medida es de -960 mV y la tensión eficaz es de 661 mV.

Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión máxima de 20 V, una tensión mínima de -18,40 V y tensión eficaz de 23,20 V.

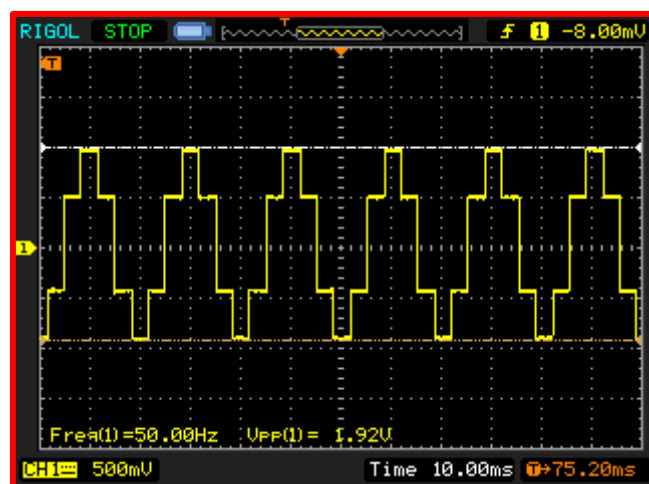


Figura 137. Tensión de fase V_{UN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia y V_{pp}).

De la figura 137 se aprecia que la señal tiene una frecuencia de 50 Hz y una tensión de pico a pico $V_{PP} = 1,92$ V, lo que resulta en una tensión de pico real $V_{PP} = 38,40$ V.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

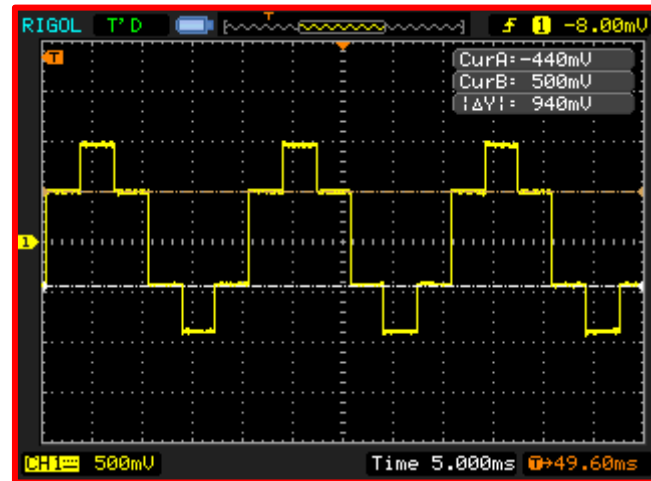


Figura 138. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 1).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV, que eliminando el factor de reducción de la sonda da una tensión real de +10 V y -8,80 V.

La diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

También puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{UN} es correcta.

Tensión de fase V_{VN} .

En las figuras 139 y 140 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{VN} y sus parámetros característicos.

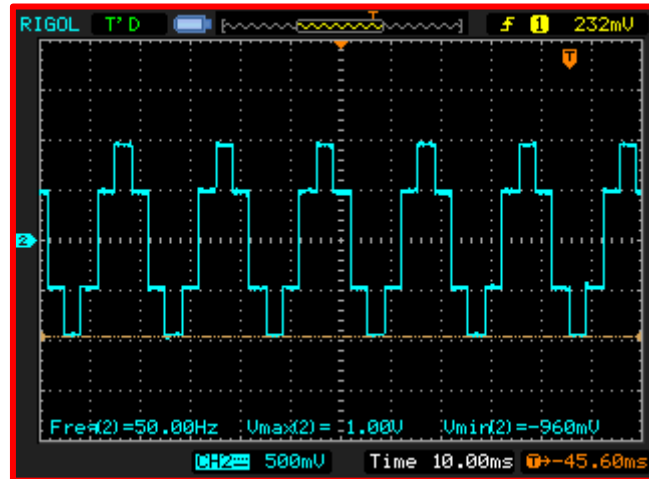


Figura 139. Tensión de fase V_{VN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De la figura 139 se aprecia que la señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

Con el factor de reducción aplicado por la sonda el valor máximo de la señal es 1V, lo que implica que el valor real de tensión máxima es de 20 V.

Al mismo tiempo, el valor mínimo de la señal es -960 mV, lo que conlleva que el valor real de tensión mínima es de -19,2 V.

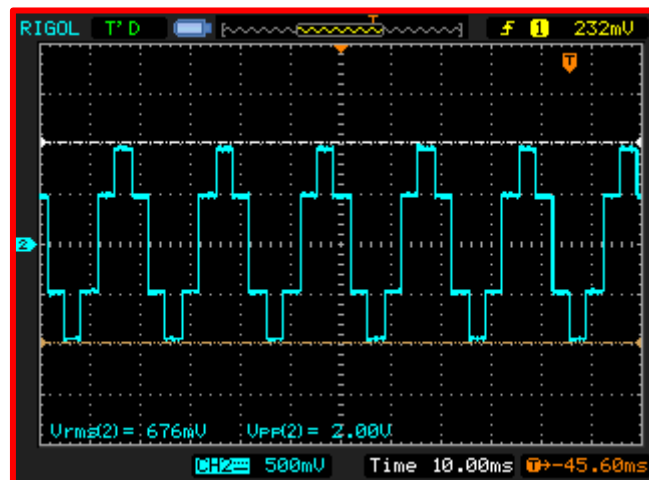


Figura 140. Tensión de fase V_{VN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

En la figura 140 se concluye que, eliminando el factor de reducción de la sonda, la señal tiene una tensión eficaz $V_{rms} = 13,52 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{pp} = 40 \text{ V}$.

El valor máximo de tensión coincide con el valor teórico y el mínimo está muy próximo a este, por lo que las tensiones máximas y mínimas tienen los valores que se esperan en un funcionamiento correcto.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

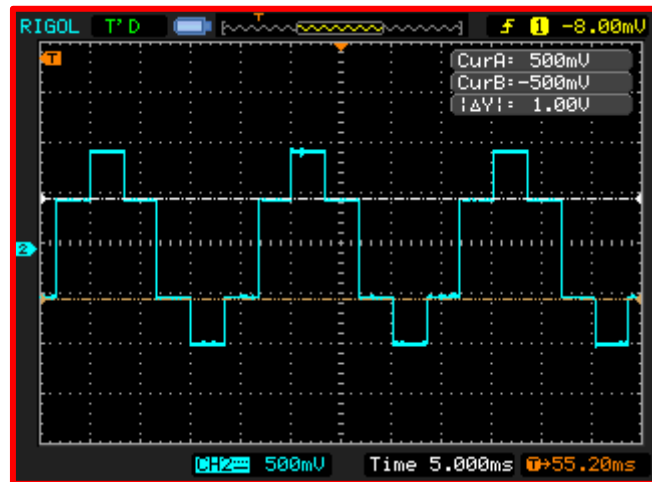


Figura 141. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 1).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3} V_{dc}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -500 mV, que deshaciendo el escalado de la sonda da una tensión real de +10 V y -10 V, luego las tensiones intermedias tienen los valores esperados. En este caso las ondulaciones no se han visto reflejadas en el instante de la captura de pantalla.

Al igual que en la tensión de fase V_{UN} , puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

En este caso, la medición de ambas señales coincide con el valor estipulado en el apartado teórico.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{VN} es correcta.

Tensión de línea V_{WN} .

En las figuras 142 y 143 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{WN} y sus parámetros característicos.

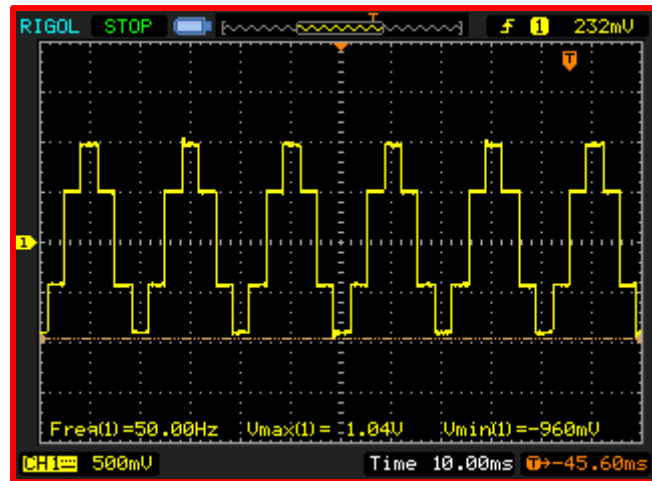


Figura 142. Tensión de fase V_{WN} del equipo 1 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De la figura 142 se aprecia que la señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

Con el factor de reducción aplicado por la sonda el valor máximo de la señal es 1,04 V, lo que implica que el valor real de tensión medido es de 20,80 V.

Al mismo tiempo, el valor mínimo de la señal es -960 mV, lo que conlleva que el valor real de tensión mínima es de -19,20 V.

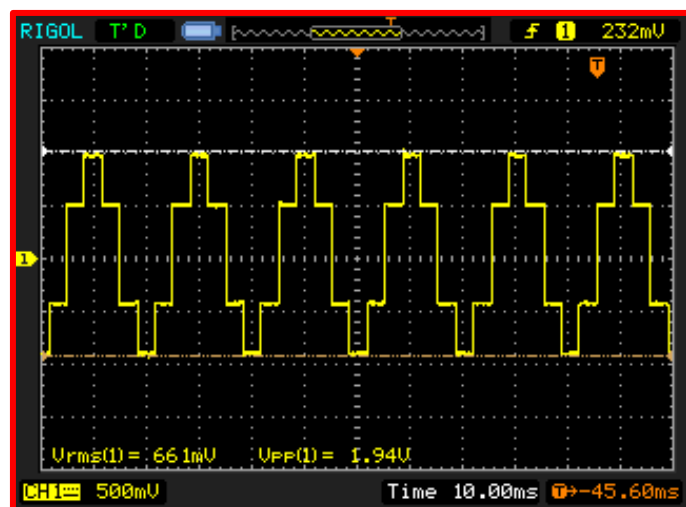


Figura 143. Tensión de fase V_{WN} del equipo 1 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 143 se concluye que, eliminando el factor de reducción de la sonda, la tensión real eficaz es de $V_{rms} = 13,20 \text{ V}$ y que la tensión pico a pico real $V_{pp} = 38,80 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

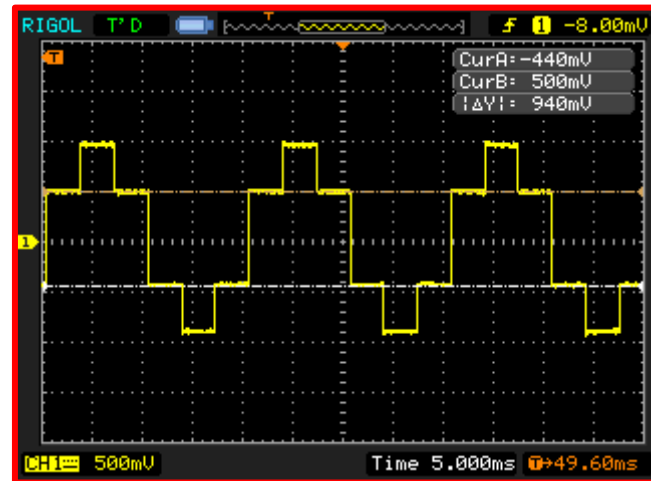


Figura 144. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{WN} (equipo 1).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3} V_{dc}$.

Los cursos marcan una tensión de 500 mV y -440 mV, que deshaciendo el escalado de la sonda da una tensión real de +10 V y -8,80 V.

Al igual que en la tensión de fase V_{VN} la diferencia entre los -8,8 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

Del mismo modo, como en las otras dos tensiones de fase anteriores se observa que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{WN} es correcta.

Desfase entre las tensiones de fase.

En las figuras 145 y 146 se muestra el desfase existente entre las tensiones de fase V_{UN} - V_{VN} , $V_{UN}-V_{WN}$ y $V_{UN}-V_{WN}$, respectivamente.

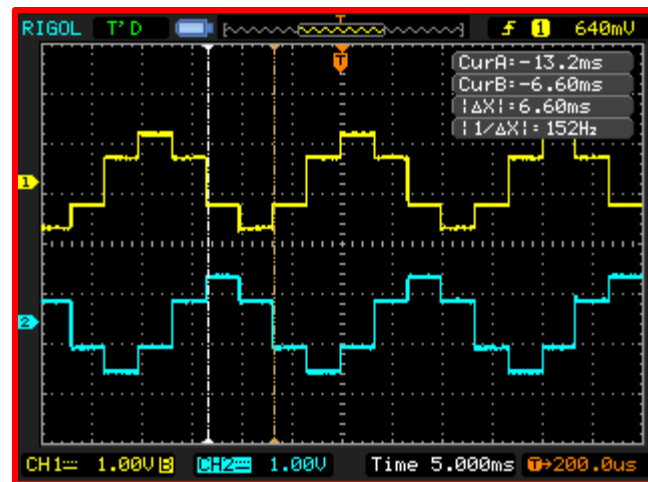


Figura 145. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 1).

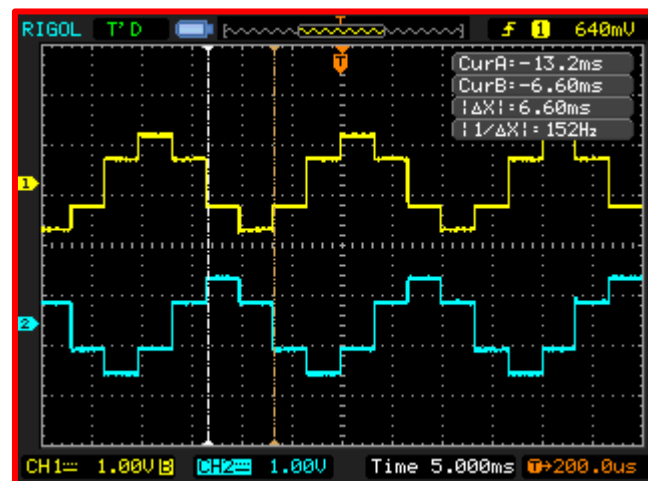


Figura 146. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 1).

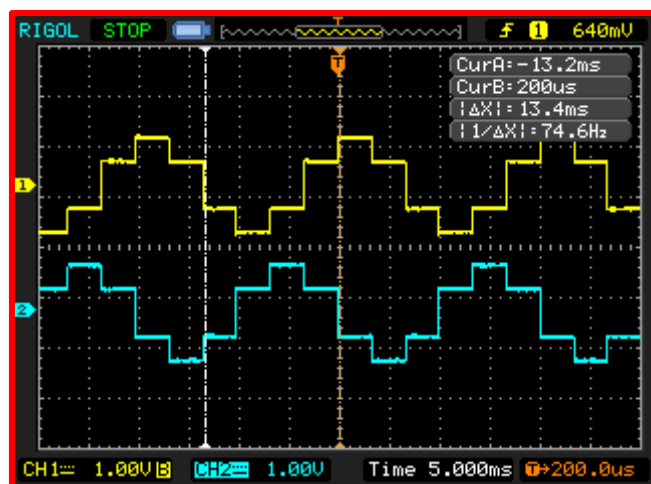


Figura 147. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).

Se aprecia en las figuras 145 y 146 que existe un desfase de 6,60 ms entre las tensiones de fase V_{UN} - V_{VN} y V_{VN} - V_{WN} , que equivale a un desfase de $118,80^\circ$, mientras que entre las tensiones de fase V_{UN} - V_{WN} existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de $241,20^\circ$ entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en el capítulo 2.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el equipo real se debe a que las señales generadas por el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

En la tabla 21 se realiza una comparativa entre las diferentes tensiones de fase.

Tensión de fase	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Valor eficaz (V)
V_{UN}	20	-18,40	50	38,40	13,22
V_{VN}	20	-19,20	50	40	13,52
V_{WN}	20,80	-19,20	50	38,80	13,22

Tabla 21. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 1).

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 20 V y -20 V calculados teóricamente, de igual manera que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 14,14 V teóricos.

De los valores de tensión que se obtienen y de las formas de onda que presentan estas señales se afirma que la evolución de las tensiones de fase es correcta.

Intensidad de fase I_{UN} .

En las figuras 148 y 149 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{UN} .

La señal tiene una amplitud máxima de 176 mV y una amplitud mínima de -188 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, la señal tiene un valor máximo de 1,76 A y un valor mínimo de -1,88 A.

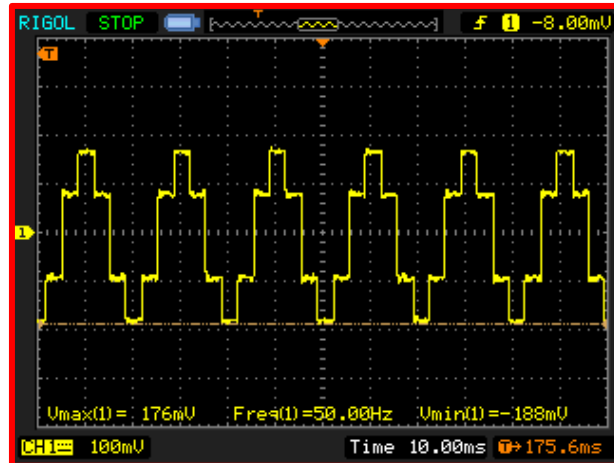


Figura 148. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 149 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,24$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,64$ A.

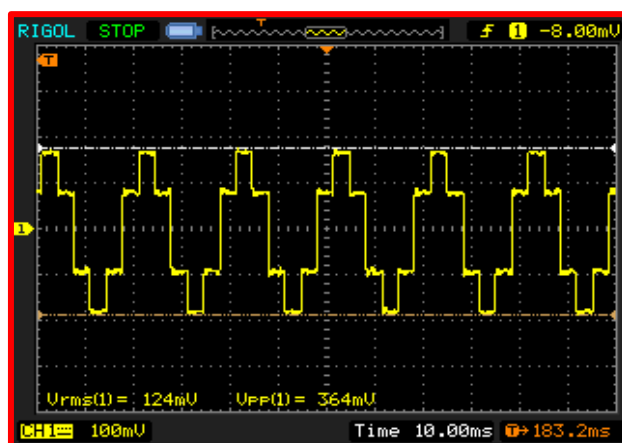


Figura 149. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{VN} .

En las figuras 150 y 151 se muestra la evolución de la intensidad de I_{VN} .

La señal tiene una amplitud máxima de 172 mV y una amplitud mínima de -188mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, la señal tiene un valor máximo de 1,72 A y un valor mínimo de -1,88 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 151 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,22$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,64$ A.

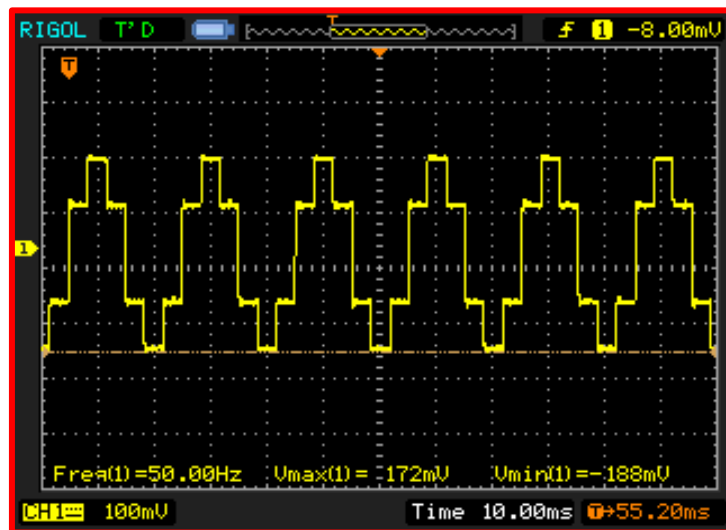


Figura 150. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

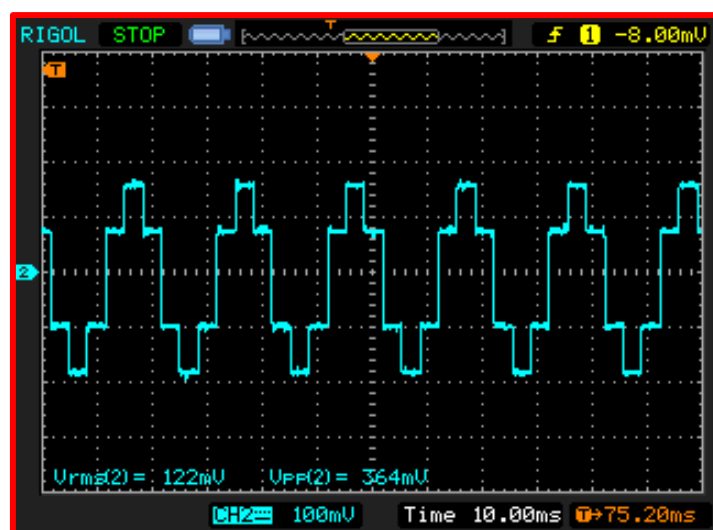


Figura 151. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{WN} .

En las figuras 152 y 153 se muestra la evolución de la intensidad de línea I_W .

La señal tiene una amplitud máxima de 168 mV y una amplitud mínima de -192 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, la señal tiene un valor máximo de 1,68 A y un valor mínimo de -1,92 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 153 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,23$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,60$ A.

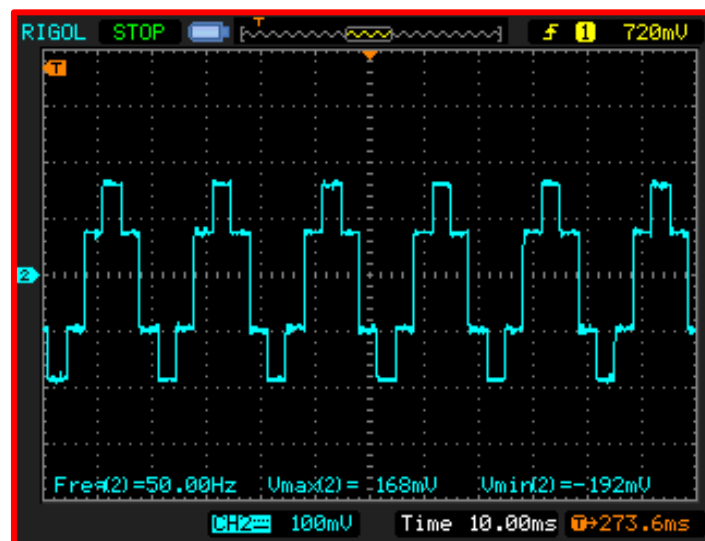


Figura 152. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 1 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

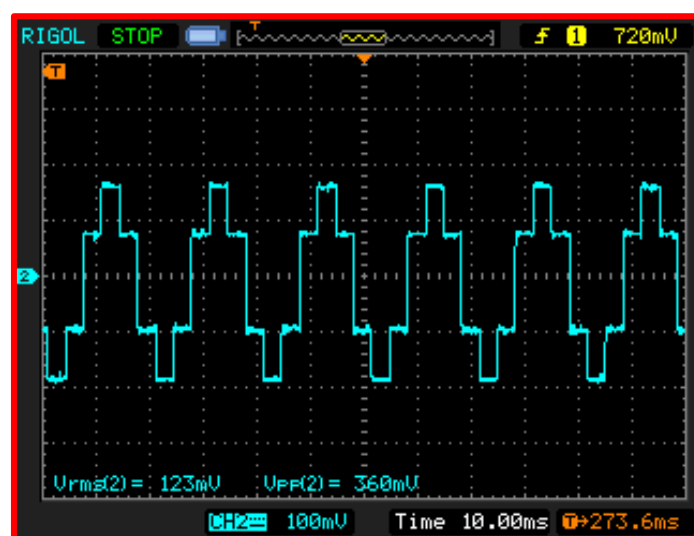


Figura 153. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 1 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

Señal	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I _{UN}	1,76	-1,84	50	3,64	1,24
I _{VN}	1,72	-1,88	50	3,64	1,22
I _{WN}	1,68	-1,92	50	3,60	1,23

Tabla 22. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 1.

Se observa de la tabla 22 que, los valores máximos y mínimos están muy próximos a los 1,82 A teóricos calculados en las ecuaciones (11) y (12), habiendo ligeras diferencias entre ellas como consecuencia de las variaciones entre los valores reales de las resistencias.

De la misma tabla se observa que las intensidades eficaces obtenidas presentan valores muy próximos al calculado teóricamente (1,29 A).

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las intensidades de fase es correcto.

Para terminar la verificación de este primer equipo restaría analizar los espectros de frecuencia reales, cuyo desarrollo se muestra a continuación.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea.

En las figuras 154, 155 y 156 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} y V_{UW} obtenidos con el programa “Audacity”.

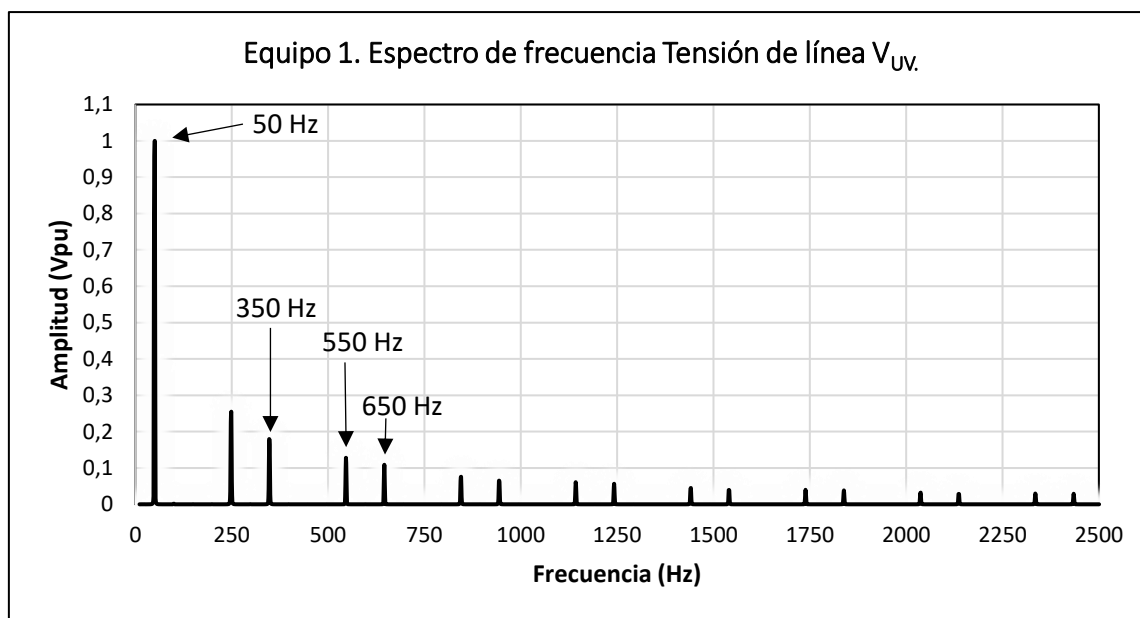


Figura 154. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 1.

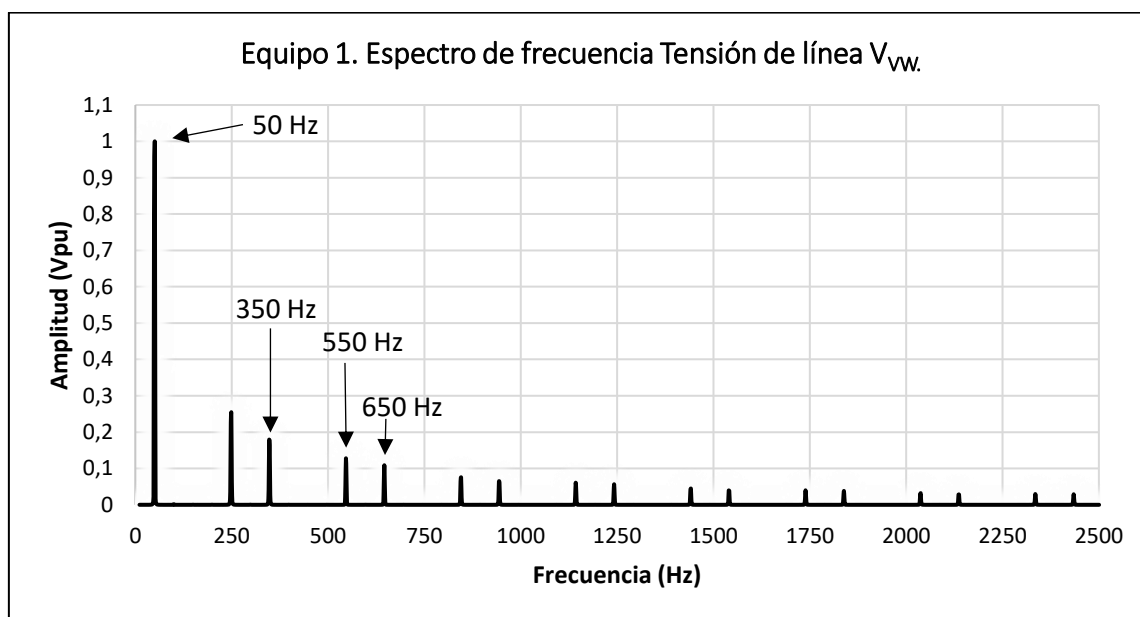


Figura 155. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 1.

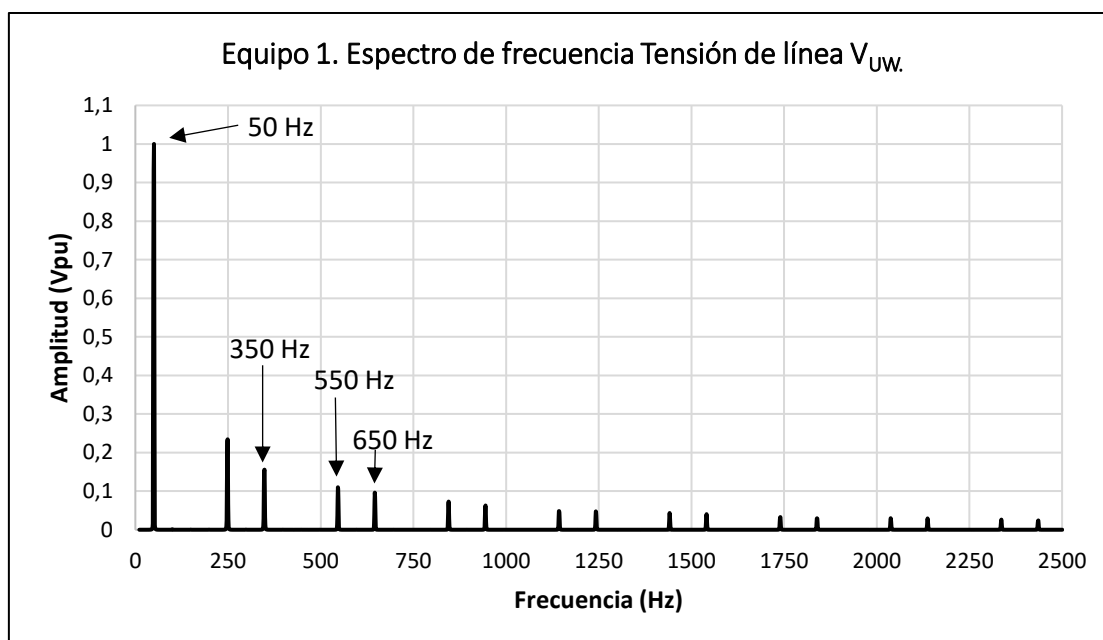


Figura 156. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 1.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV}, V_{VW} y V_{UW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 157 y 158 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

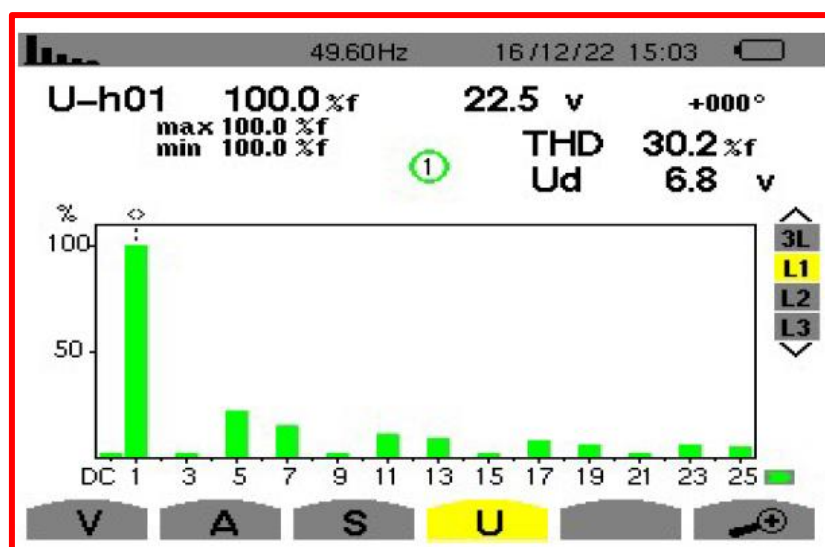


Figura 157. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 1.

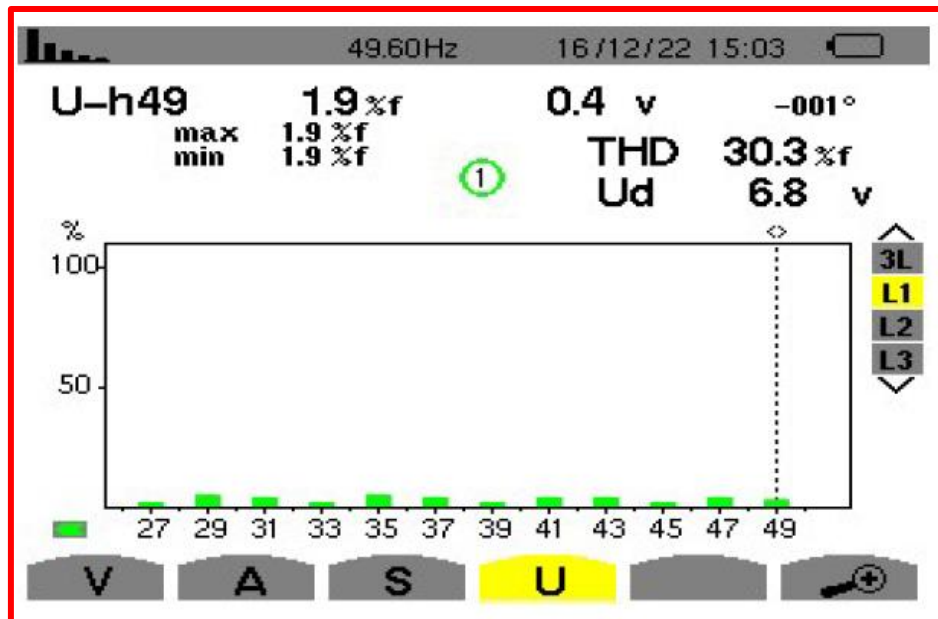


Figura 158. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 1.

Las figuras 159 y 160 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{VW} junto al THD obtenido.

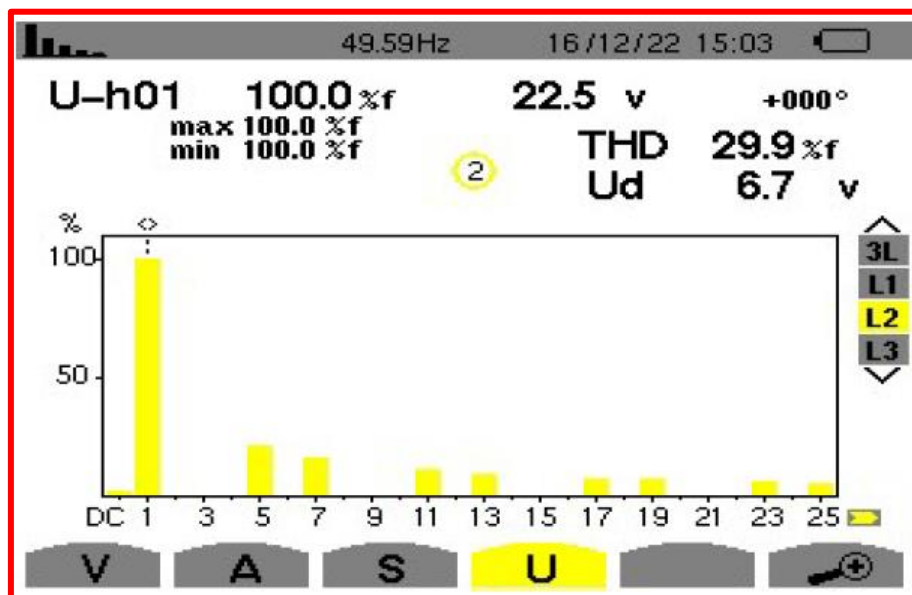


Figura 159. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 1.

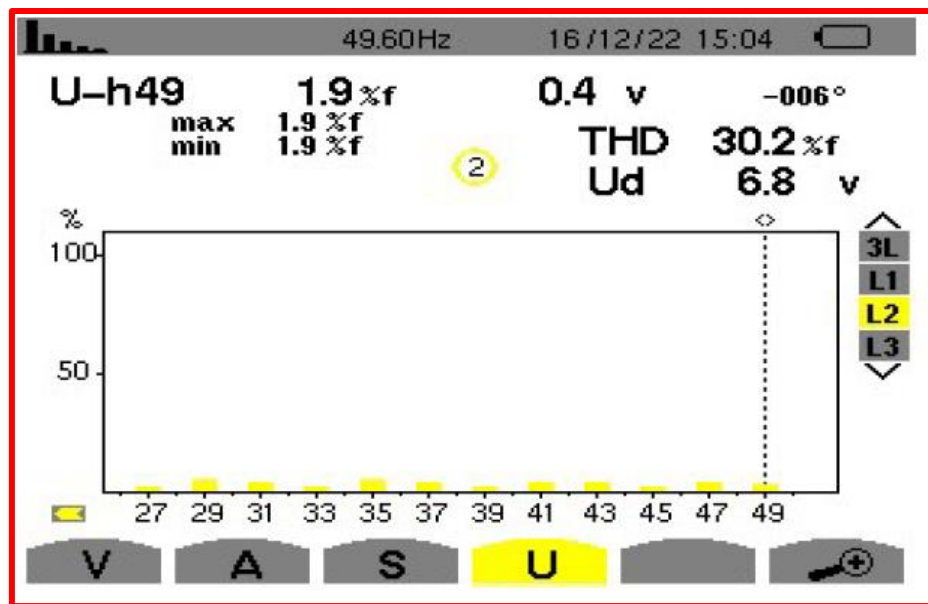


Figura 160. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{VW} del equipo 1.

Las figuras 160 y 161 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{UW} junto al THD obtenido.

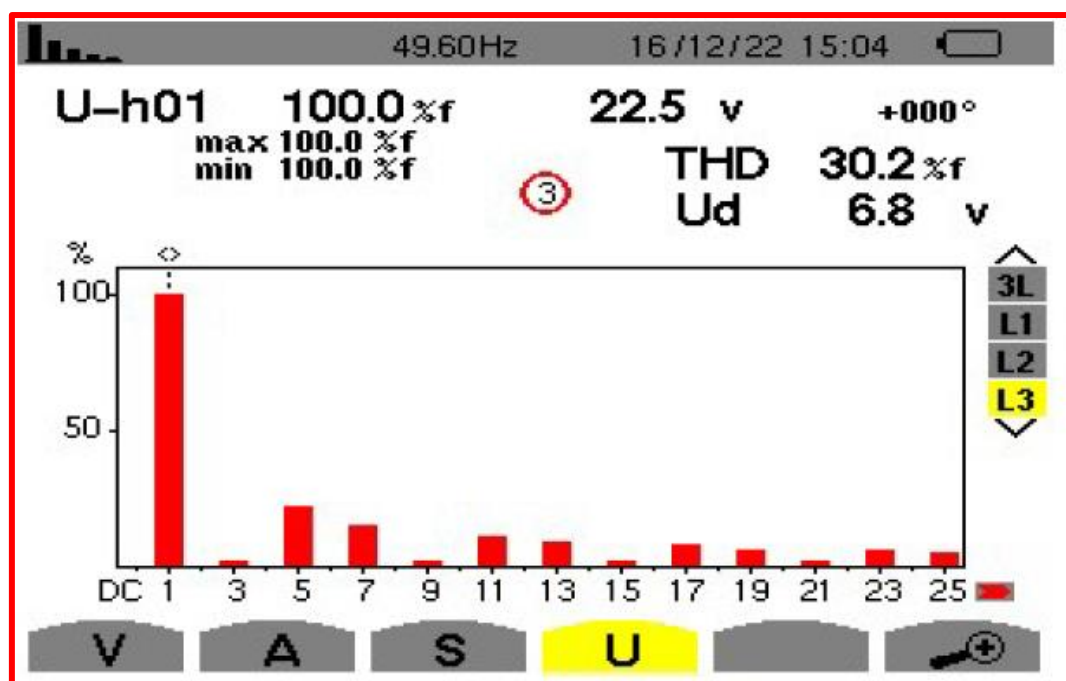


Figura 161. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UW} del equipo 1.

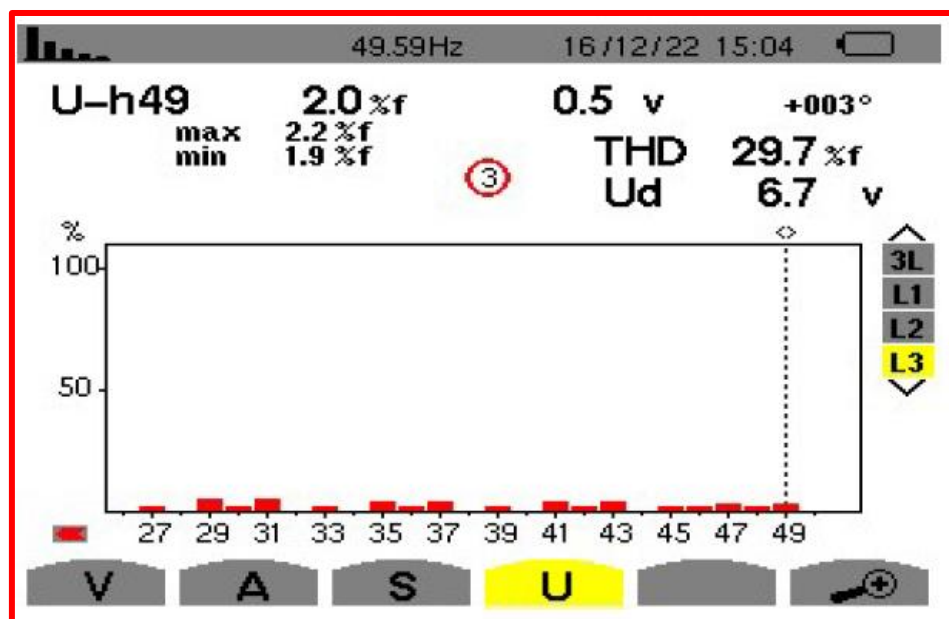


Figura 162. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 1.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 23 realiza una comparativa entre el THD real obtenido mediante “Audacity”, el THD obtenido por el analizador de espectros profesional y el obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	28,15 %	30,20 %	31,08 %
V_{VW}	28,65 %	29,90 %	31,08 %
V_{UW}	27,93 %	30,20 %	31,08 %

Tabla 23. Comparativa entre los THD reales de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase.

En las figuras 163, 164 y 165 se muestran los espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_U , I_V y I_W obtenidos con el programa “Audacity”.

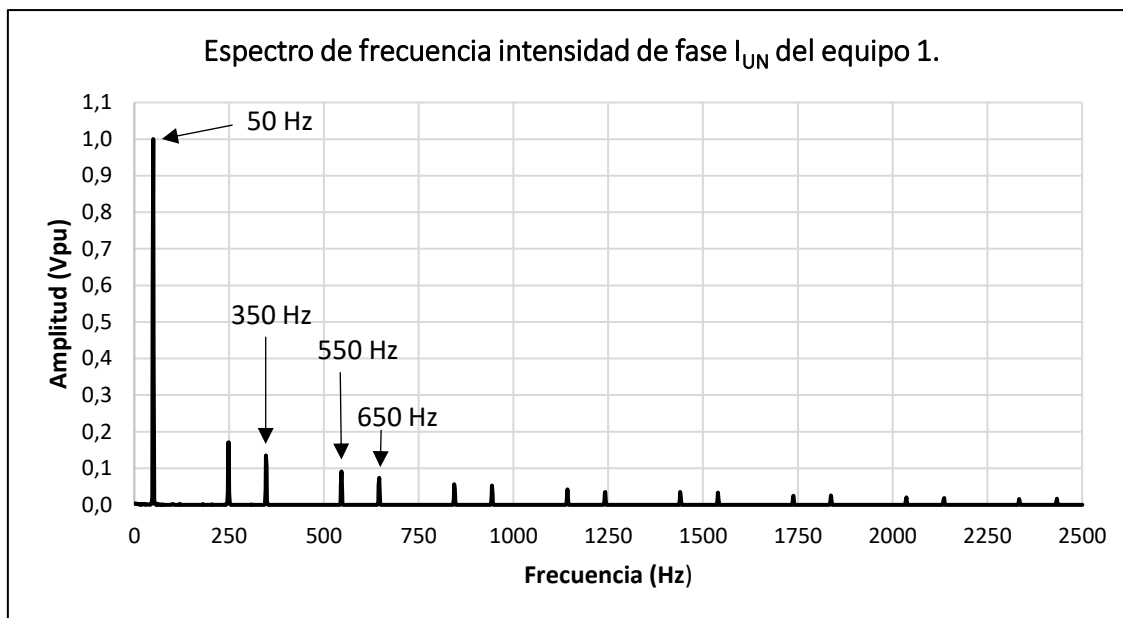


Figura 163. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.

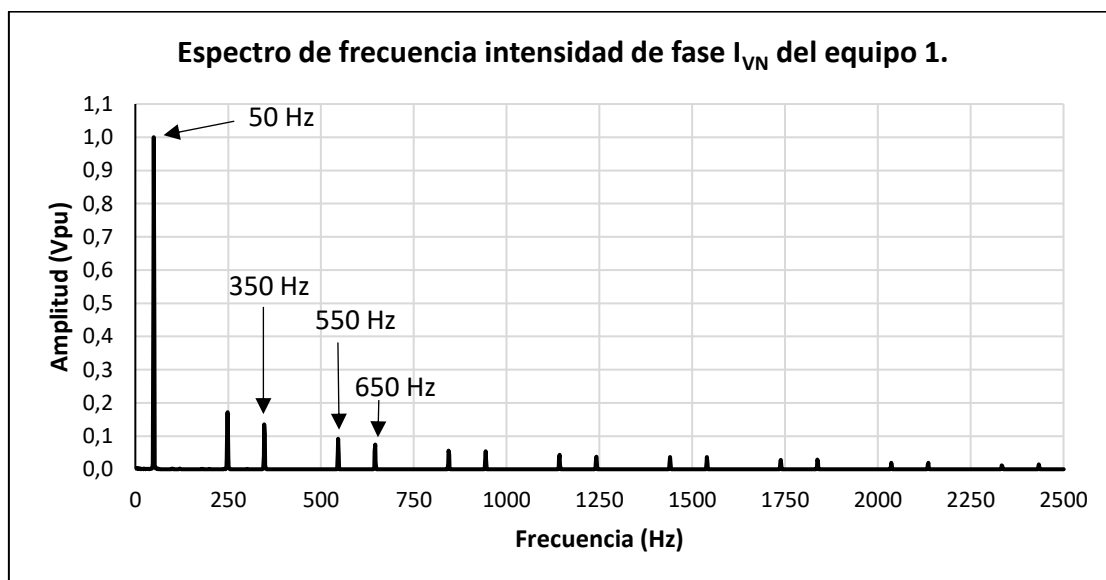


Figura 164. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.

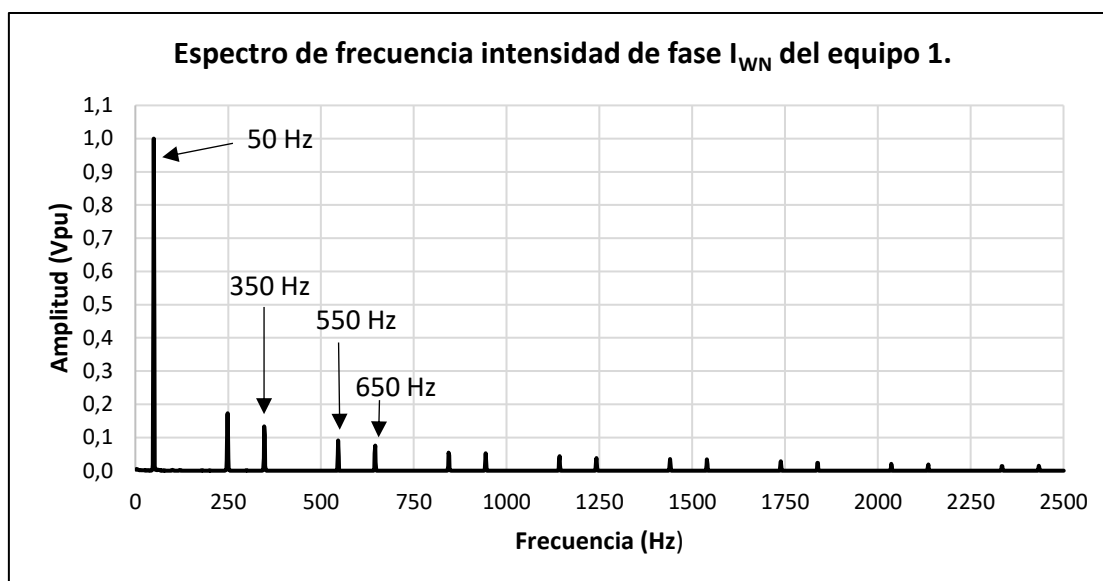


Figura 165. Espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} e I_{UN} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 166 y 167 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{UN} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

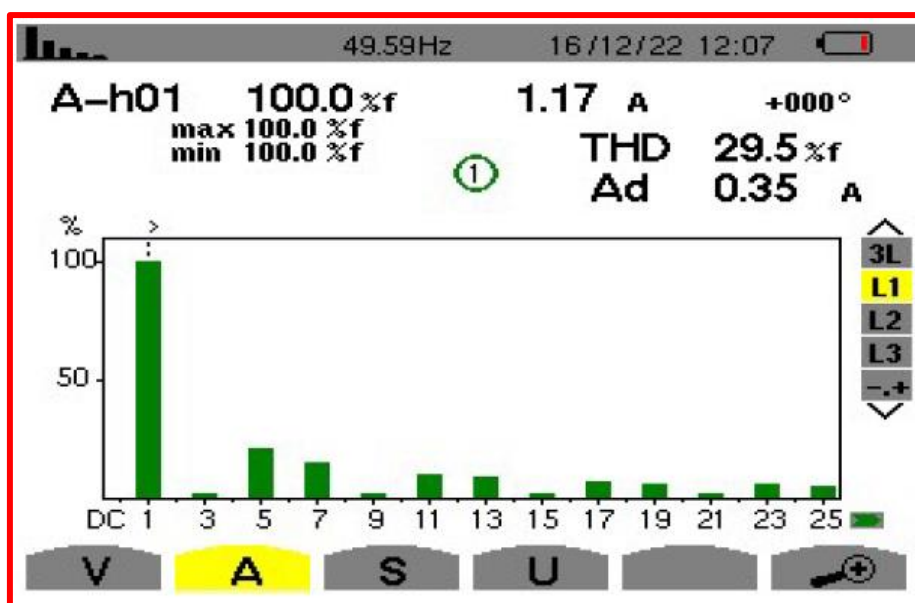


Figura 166. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.

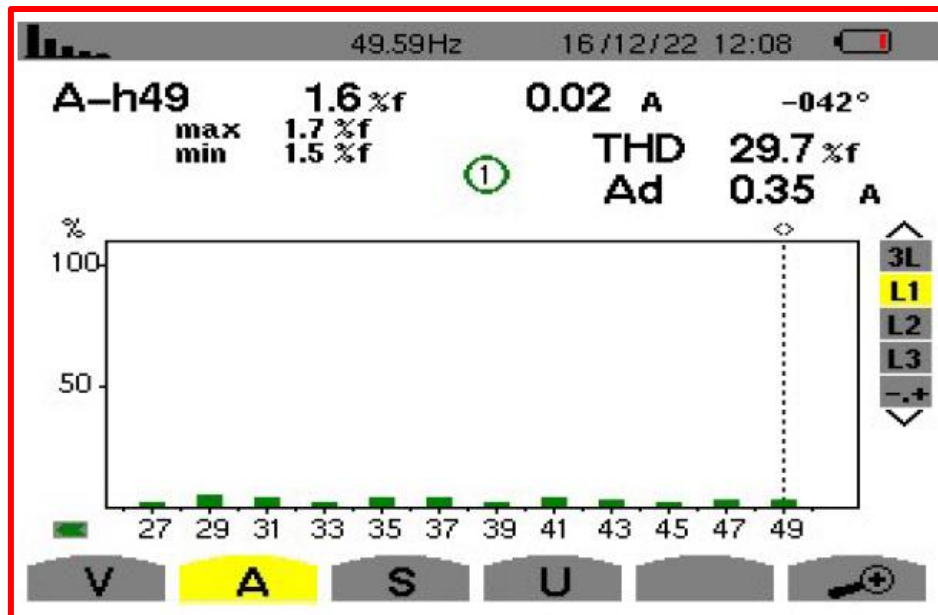


Figura 167. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 1.

Las figuras 168 y 169 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{VN} junto al THD obtenido.

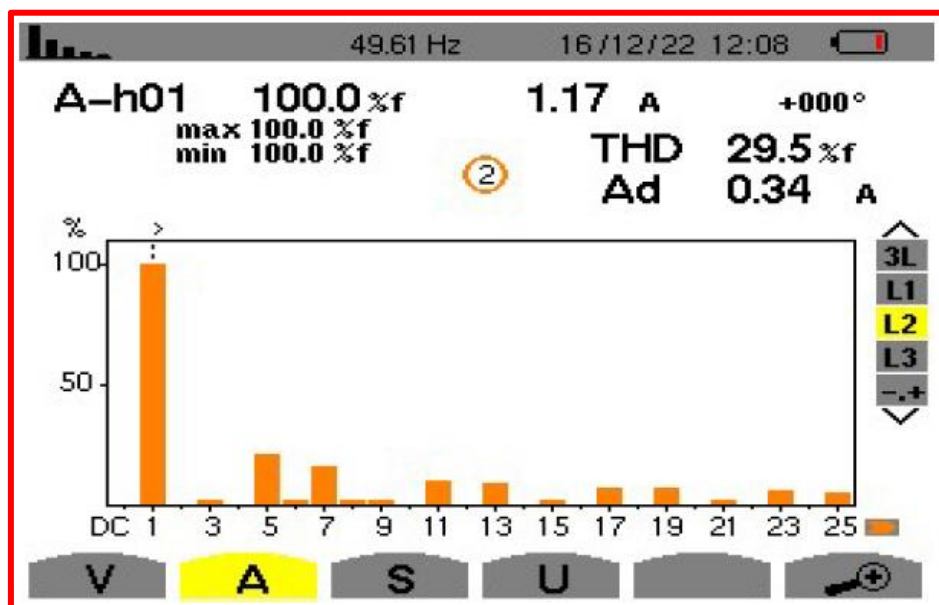


Figura 168. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.

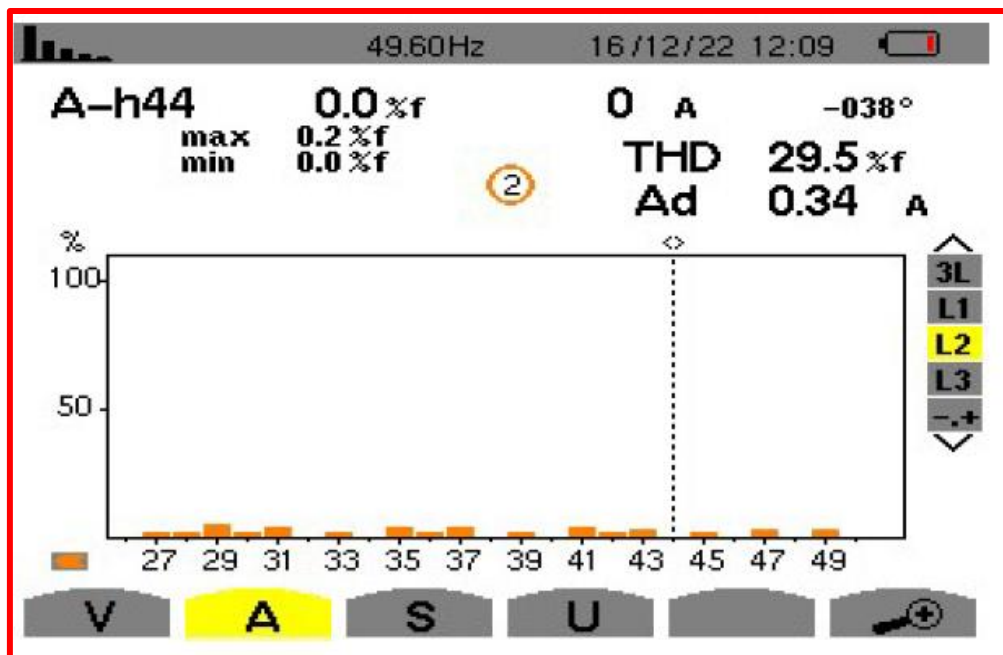


Figura 169. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 1.

Las figuras 170 y 171 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{WN} junto al THD obtenido.

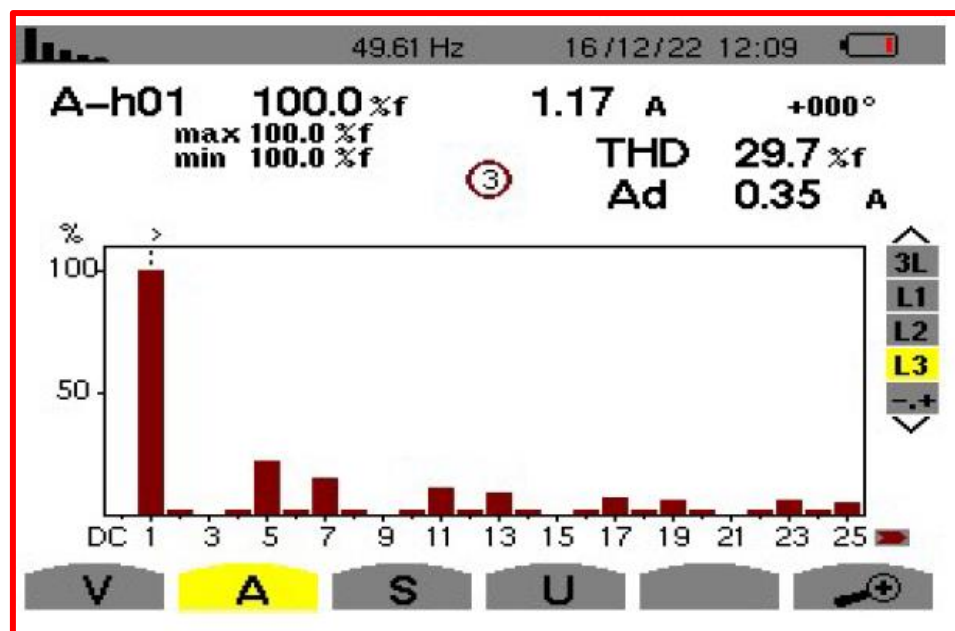


Figura 170. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.

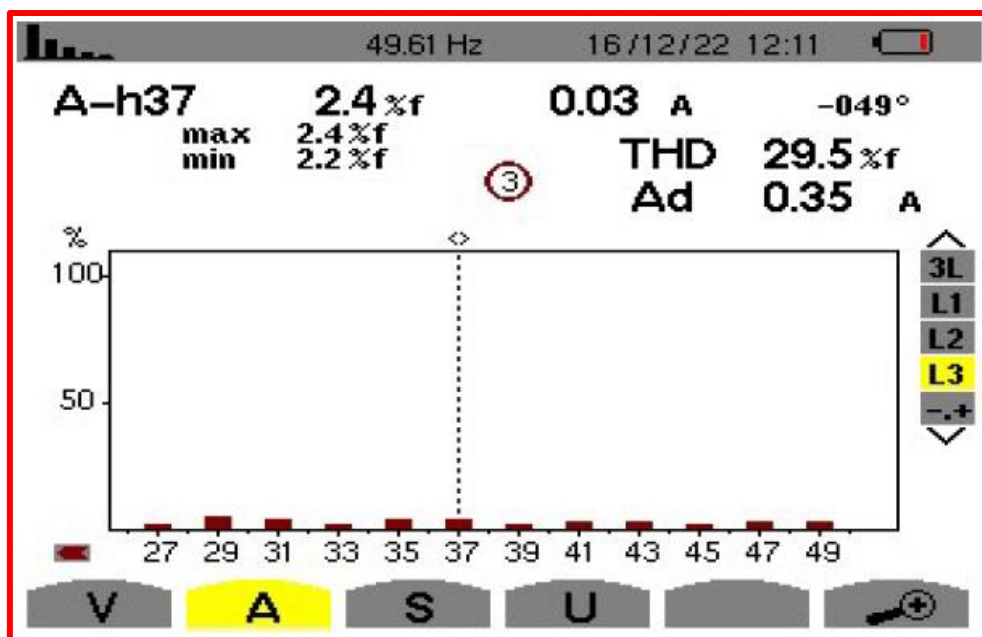


Figura 171. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 1.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 24 realiza una comparativa entre el THD real obtenido mediante “Audacity”, el THD obtenido por el analizador de espectros profesional y el obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UN}	27,19 %	29,50 %	31,08 %
I_{VN}	27,32 %	29,50 %	31,08 %
I_{WN}	27,87 %	29,70 %	31,08 %

Tabla 24. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 1 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.4. Verificación de funcionamiento del equipo 2.

6.4.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.

En la figura 172 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio que muestra la evolución de la señal generada por el oscilador.

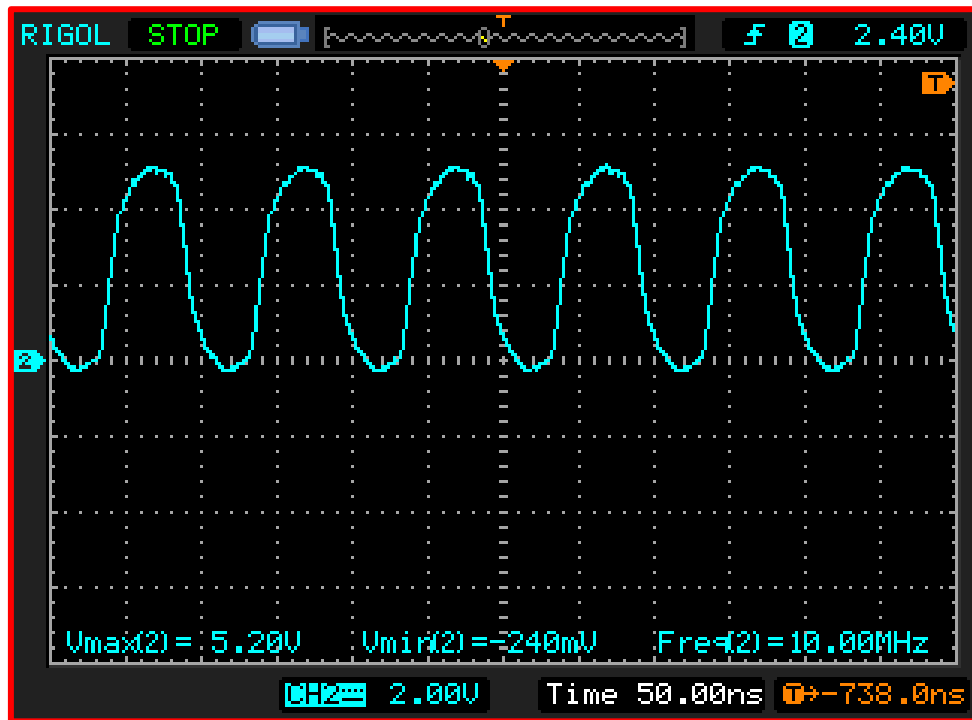


Figura 172. Señal generada por el oscilador (equipo 2).

La señal presenta una tensión máxima de 5,36 V, una tensión mínima de -0,24 V y una frecuencia de 10 MHz, luego el oscilador evoluciona de forma correcta.

La señal obtenida tiene un aspecto más parecido a una sinusoidal que a una propia señal cuadrada. Esto es debido a que las componentes armónicas de orden superior se filtran, debido al bajo ancho de banda del osciloscopio, haciendo que la forma de onda se distorsione, asemejándose más a una onda sinusoidal.

Por otro lado, el tiempo de subida y de bajada de la señal es superior al esperado de una señal cuadrada con ciclo de trabajo 50% y misma frecuencia. Esto se produce como consecuencia de que el osciloscopio no tiene la capacidad suficiente para medir un tiempo de subida y bajada tan pequeño, luego presenta imprecisiones en los flancos ascendentes y descendentes de la señal.

6.4.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería generadora de tiempos muertos.

En las siguientes figuras se mostrará la evolución de las señales de control salientes de la circuitería digital para las diferentes ramas.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal de control “IGBT_A_H”. Punto de prueba “TP11”.

En la figura 173 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_H”.

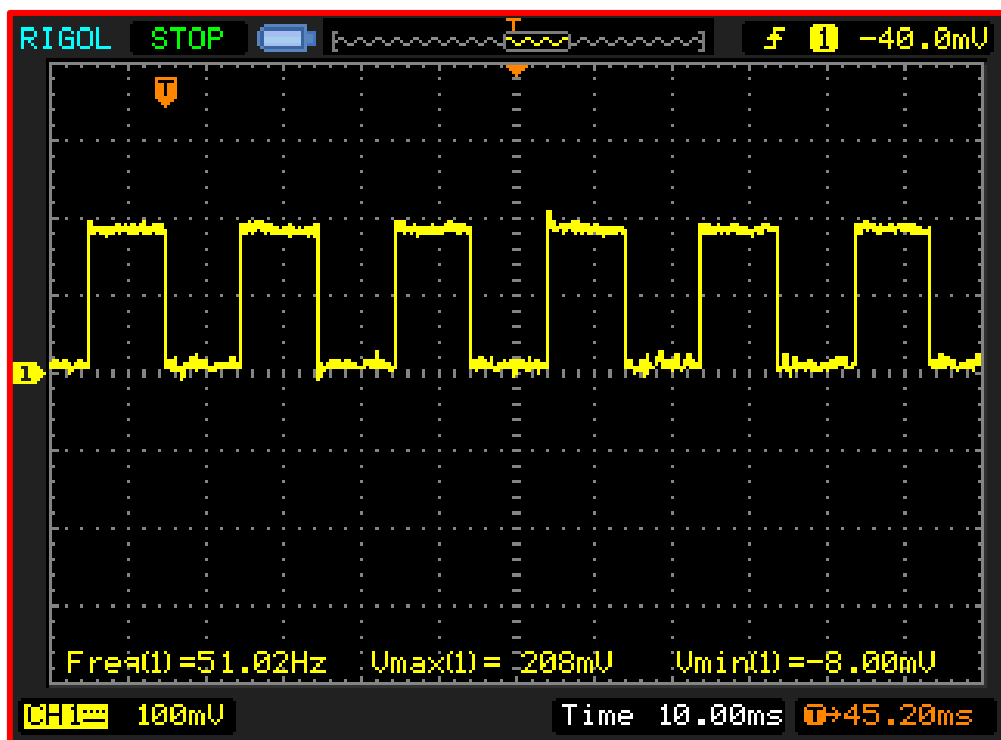


Figura 173. Señal de control “IGBT_A_H” equipo 2 (parámetros: freq, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 208 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,16 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_A_L”. Punto de prueba “TP12”.

En la figura 174 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_L”.

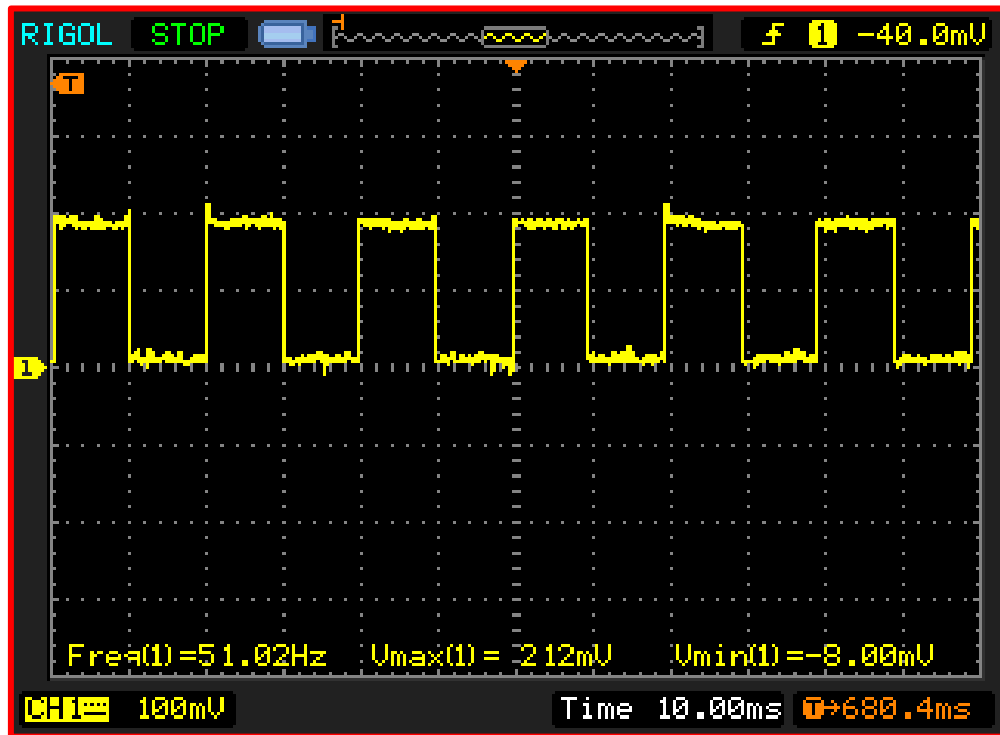


Figura 174. Señal de control “IGBT_A_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 212 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,24 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_B_H”. Punto de prueba “TP14”.

En la figura 175 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_H”.

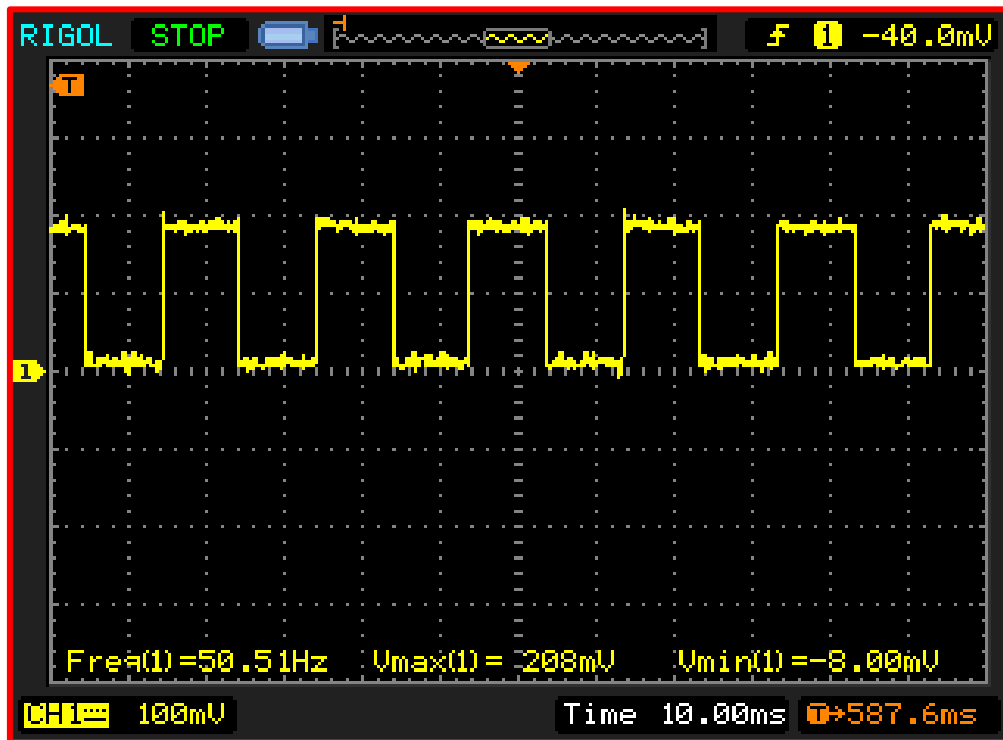


Figura 175. Señal de control “IGBT_B_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 208 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,16 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_B_L”. Punto de prueba “TP16”.

En la figura 176 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_L”.

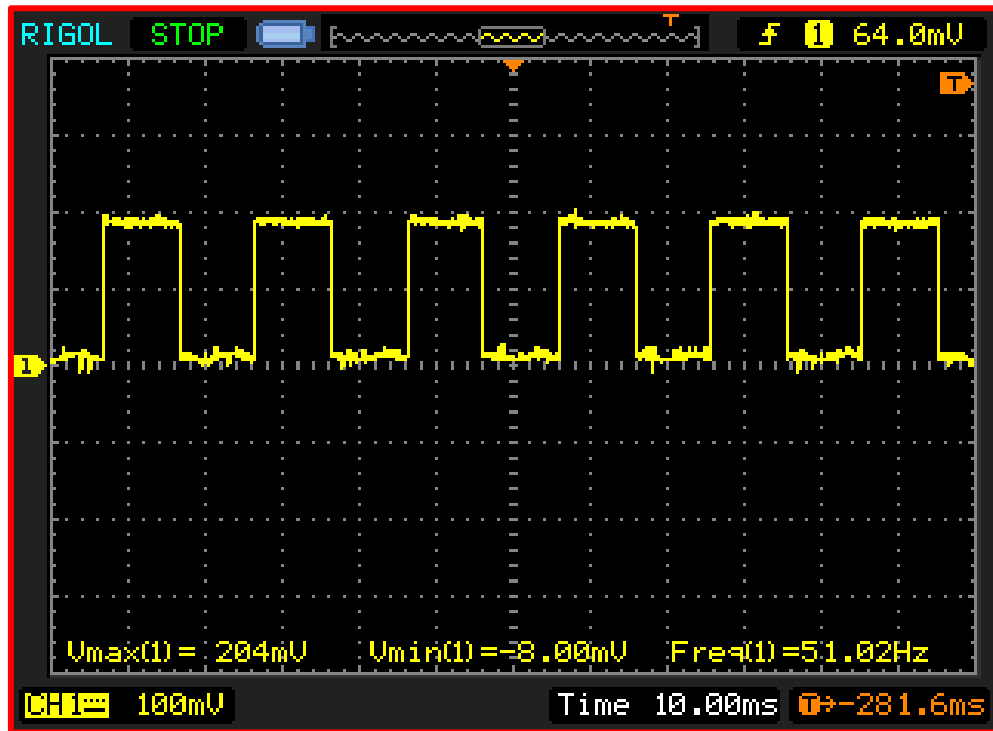


Figura 176. Señal de control “IGBT_B_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 204 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,08 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_C_H”. Punto de prueba “TP18”.

En la figura 177 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_H”.

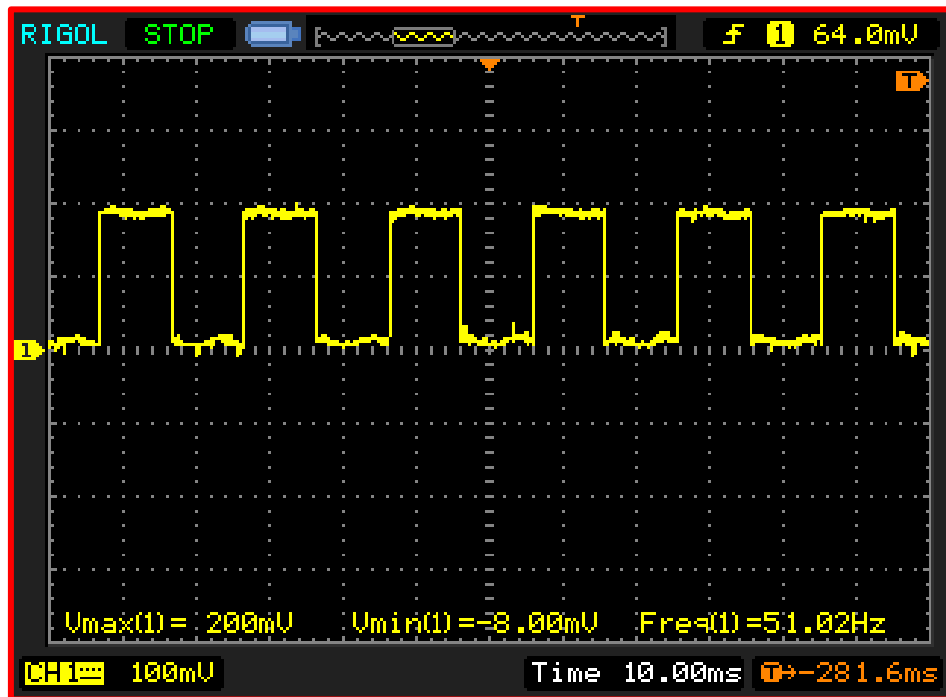


Figura 177. Señal de control “IGBT_C_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 200 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_C_L”. Punto de prueba “TP20”.

En la figura 178 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_L”.

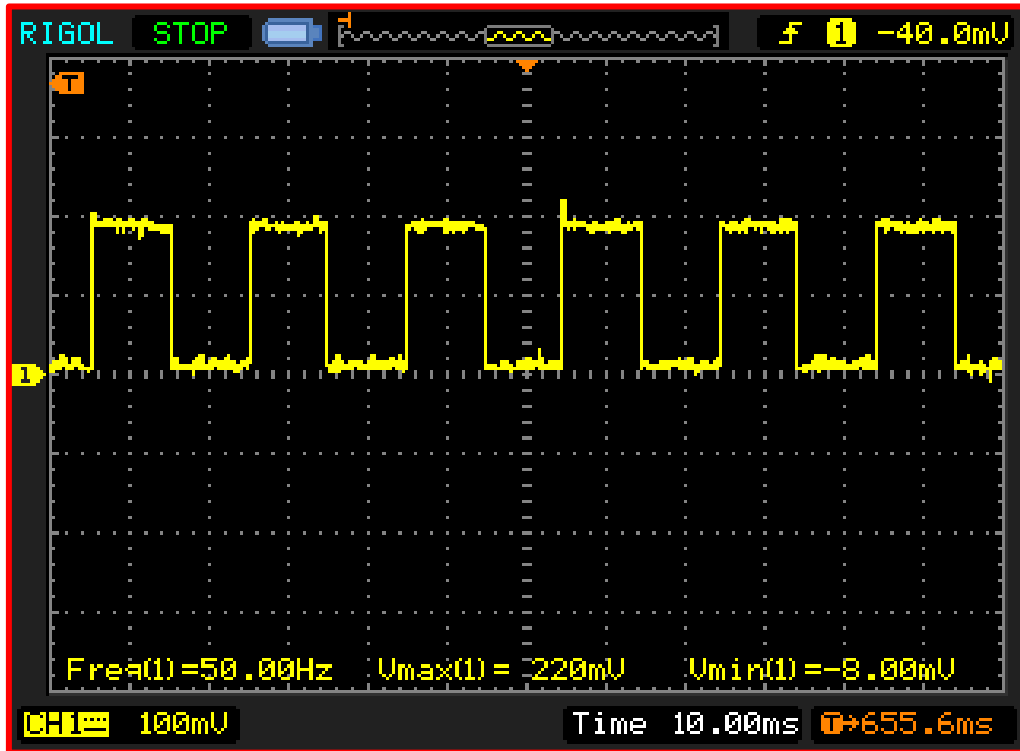


Figura 178. Señal de control “IGBT_C_L” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 220 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,4 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“IGBT_A_H”	4,16	-0,16	51,02
	“IGBT_A_L”	4,24	-0,16	51,02
Rama B	“IGBT_B_H”	4,16	-0,16	50,51
	“IGBT_B_L”	4,08	-0,16	51,02
Rama C	“IGBT_C_H”	4	-0,16	51,02
	“IGBT_C_L”	4,4	-0,16	51,02

Tabla 25. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 2).

De la tabla resultante se puede extraer que las señales de control digitales de cada una de las ramas de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 4 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, de estos resultados se puede afirmar que las señales generadas por el generador de funciones o el microcontrolador se propagan correctamente a lo largo de la circuitería “tiempos muertos”.

Por lo que en lo que respecta a la evolución de cada una de estas señales por separado se afirma que el funcionamiento de estas es correcto, quedando pendiente la verificación de los tiempos muertos, la cual se realiza en posteriormente.

6.4.3. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.

En las siguientes figuras se mostrarán las señales de control ya adaptadas para el funcionamiento en conmutación de los transistores.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal “VGE_A_H”. Puntos de prueba “TP4” y “TP2”.

En la figura 179 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_H”.

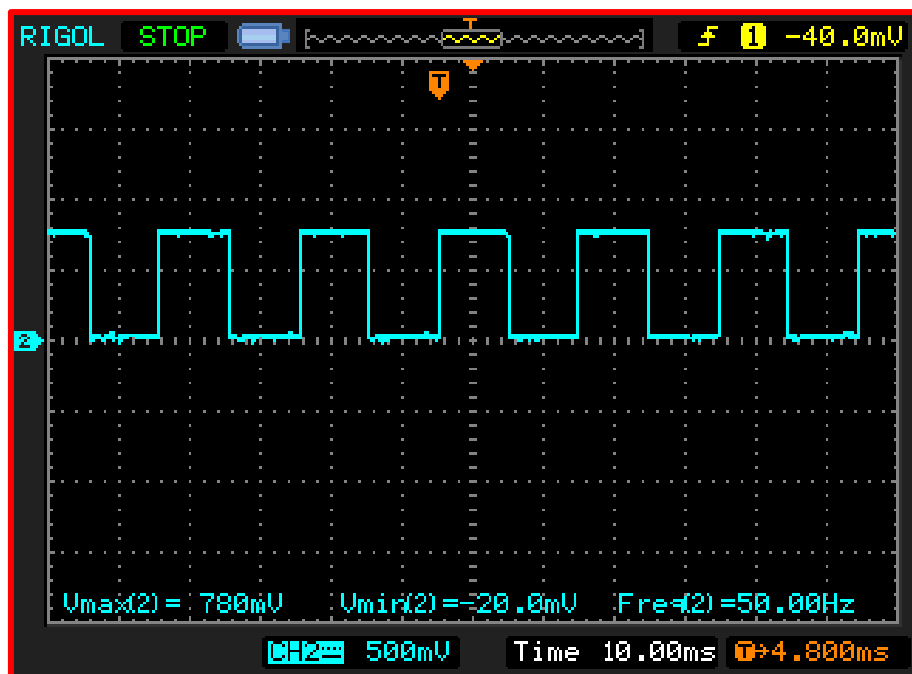


Figura 179. Señal de control “VGE_A_H” equipo 2 (parámetros: freq, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,4 V.

Señal “VGE_A_L”. Puntos de prueba “TP22” y “TP21”.

En la figura 180 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_L”.

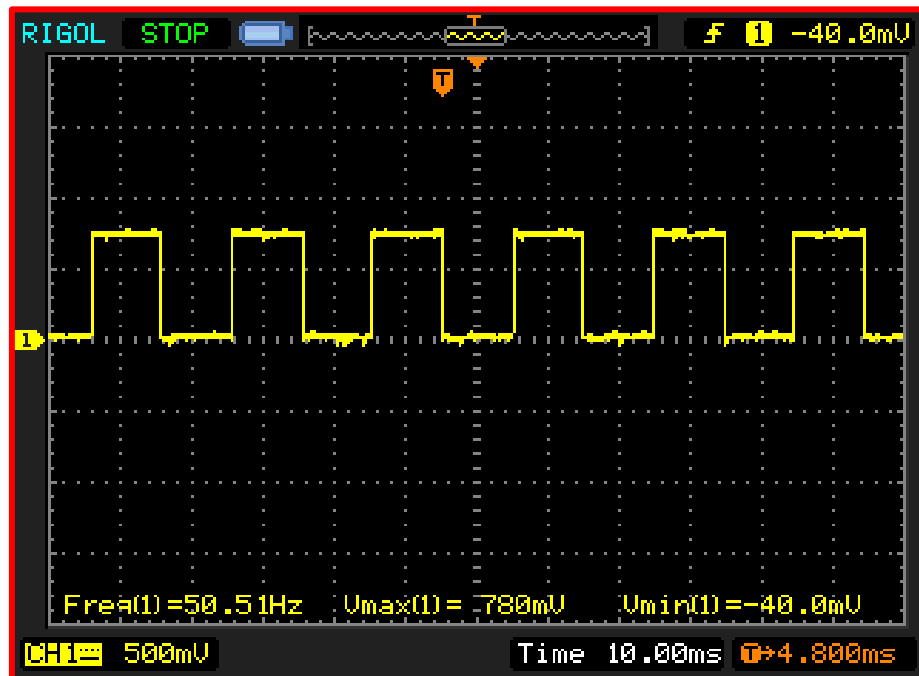


Figura 180. Señal de control “VGE_A_L” equipo 1 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,8 V.

Señal “VGE_B_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 181 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_H”.

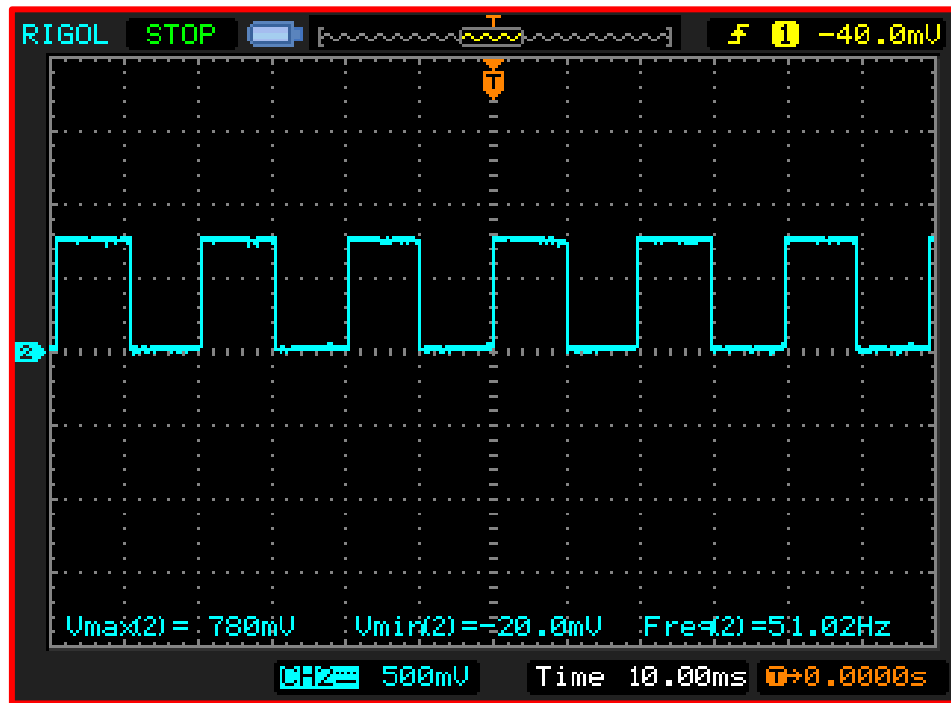


Figura 181. Señal de control “VGE_B_H” equipo 2 (parámetros: freq, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,4 V.

Señal “VGE_B_L”. Puntos de prueba “TP19” y “TP17”.

En la figura 182 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_L”.

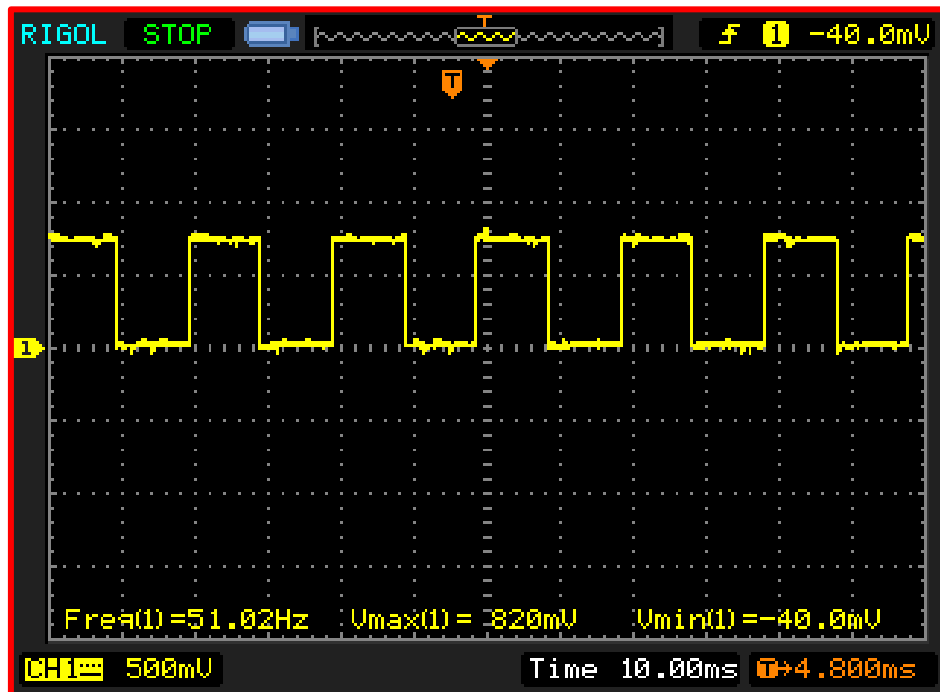


Figura 182. Señal de control “VGE_B_L” equipo 2 (parámetros: freq, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 820 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 16,4 V y una tensión mínima de -0,80 V.

Señal “VGE_C_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 183 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_H”.

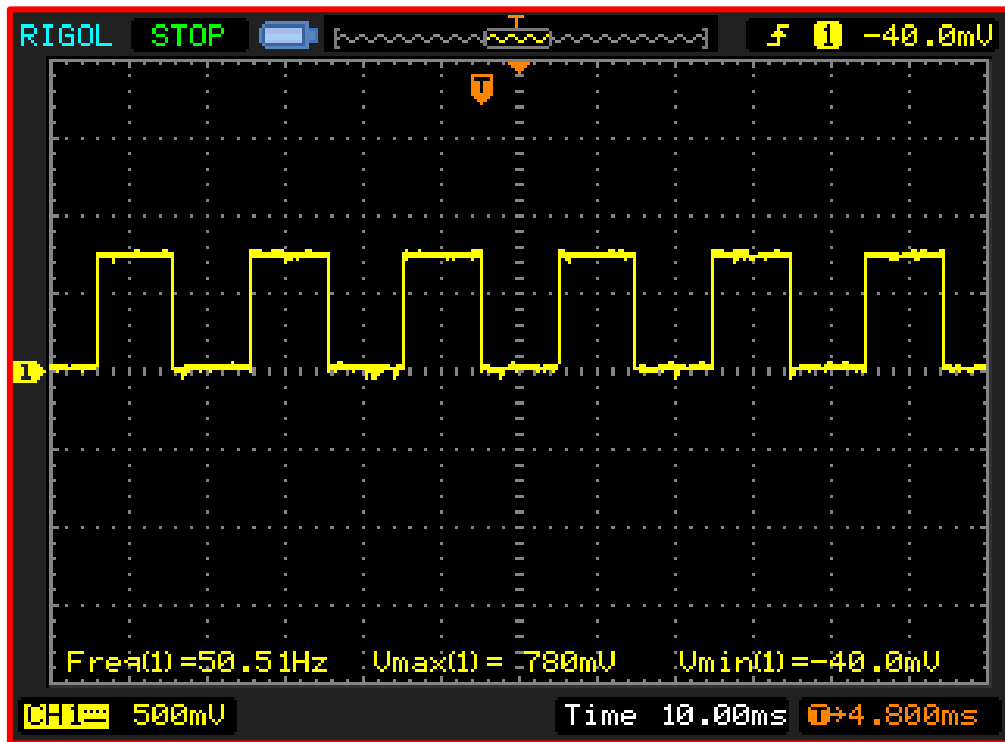


Figura 183. Señal de control “VGE_C_H” equipo 2 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,8 V.

Señal “VGE_C_L”. Puntos de prueba “TP15” y “TP13”.

En la figura 184 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_L”.

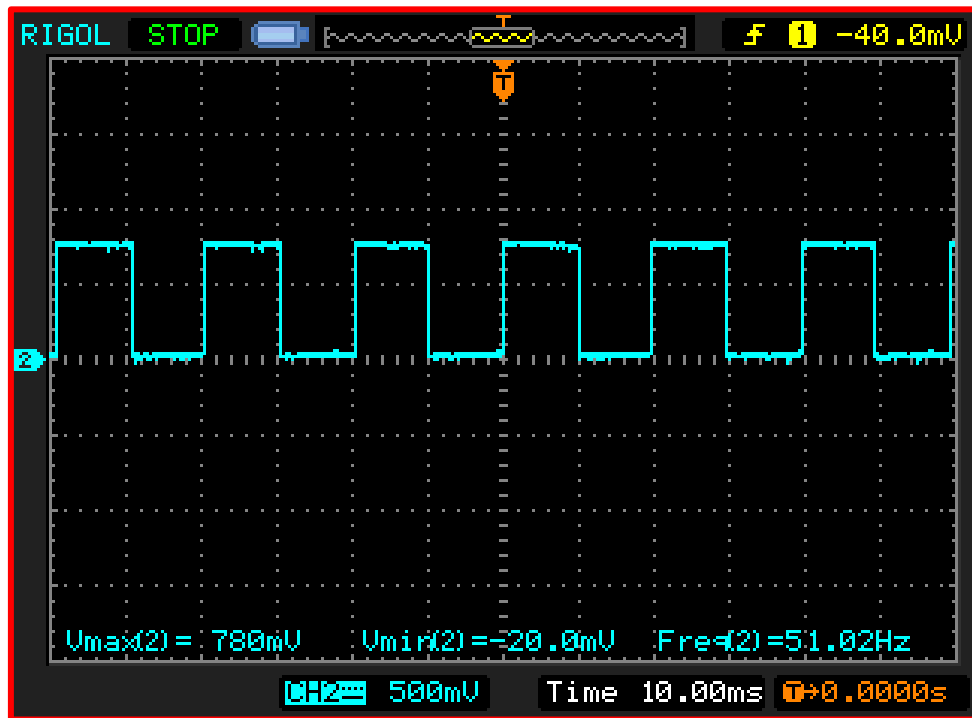


Figura 184. Señal de control “VGE_C_L” equipo 1 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -20 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,4 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“VGE_A_H”	15,60	-0,40	50
	“VGE_A_L”	15,60	-0,80	50,51
Rama B	“VGE_B_H”	15,60	-0,40	51,02
	“VGE_B_L”	16,40	-0,80	51,02
Rama C	“VGE_C_H”	15,60	-0,80	50,51
	“VGE_C_L”	15,60	-0,40	51,02

Tabla 26. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 2).

De la tabla resultante se puede concluir que, las señales de control de cada uno de los transistores de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 15 V, con una frecuencia entorno a los 50 Hz, por lo que se puede afirmar que las señales de control a la entrada de los transistores para este equipo están evolucionando de manera correcta.

6.4.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.

En este apartado se comprobará que los tiempos muertos a la salida de la circuitería digital que genera las señales de control con los tiempos muertos cumple con el tiempo de seguridad calculado en el capítulo 4. Para ello se presentarán diferentes capturas de pantalla donde se mostrarán estos tiempos para los diferentes valores de cuenta.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 185 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

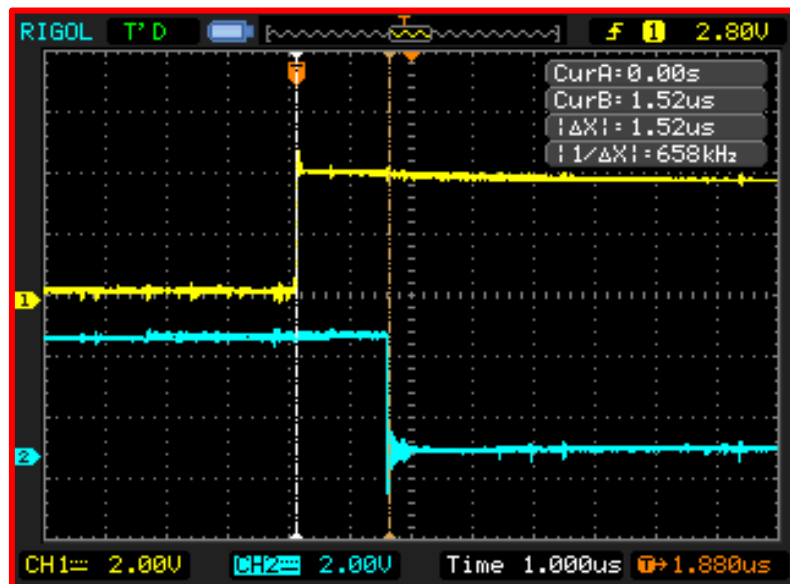


Figura 185. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 186 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

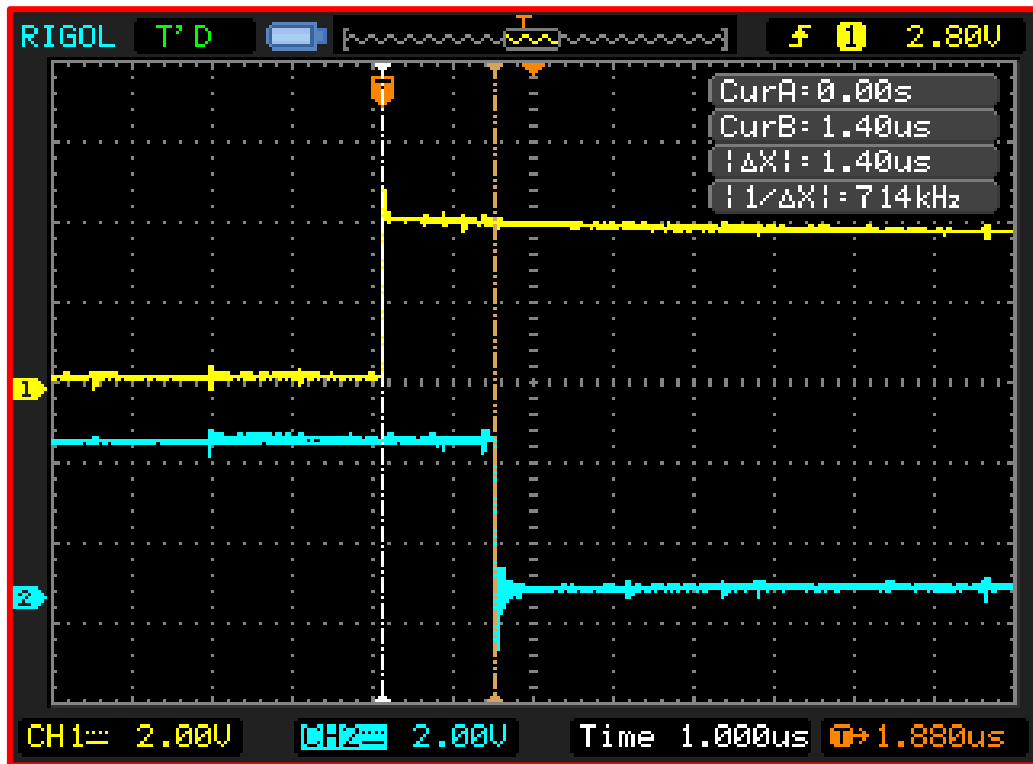


Figura 186. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μs. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 es de 1,40 μs.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 187 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

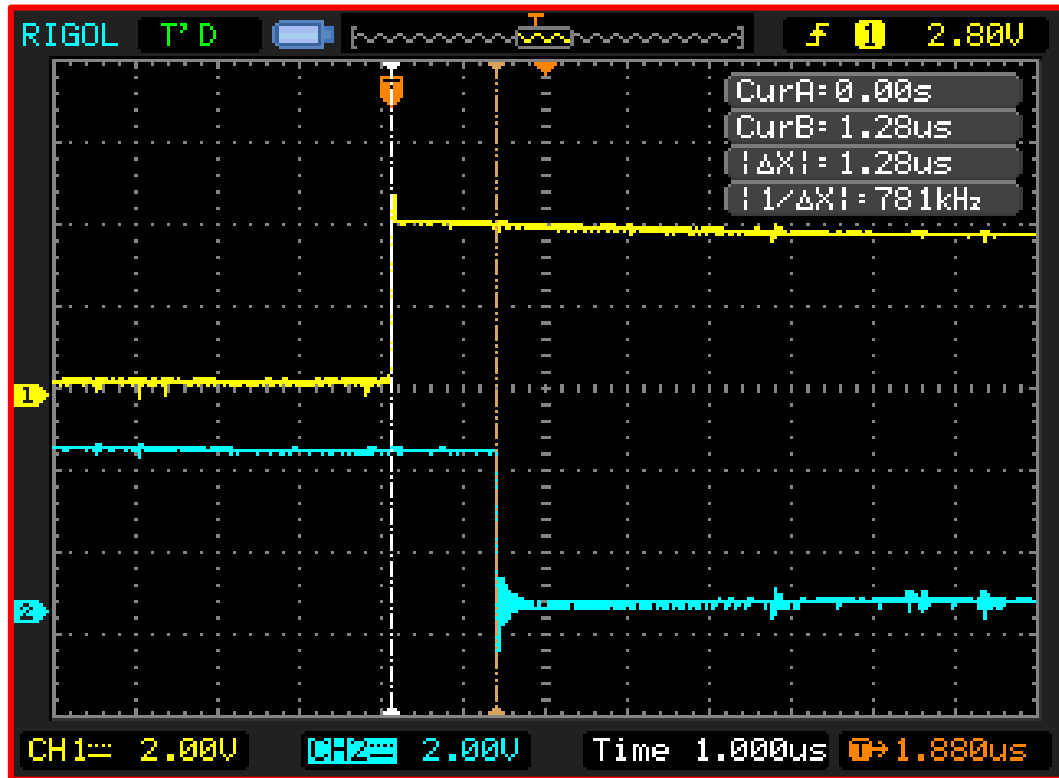


Figura 187. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 es de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 188 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

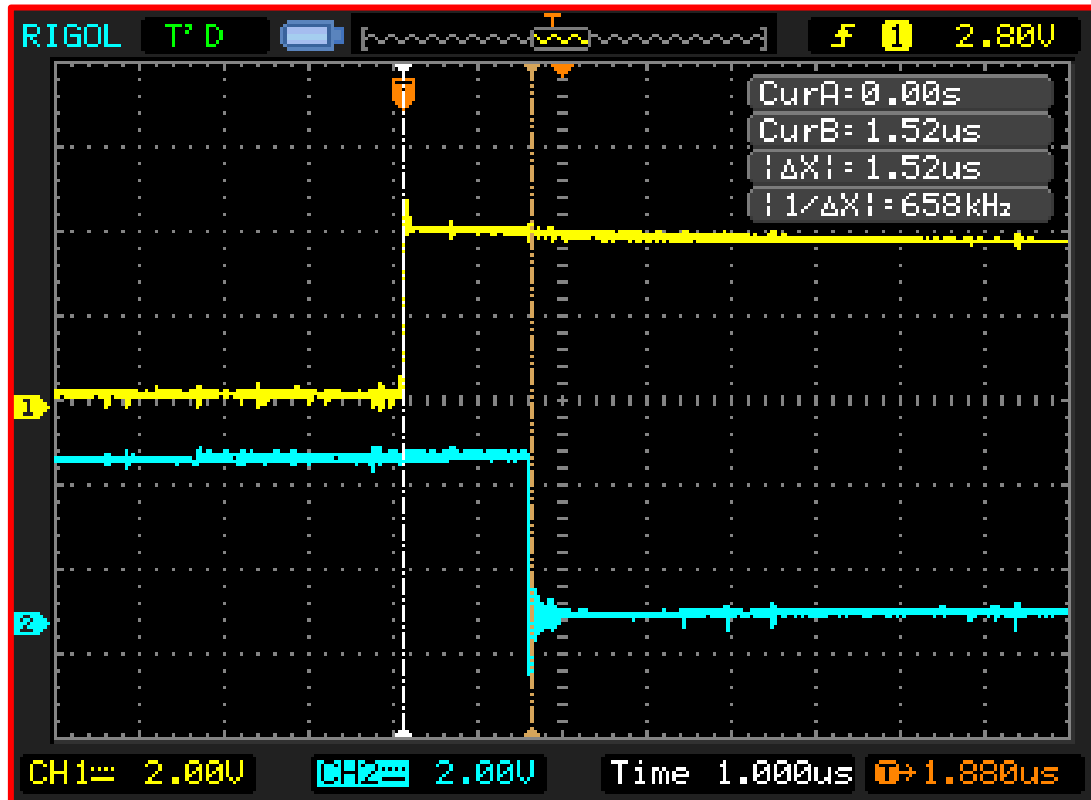


Figura 188. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 189 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

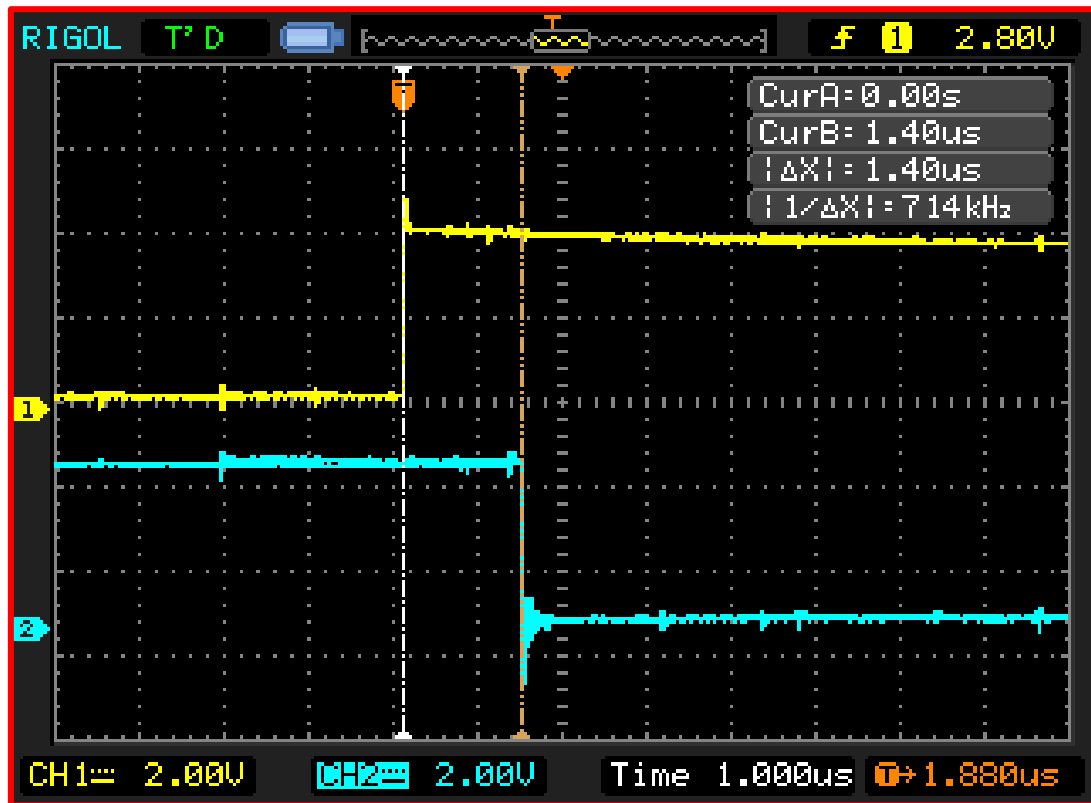


Figura 189. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 190 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011.

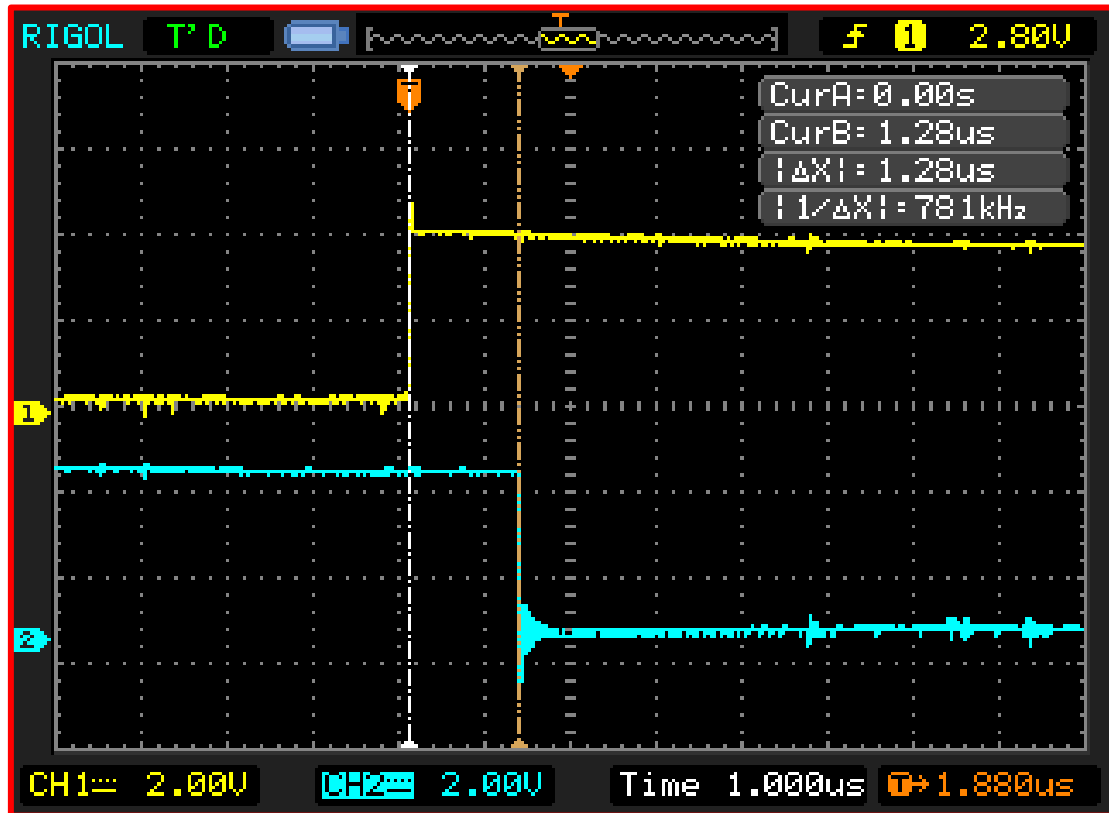


Figura 190. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 191 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

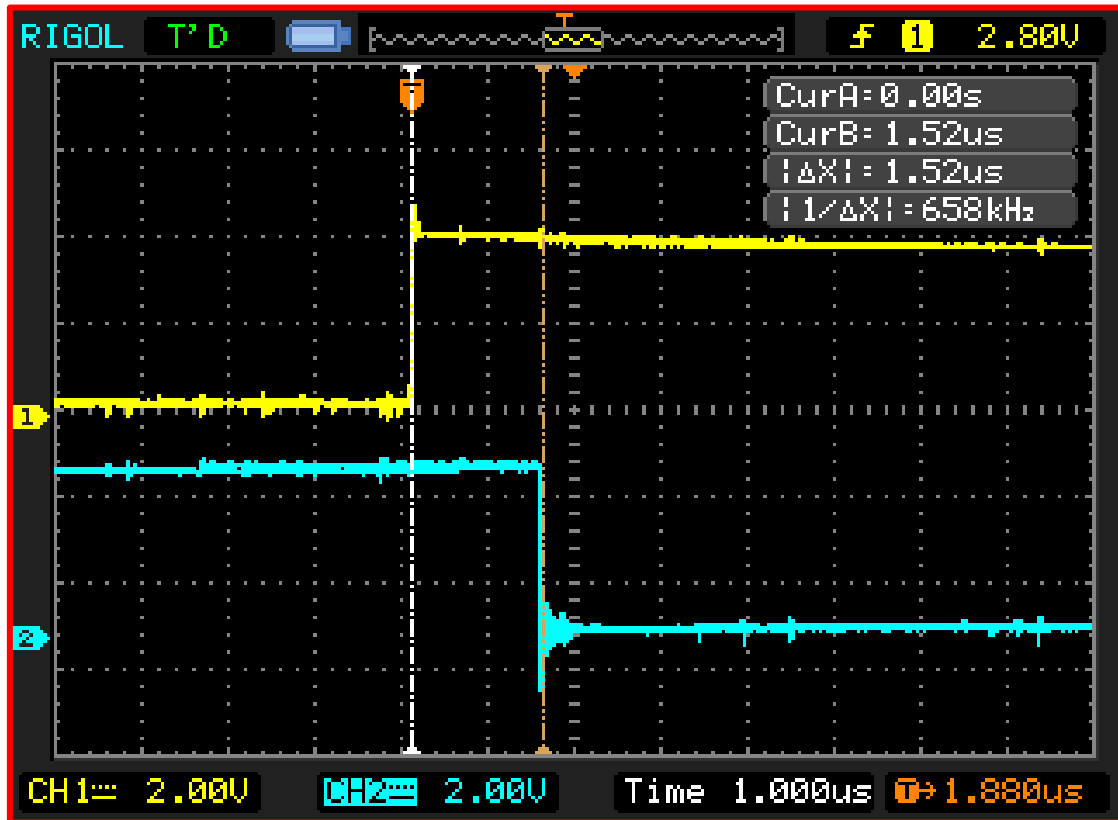


Figura 191. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 192 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

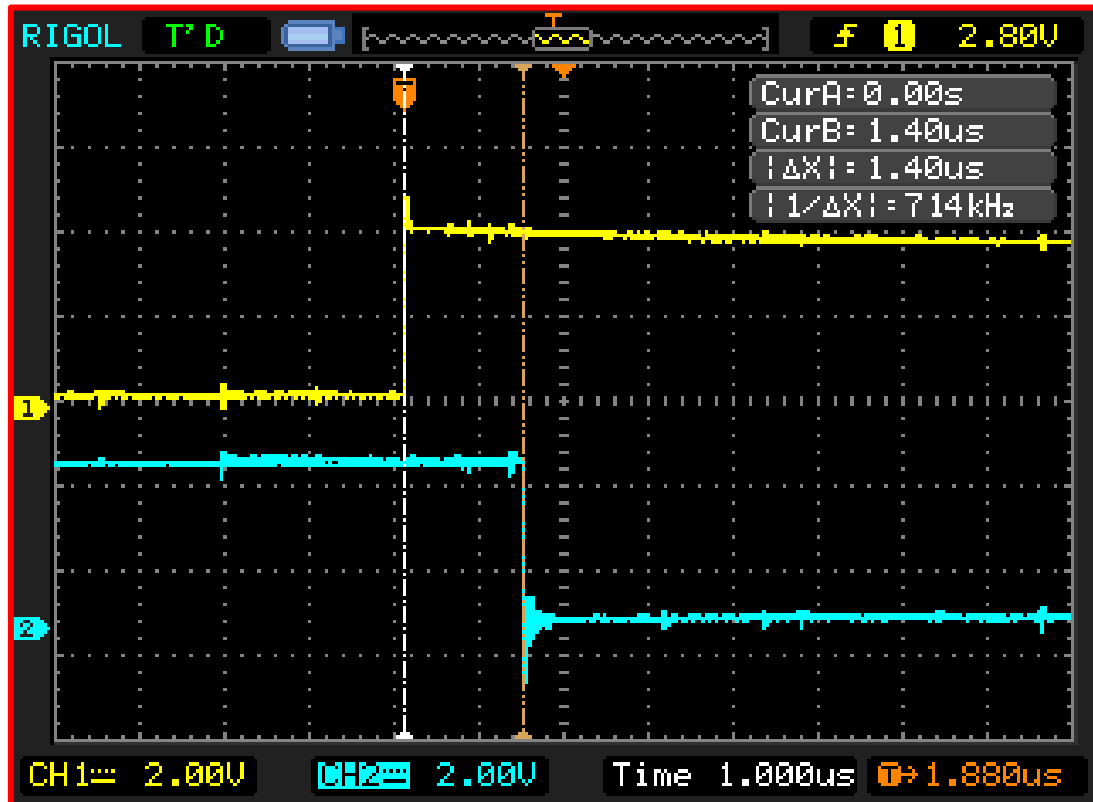


Figura 192. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 193 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

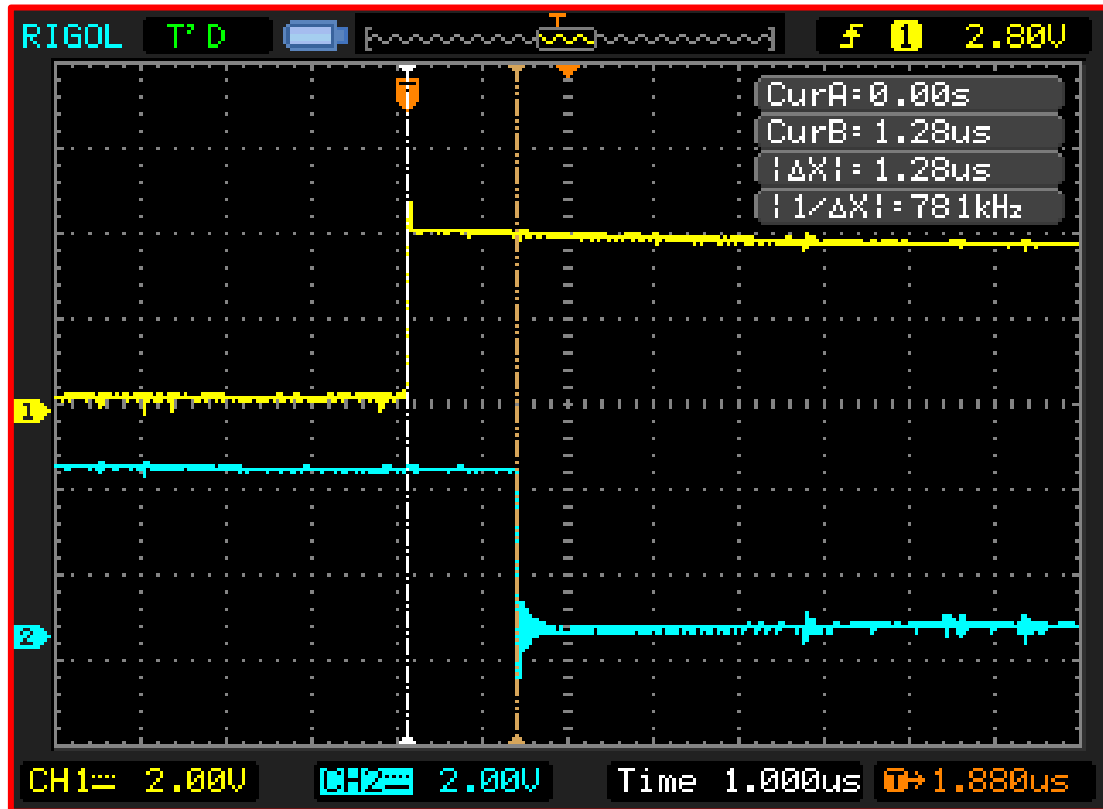


Figura 193. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 µs. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 µs.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

En la tabla 27 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y los obtenidos en el equipo.

Valor de cuenta	Rama	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto simulación (ns)	Tiempo muerto teórico (ns)
0001	A	1520	1505	1500
	B			
	C			
0010	A	1400	1402	1400
	B			
	C			
0011	A	1280	1307	1300
	B			
	C			

Tabla 27. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 2).

En la tabla 28 se muestra el error existente en los tiempos muertos obtenidos en simulación y el en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos.

Valor de cuenta	Rama	Error en simulación (%)	Error en el montaje real (%)
0001	A	0,33	1,33
	B		
	C		
0010	A	0,14	0
	B		
	C		
0011	A	0,54	0,98
	B		
	C		

Tabla 28. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos (equipo 2).

6.4.5. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.

En este apartado se verifica que las señales de control adaptadas para hacer funcionar a los IGBTs en conmutación cumplen con el tiempo muerto de seguridad.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 194 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

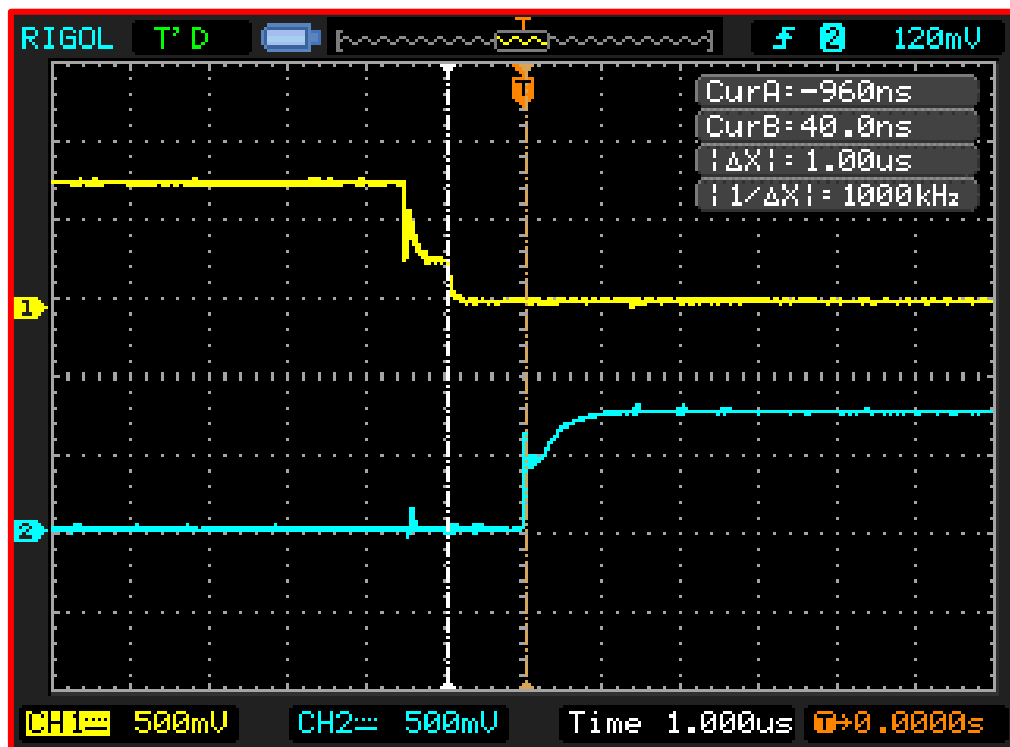


Figura 194. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 195 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

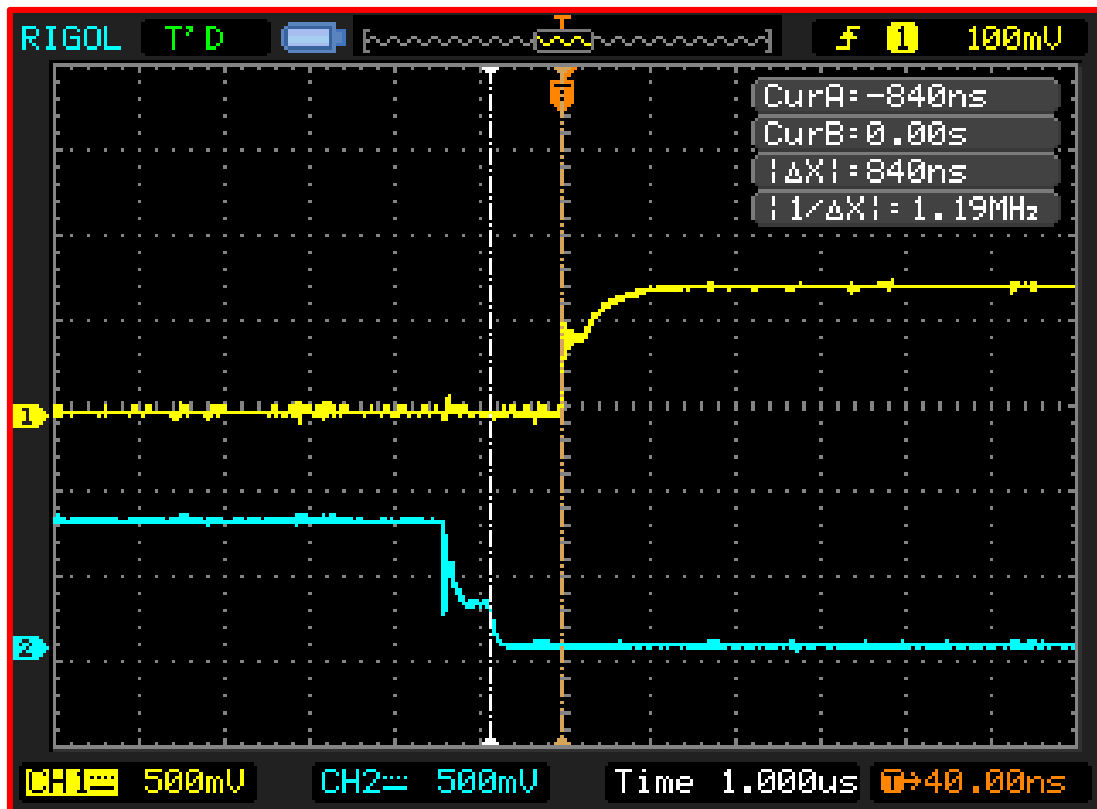


Figura 195. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 196 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

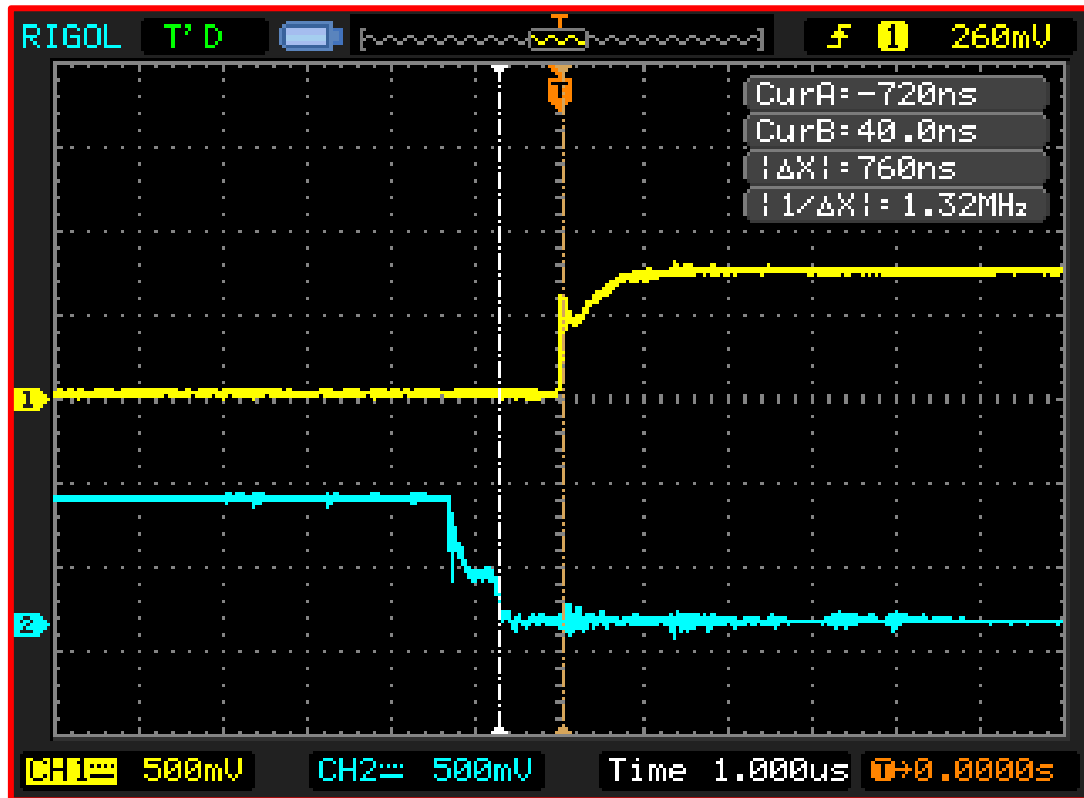


Figura 196. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 197 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

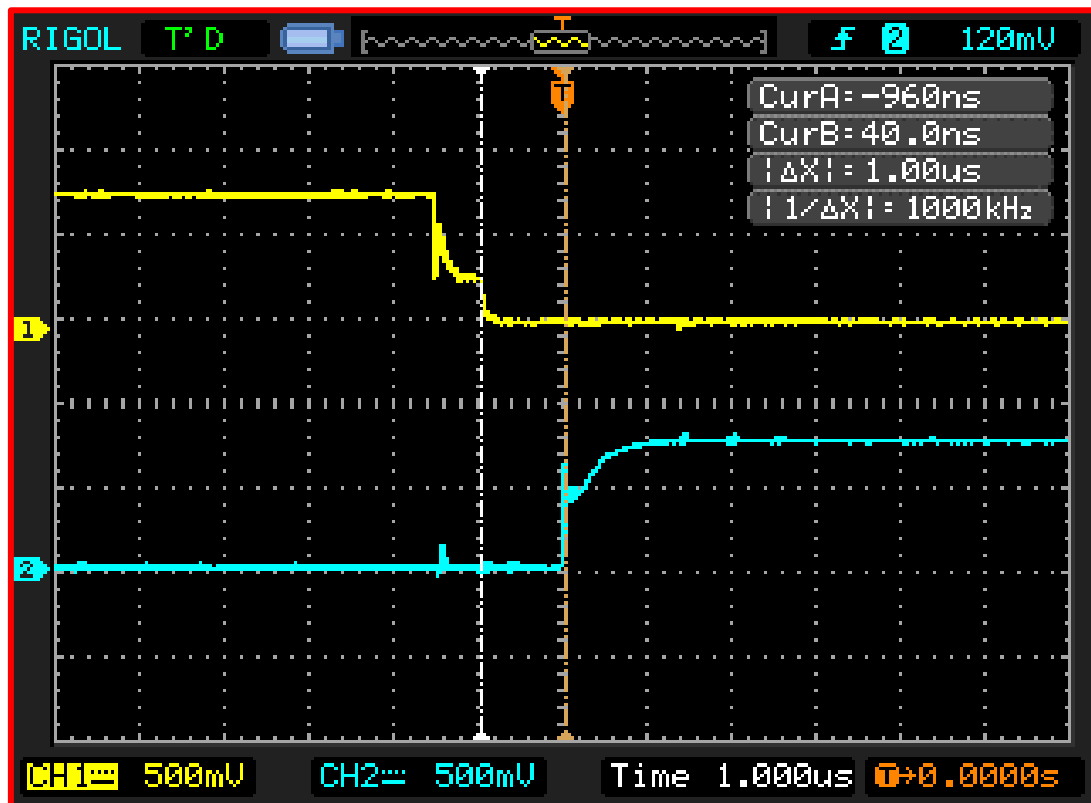


Figura 197. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 198 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

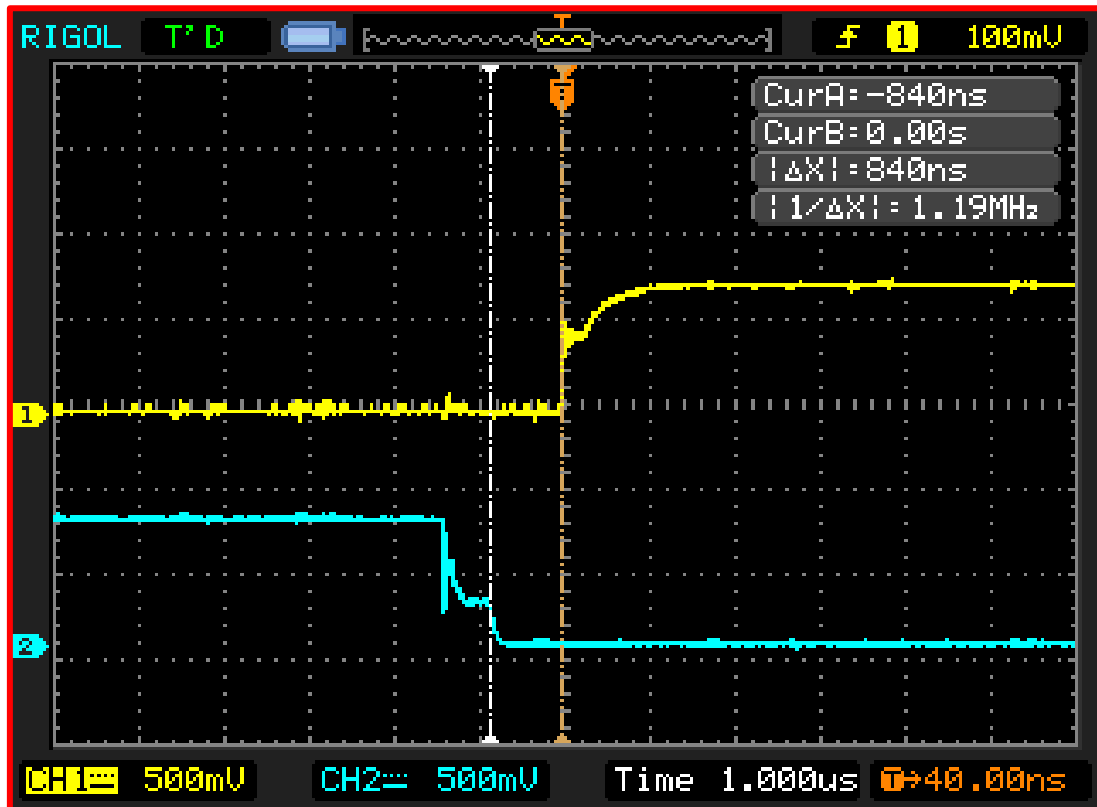


Figura 198. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 199 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

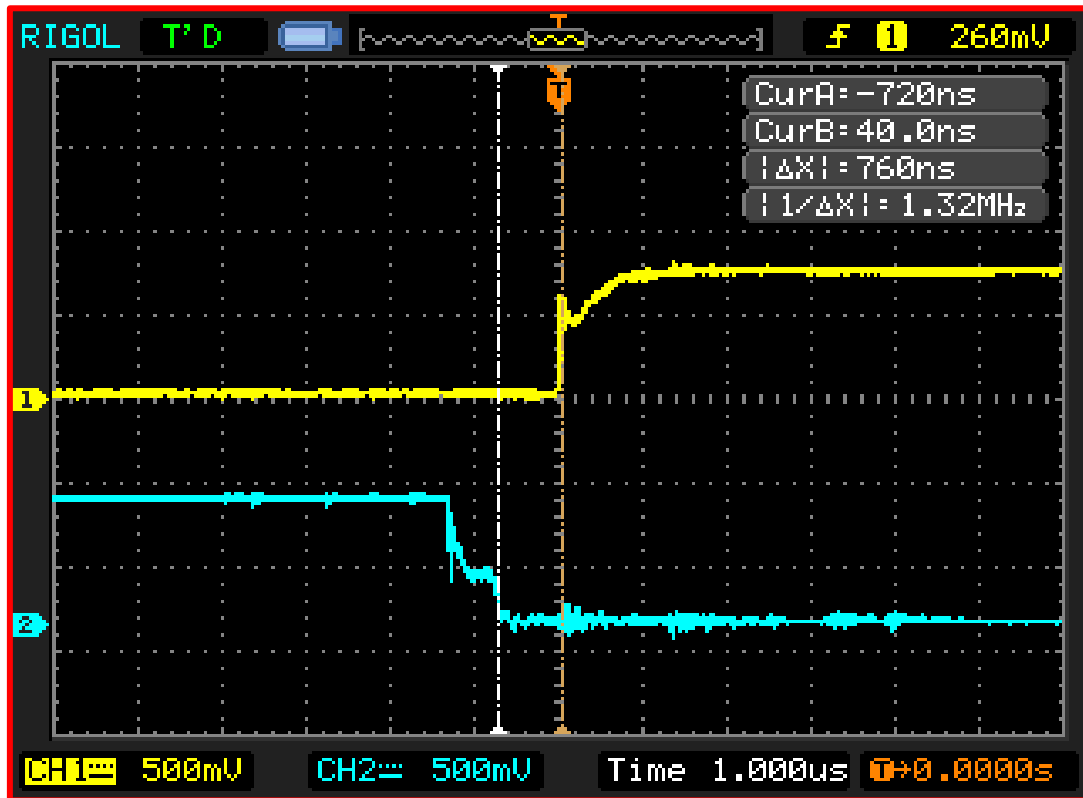


Figura 199. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 200 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

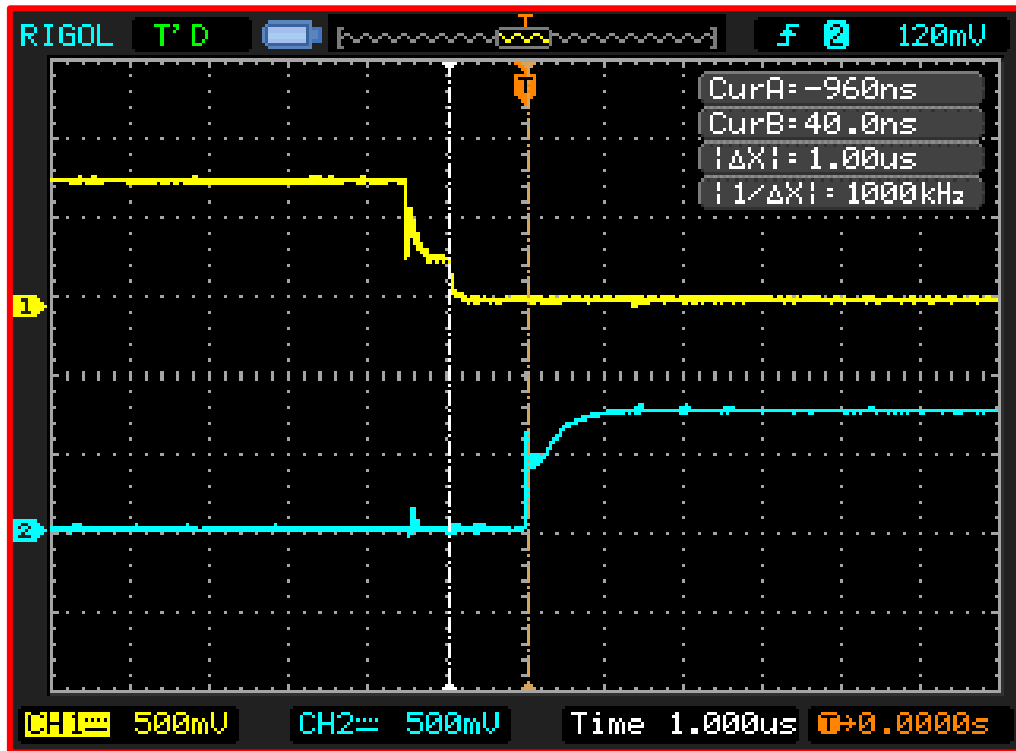


Figura 200. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 2).

El tiempo muerto medido es de 1 μ s. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 201 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

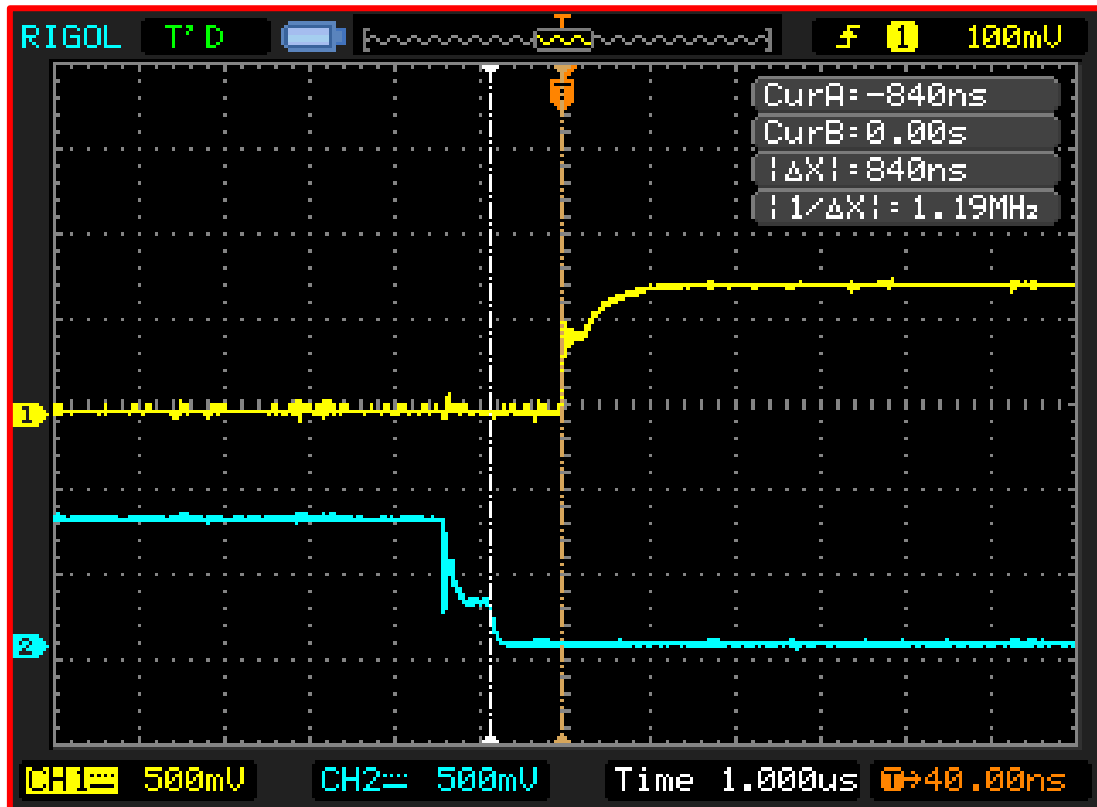


Figura 201. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010.

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 202 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

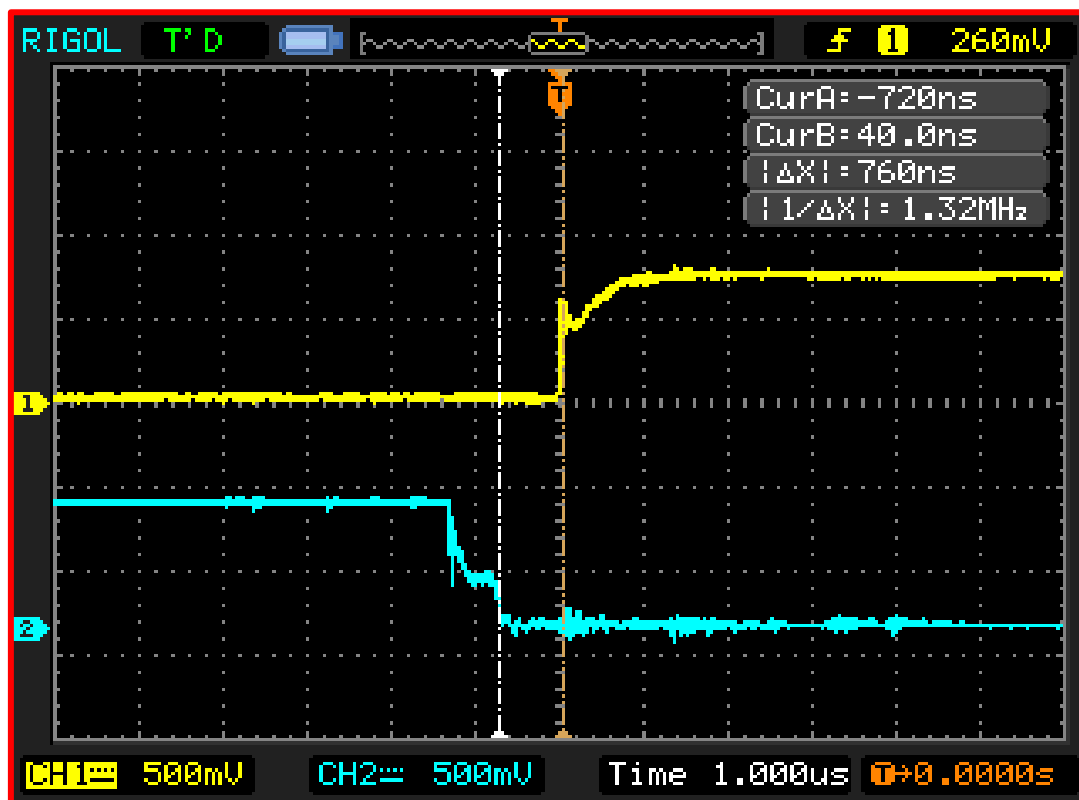


Figura 202. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

La tabla 29 realiza una comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y los obtenidos en el equipo real.

Valor de cuenta	Señales	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto en simulación (ns)
0001	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	1000	1667
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0010	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	840	1572
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0011	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	760	1458
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		

Tabla 29. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBT” (equipo 2).

De la información de la tabla 29 se muestra que hay una gran diferencia entre lo obtenido en simulación y en el montaje real, por lo que la simulación puede ser una buena opción para ver la evolución de la forma de las señales, pero no para estimar los tiempos muertos.

Por otro lado, en la tabla 30 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos reales de ambas circuiterías.

Valor de cuenta	Ramas	Tiempo muerto en la circuitería adaptadora de tensiones	Tiempo muerto en la circuitería generadora de tiempos muertos
0001	A	1000	1500
	B		
	C		
0010	A	840	1400
	B		
	C		
0011	A	760	1280
	B		
	C		

Tabla 30. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de ambas circuiterías (equipo 2).

6.4.6. Verificación de funcionamiento con una carga monofásica.

En este apartado se comprobarán las tensiones entre las salidas U-V, V-W y la corriente que circula por ellas.

En las siguientes figuras se mostrarán capturas de pantalla del osciloscopio donde se muestran las tensiones entre las salidas, así como la corriente que circula por la carga.

Las tensiones tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades también tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión V_{UV} .

En la figura 203 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{UV} .

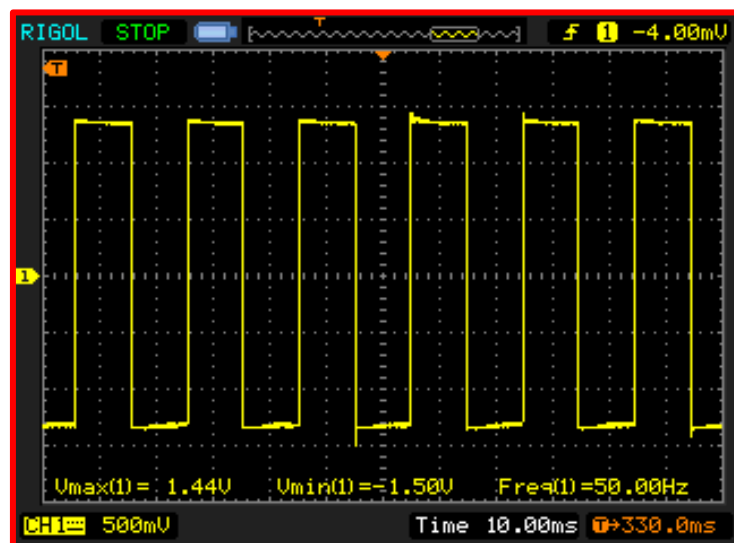


Figura 203. Tensión V_{UV} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima obtenida es de 1,44 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 28,80 V.

La tensión mínima obtenida es de -1,50 V, que resulta en una tensión real mínima de -30 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

Por otro lado, la figura 204 muestra que la señal presenta una tensión eficaz de 1,34 V y una tensión pico a pico de 2,94 V, luego a la tensión eficaz real es de 26,80 V y la tensión de pico a pico es de 58,80 V.

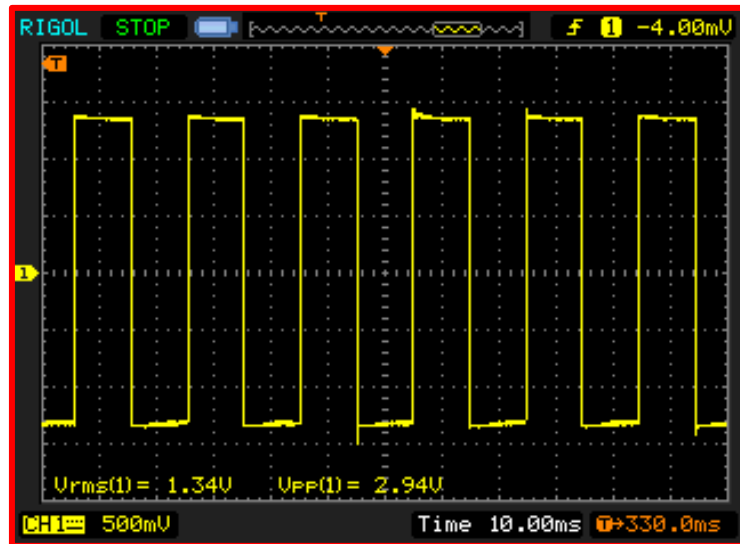


Figura 204. Tensión V_{UV} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Intensidad I_{UV} .

En la figura 205 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

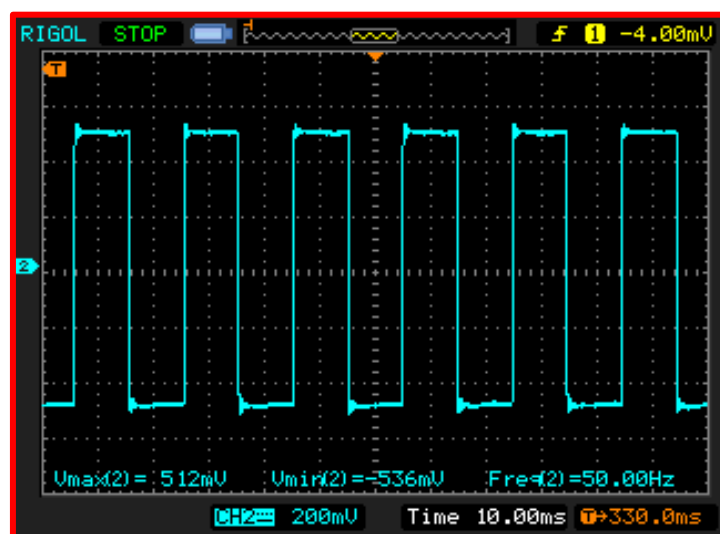


Figura 205. Intensidad I_{UV} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 512 mV y una amplitud mínima de -536 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ se obtiene que la intensidad tiene un valor máximo de 5,12 A y un valor mínimo de -5,36 A.

Por otro lado, realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ en los parámetros de la figura 206 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 4,93$ A y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 10,50$ A.

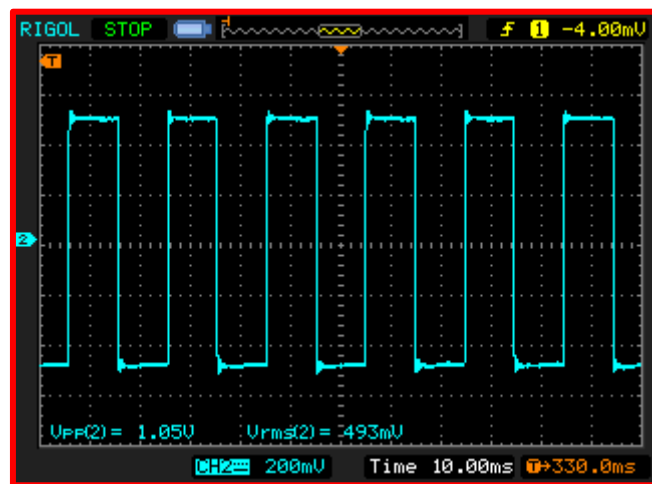


Figura 206. Intensidad I_{UV} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la información obtenida de estas capturas se concluye que las ramas A y B del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{UV} está conmutando entre 28,80 V y -30 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.
- La corriente que circula que circula por la carga está conmutando entre 5,12 A y -5,36 A con una frecuencia en torno a los 50 Hz, luego tanto el equipo inversor como la fuente están aportando correctamente la intensidad que demanda la carga.

Tensión V_{vw} .

En la figura 207 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{vw} .

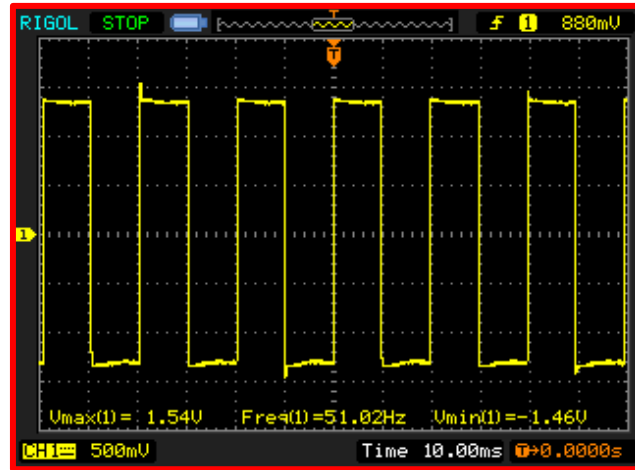


Figura 207. Tensión V_{vw} equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La se\u00f1al obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz.

La tensi\u00f3n m\u00e1xima es de 1,54 V. Eliminando el factor de reducci\u00f3n que introduce la sonda se obtiene una tensi\u00f3n real m\u00e1xima de +30,80 V.

La tensi\u00f3n m\u00ednima es de -1,46 V, luego eliminando el factor de reducci\u00f3n que introduce la sonda se obtiene una tensi\u00f3n real m\u00ednima de -29,20 V.

Por otro lado, de la figura 208 se concluye que eliminando el factor de reducci\u00f3n que introduce la sonda la tensi\u00f3n eficaz es de 26,80 V y la tensi\u00f3n de pico a pico es de 60 V.

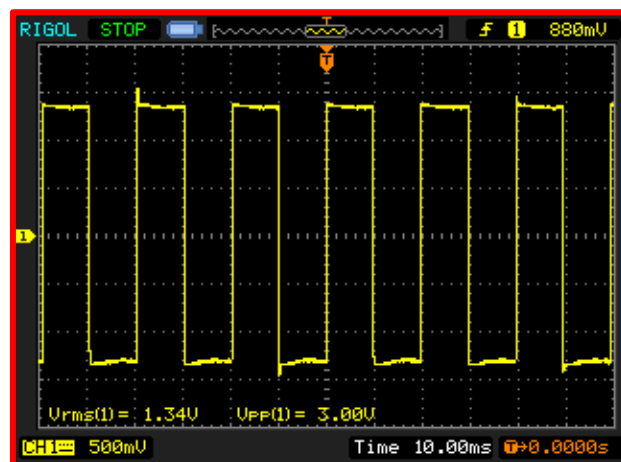


Figura 208. Tensión V_{vw} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).

Intensidad I_{VW} .

En la figura 209 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

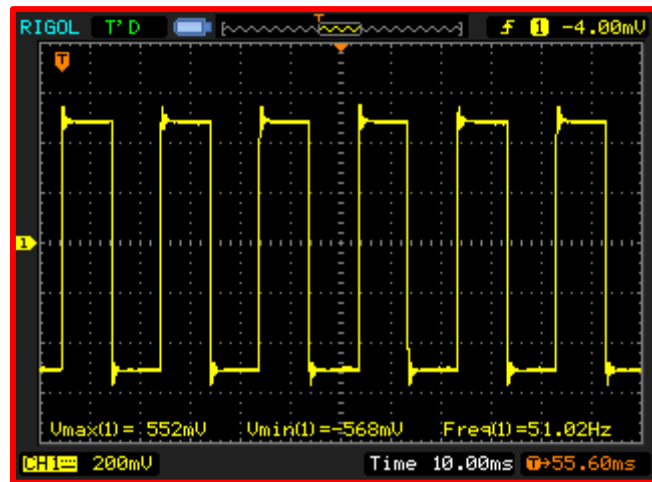


Figura 209. Intensidad I_{VW} equipo 2 (parámetros: $V_{\text{máx}}$, $V_{\text{mín}}$ y frecuencia).

En la figura se aprecia que la señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 552 mV y una amplitud mínima de -568 mV.

Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ se obtiene que la señal tiene un valor máximo de 5,52 A y un valor mínimo de -5,68 A.

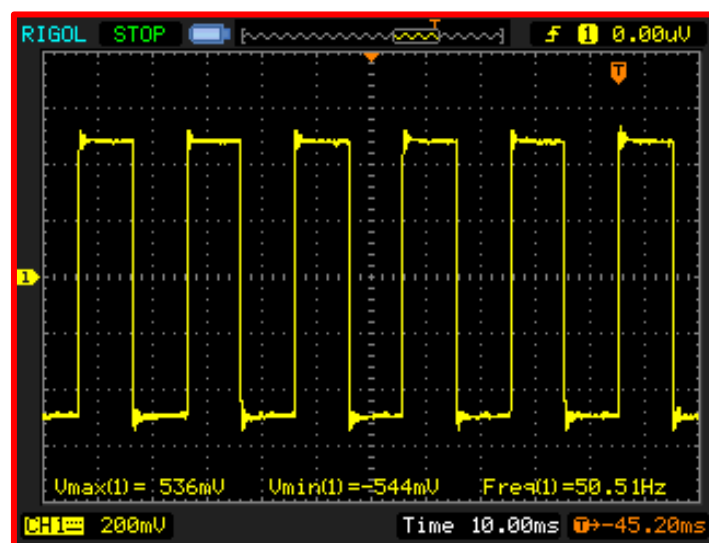


Figura 210, Intensidad I_{VW} equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Por otro lado, la señal tiene una Intensidad eficaz $I_{rms} = 4,97$ A y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 11,30$ A.

De la información obtenida de estas medidas se concluye que las ramas B y C del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{vw} está conmutando entre + 30,80 V y -29,20 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.

- La corriente que circula que circula por la carga conmuta entre + 5,36 A y -5,44 A con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores muy próximos a los 5,45 A y -5,45 A de intensidad máxima y mínima teórica calculada en el capítulo 2.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en configuración de puente completo es correcto, quedando resumido los parámetros de esta configuración en las tablas 31 y 32.

Tensión	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Tensión eficaz (V)
V_{uv}	28,80	-30	50	58,80	26,80
V_{vw}	30,80	-29,20	51,02	60	26,80

Tabla 31. Comparativa entre las tensiones de línea del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Intensidad	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I_{uv}	5,12	-5,36	50	10,50	4,93
I_{vw}	5,52	-5,68	51,02	11,30	4,97

Tabla 32. Comparativa entre las intensidades de línea del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} .

En las figuras 211 y 212 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones V_{UV} y V_{VW} obtenidos mediante el programa “Audacity”.

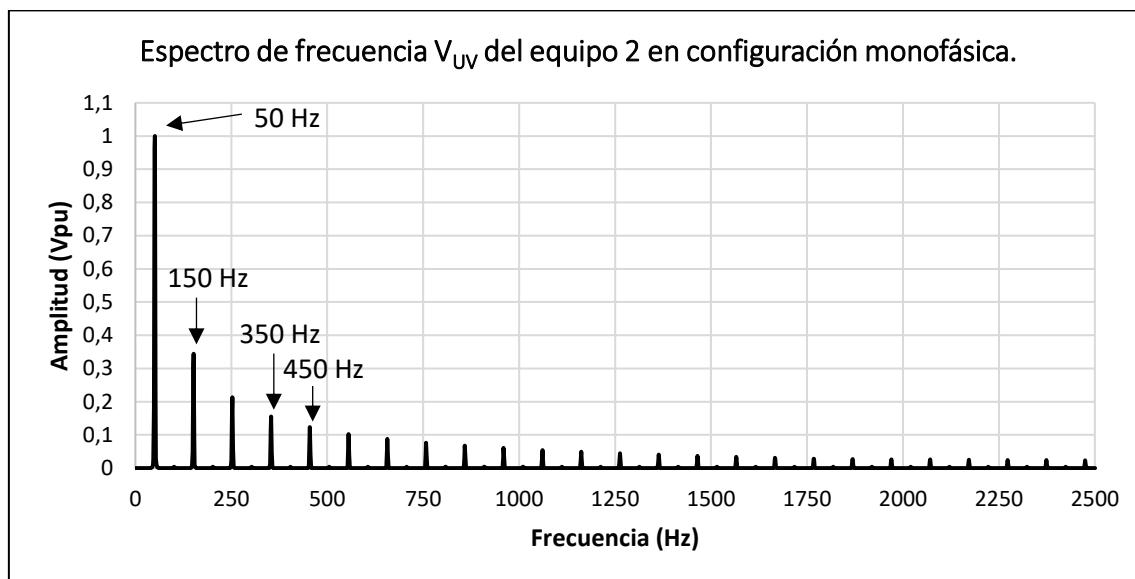


Figura 211, Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

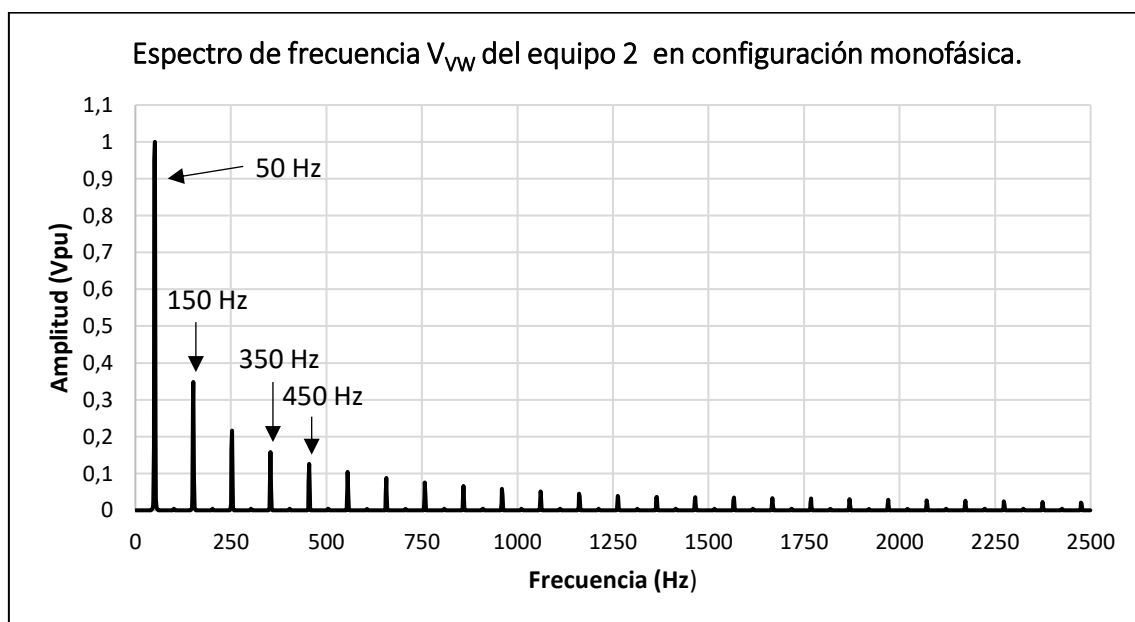


Figura 212. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 213 y 214 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

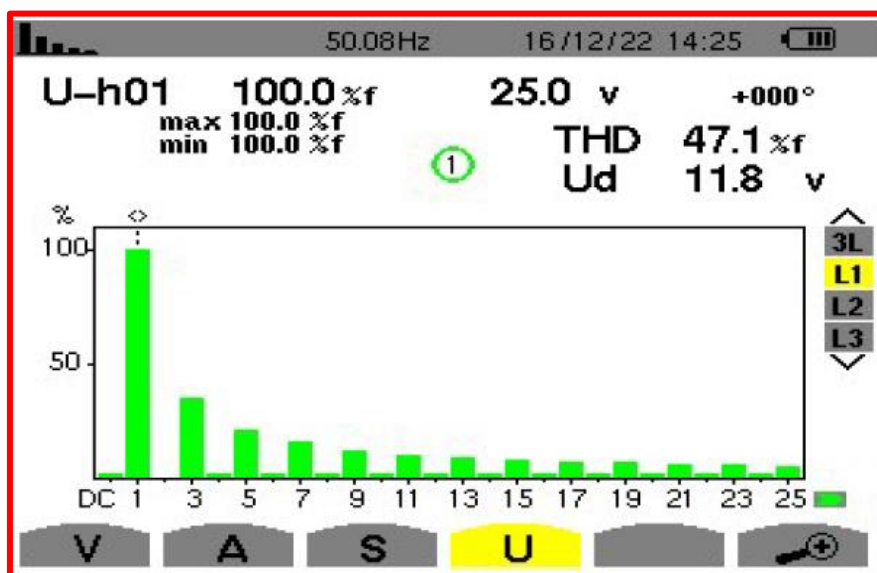


Figura 213. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

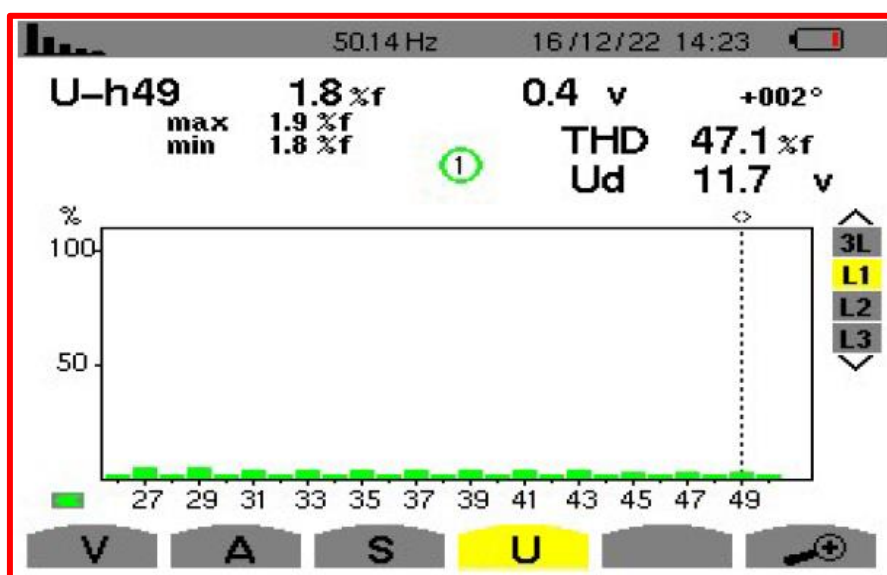


Figura 214. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 215 y 216 muestran el espectro de frecuencia de la tensión V_{vw} junto al THD obtenido.

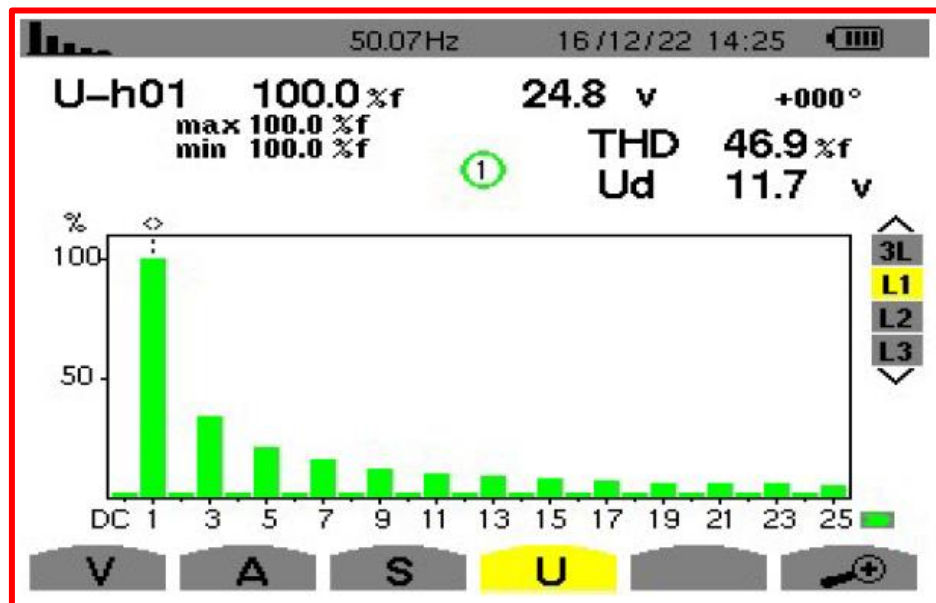


Figura 215. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{vw} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

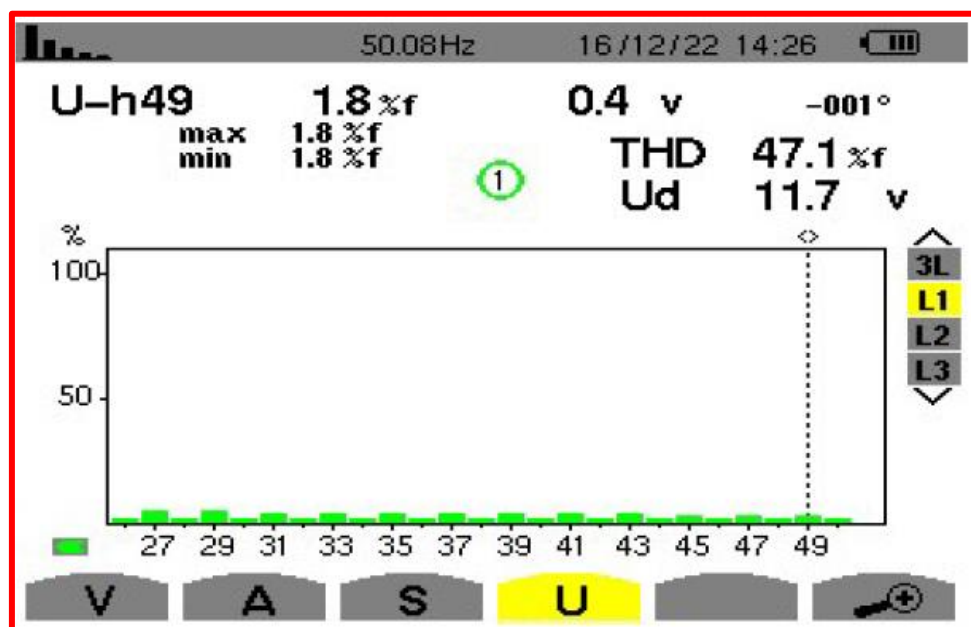


Figura 216. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{vw} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las tensiones V_{UV} y V_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 33 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	45,49 %	47,10 %	48,34 %
V_{VW}	45,25 %	46,90 %	48,34 %

Tabla 33. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida I_{UV} y I_{VW} .

En las figuras 217 y 218 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones I_{UV} y I_{VW} obtenidos mediante “Audacity”.

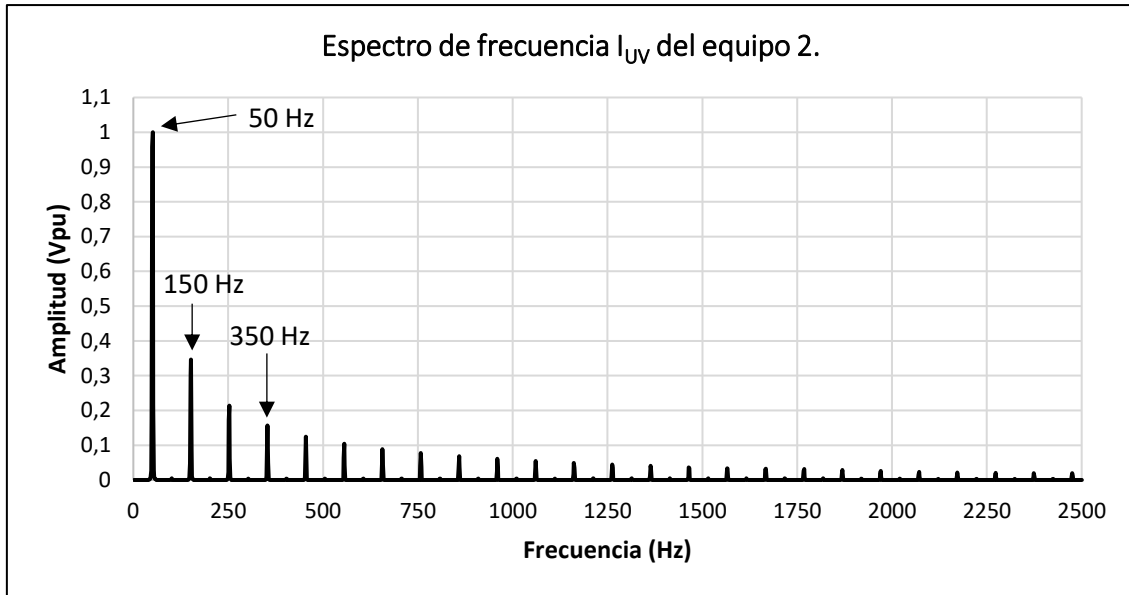


Figura 217. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

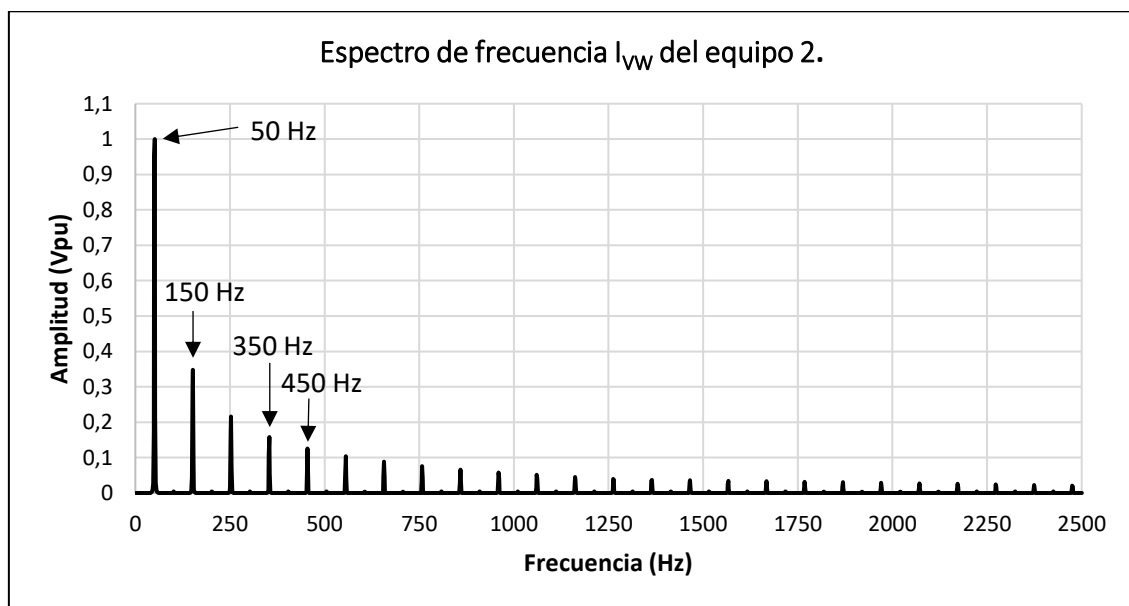


Figura 218. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las intensidades de salida I_{UV} y I_{W} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 219 y 220 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad I_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

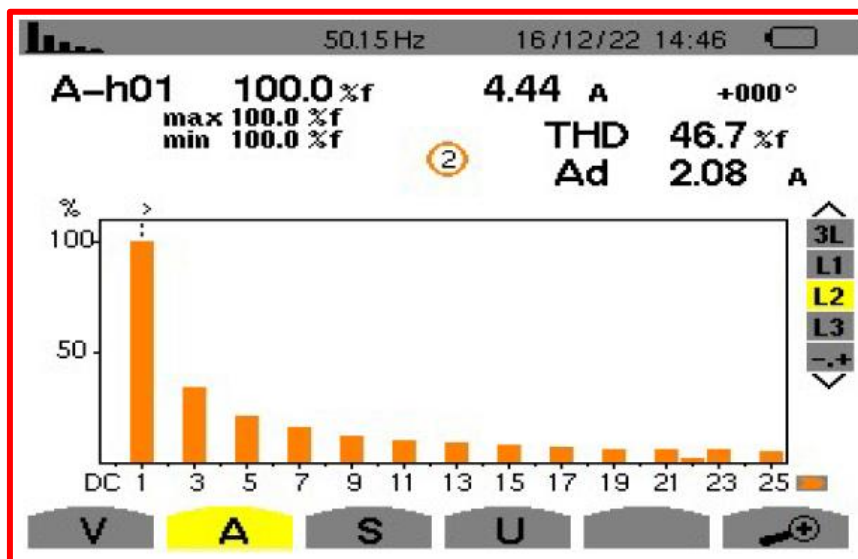


Figura 219. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

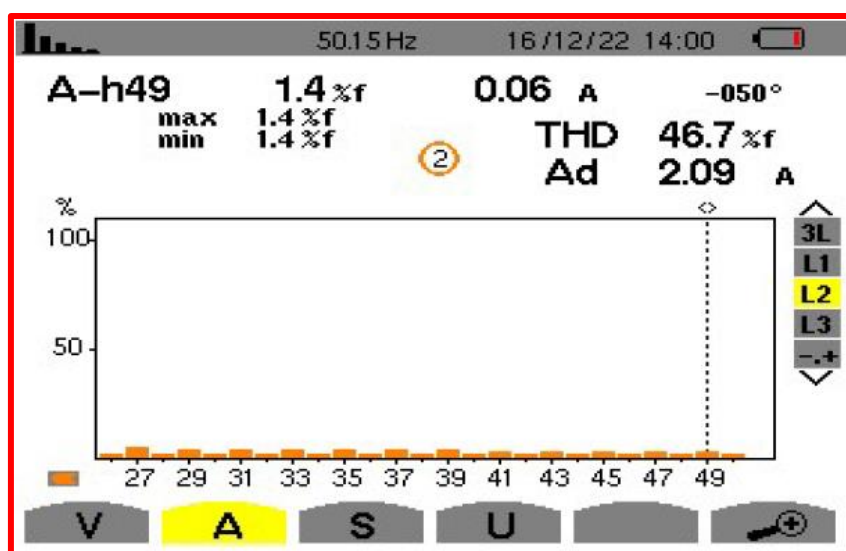


Figura 220. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 221 y 222 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad I_{vw} junto al THD obtenido.

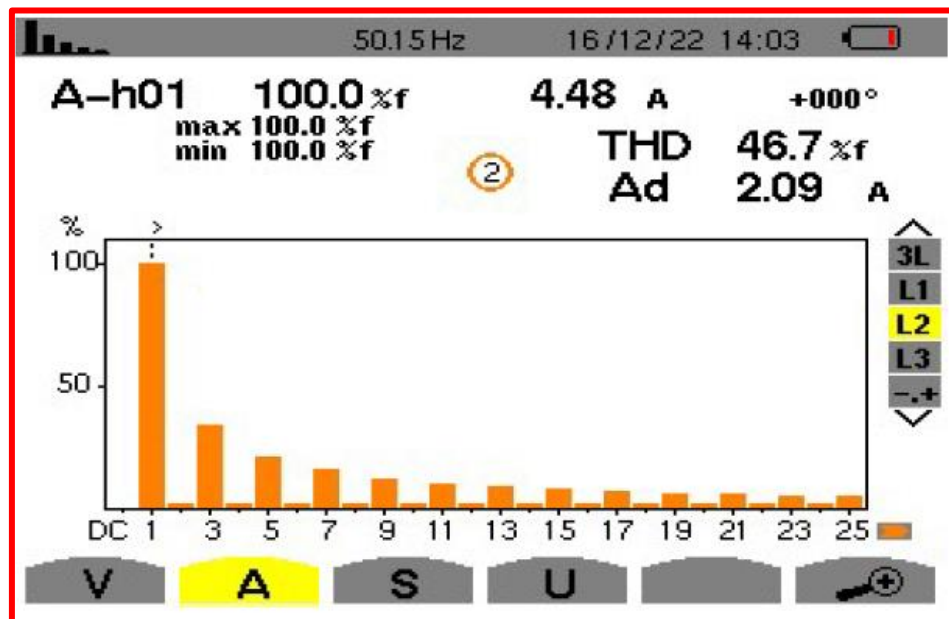


Figura 221. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{vw} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

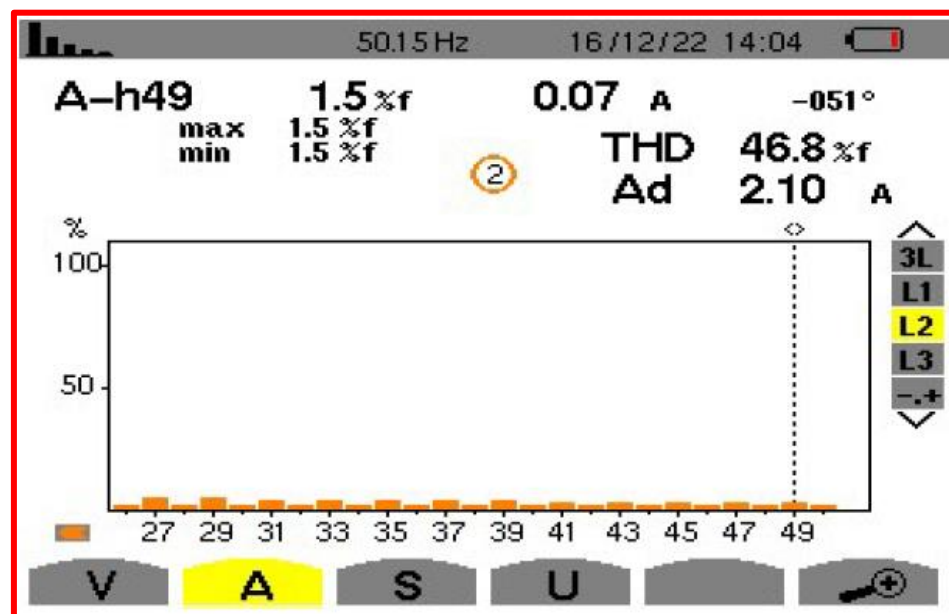


Figura 222. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{vw} del equipo 2. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las intensidades I_{UV} y I_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 32 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UV}	43,88 %	46,70 %	48,34 %
I_{VW}	44,52 %	46,70 %	48,34 %

Tabla 34. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.4.7. Verificación de funcionamiento con una carga trifásica.

En este apartado se verifica el funcionamiento del equipo 2 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

Para verificar el funcionamiento de este equipo se analizarán las diferentes capturas de pantalla del osciloscopio, donde se mostrarán las diferentes tensiones de línea, las tensiones fase-neutro, las intensidades de línea y los espectros de frecuencia.

Las tensiones e intensidades se ven reducidas en amplitud por el factor de reducción que introduce la sonda y la pinza amperimétrica, respectivamente.

Las tensiones de línea y de fase tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades de fase tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión de línea V_{UV} .

En las figuras 223 y 224 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UV} y sus parámetros característicos.

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima obtenida es de 1,48 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de 29,60 V.

La tensión mínima es de -1,52 V, lo que resulta en una tensión mínima real de -30,40 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

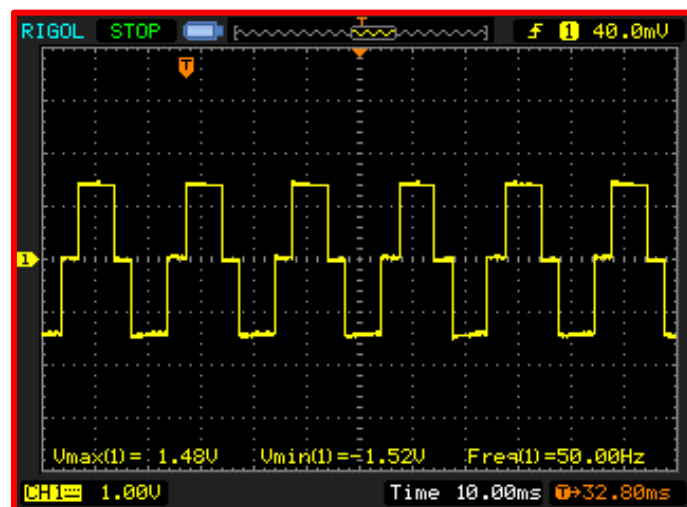


Figura 223. Tensión de línea V_{UV} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

De la figura 224 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz $V_{rms} = 23,20 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{PP} = 60 \text{ V}$.

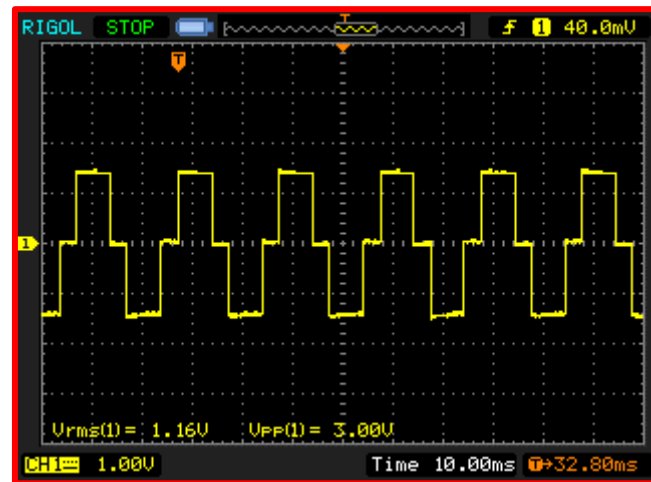


Figura 224. Tensión de línea V_{UV} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).

Se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a $0V$, corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Por la información obtenida de los parámetros y la forma de onda de la señal se determina que la tensión de línea V_{UV} evoluciona de forma correcta.

Tensión de línea V_{VW} .

En las figuras 225 y 226 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{VW} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz .

La tensión máxima obtenida es de $1,48 \text{ V}$. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de $29,60 \text{ V}$.

La tensión mínima es de $-1,52 \text{ V}$, lo que resulta en una tensión mínima real de $-30,40 \text{ V}$ si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

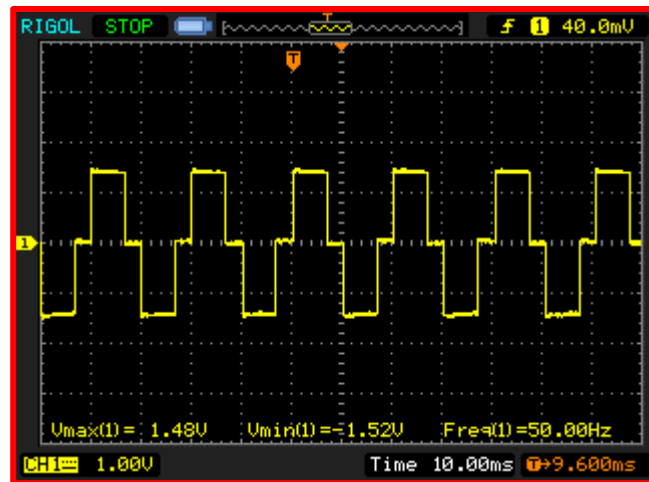


Figura 225. Tensión de línea V_{VW} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De la figura 226 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz $V_{\text{rms}} = 23,20 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{\text{pp}} = 60 \text{ V}$.

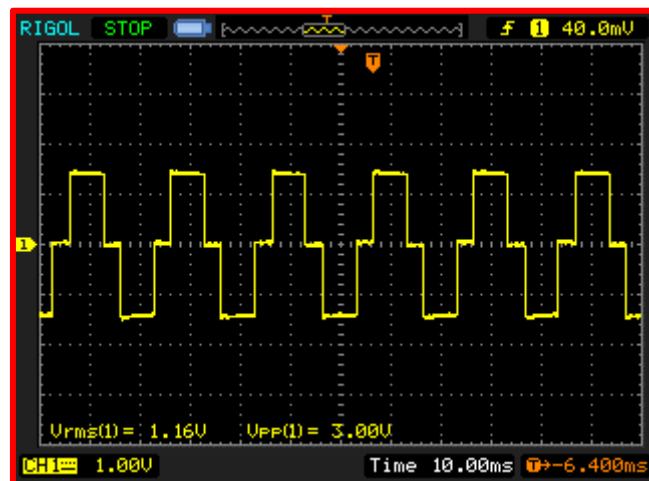


Figura 226. Tensión de línea V_{VW} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Al igual que para la tensión de línea V_{UV} , se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{\text{dc}}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{\text{dc}}$ y los 120° restantes está a 0V , corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Por la información obtenida de los parámetros y la forma de onda de la señal se determina que la tensión de línea V_{VW} evoluciona de forma correcta.

Tensión de línea V_{UW} .

En las figuras 227 y 228 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UW} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima obtenida es de 1,48 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de 29,60 V.

La tensión mínima es de -1,52 V, lo que resulta en una tensión mínima real de -30,40 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

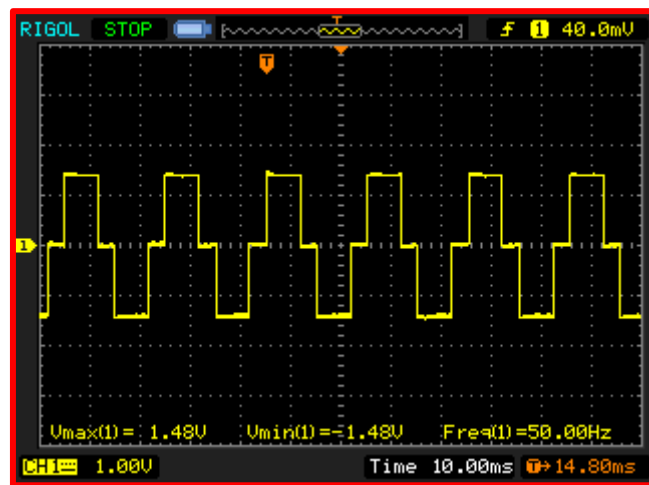


Figura 227. Tensión de línea V_{UW} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

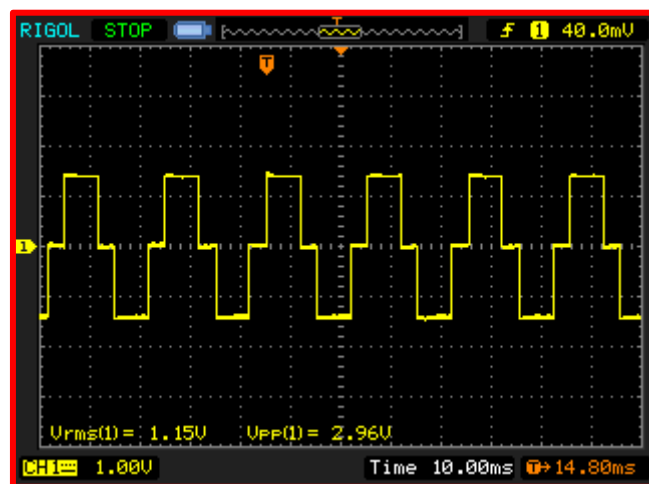


Figura 228. Tensión de línea V_{UW} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).

De la figura 228 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz $V_{rms} = 23 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{pp} = 59,20 \text{ V}$.

Al igual que para el resto de las tensiones de línea, se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a 0V .

Desfase entre las tensiones de línea.

En las figuras 229 y 230 se muestra el desfase existente entre las tensiones de línea V_{UV} - V_{VW} y V_{UV} - V_{WU} , respectivamente.

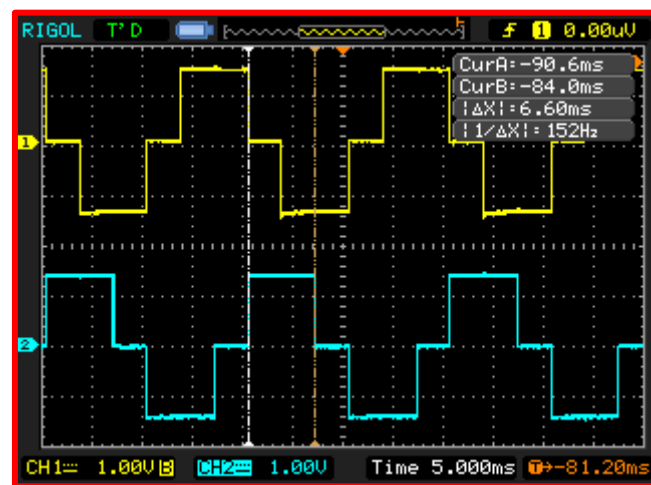


Figura 229. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 2).

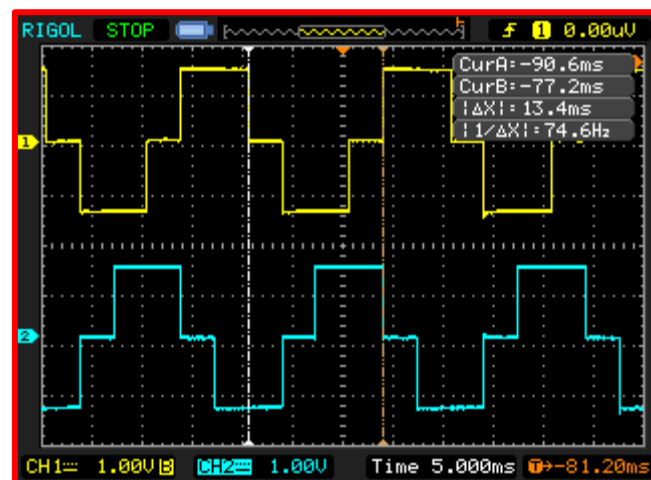


Figura 230. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 2).

Se aprecia que existe un desfase de 6,60 ms entre las líneas V_{UV} - V_{VW} , que equivale a un desfase de $118,80^\circ$, mientras que entre las líneas V_{UV} - V_{WU} existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de $241,20^\circ$ entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en el capítulo 2, obteniéndose voltajes trifásicos equilibrados.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el montaje real se debe a que las señales reales que genera el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

En la tabla 35 quedan resumidos los parámetros de las tensiones de línea de las capturas mostradas anteriormente.

Tensión de línea	Tensión Máxima (V)	Tensión Mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Tensión eficaz (V)
V_{UV}	29,60	-30,40	50	60	23,20
V_{VW}	29,60	-30,40	50	60	23,20
V_{UW}	29,60	-29,60	50	59,20	23

Tabla 35. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 2).

Se puede apreciar que existen ligeras variaciones entre los parámetros de las diferentes tensiones de línea. Esto se debe a la información que obtiene el osciloscopio varía según el momento en el que se realiza la captura de pantalla, ya que las señales presentan pequeñas ondulaciones en los valores máximos, mínimos y cuando están a 0V.

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 30 V y -30 V calculados teóricamente, mientras que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 24,49 V teóricos, luego los valores de tensión para estas señales son los esperados.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las tensiones de línea es correcto.

Tensión de fase V_{UN} .

En las figuras 231 y 232 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{UN} y sus parámetros característicos.

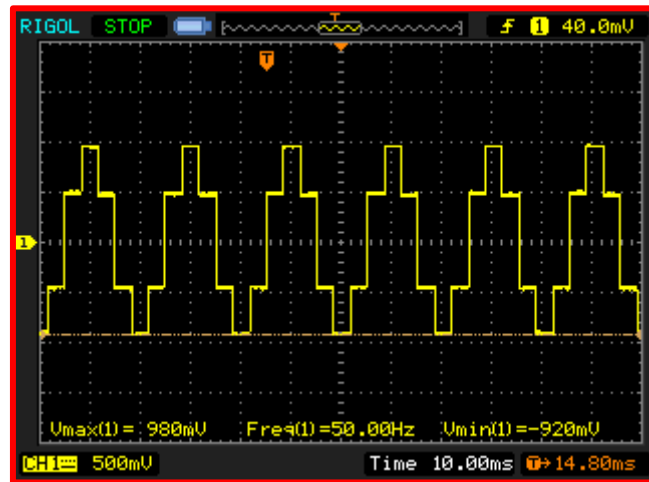


Figura 231. Tensión de fase V_{UN} del equipo 2 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 980 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 19,6 V.

La tensión mínima obtenida es de -920 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -18,4 V.

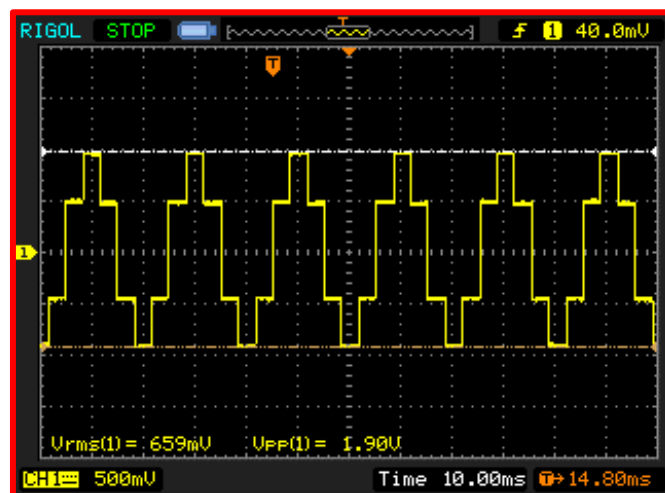


Figura 232. Tensión de fase V_{UN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 232 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,18 \text{ V}$ y una tensión pico a pico real $V_{pp} = 38 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

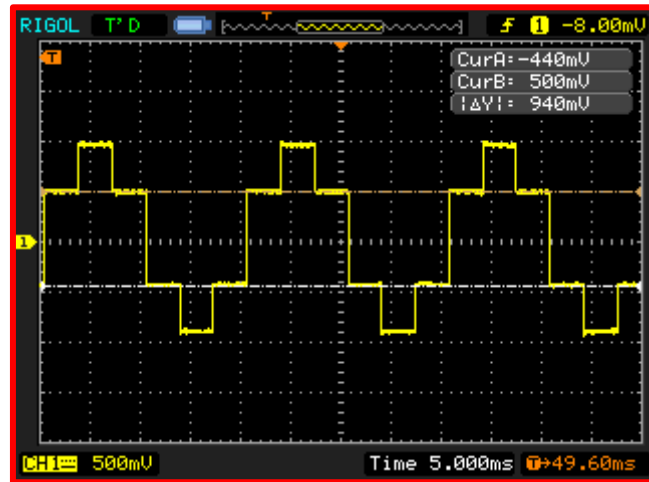


Figura 233. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 2).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV. Eliminando el factor de reducción de la sonda da lugar una tensión real de +10 V y -8,80 V, respectivamente.

La diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

También puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{UN} es correcta.

Tensión de fase V_{VN} .

En las figuras 234 y 235 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{VN} y sus parámetros característicos.

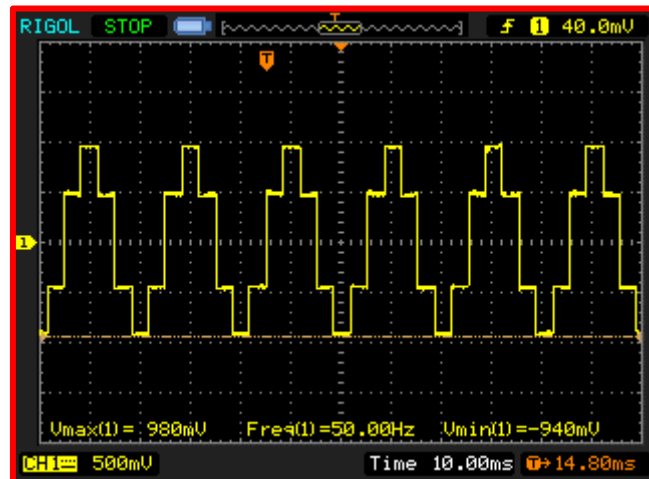


Figura 234. Tensión de línea V_{VN} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 980 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 19,6 V.

La tensión mínima obtenida es de -940 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -18,08 V.

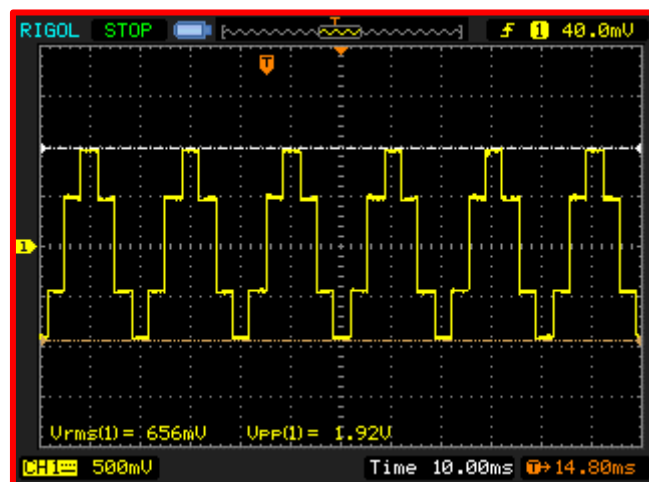


Figura 235. Tensión de fase V_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 235 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,12 \text{ V}$ y una tensión pico a pico real $V_{pp} = 38,40 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

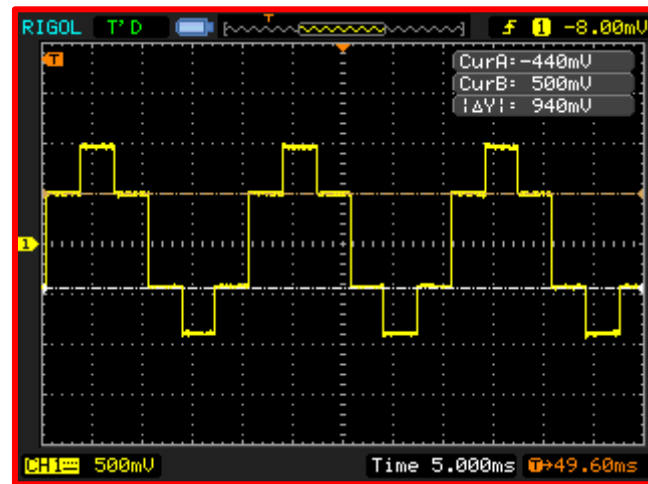


Figura 236. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 2).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3} V_{dc}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV. Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV. Eliminando el factor de reducción de la sonda da lugar una tensión real de +10 V y -8,80 V, respectivamente.

La diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

Al igual que en la tensión de fase V_{VN} , puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{VN} es correcta.

Tensión de fase V_{WN} .

En las figuras 237 y 238 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{WN} y sus parámetros característicos.

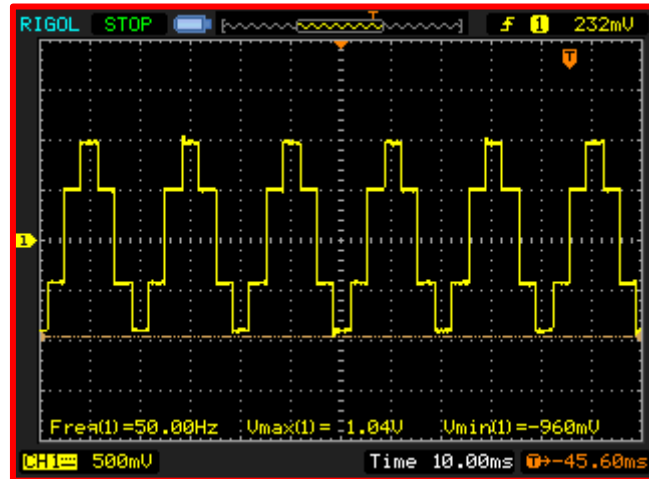


Figura 237. Tensión de fase V_{WN} del equipo 2 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 1,04 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 20,8 V.

La tensión mínima obtenida es de -960 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -19,2 V.

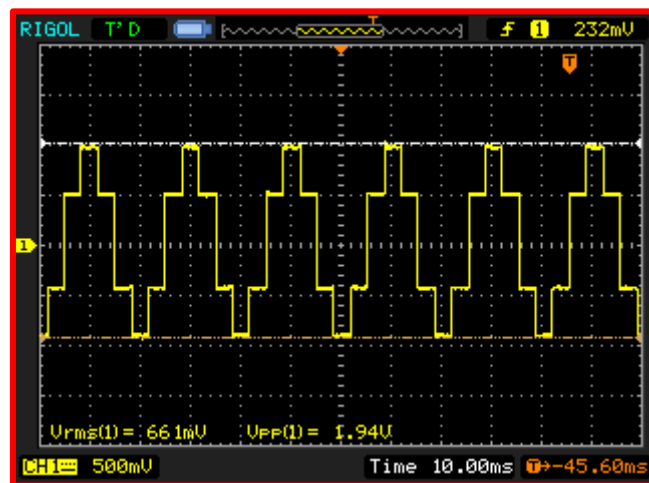


Figura 238. Tensión de fase V_{WN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 238 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,22 \text{ V}$ y una tensión pico a pico real $V_{pp} = 38,80 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

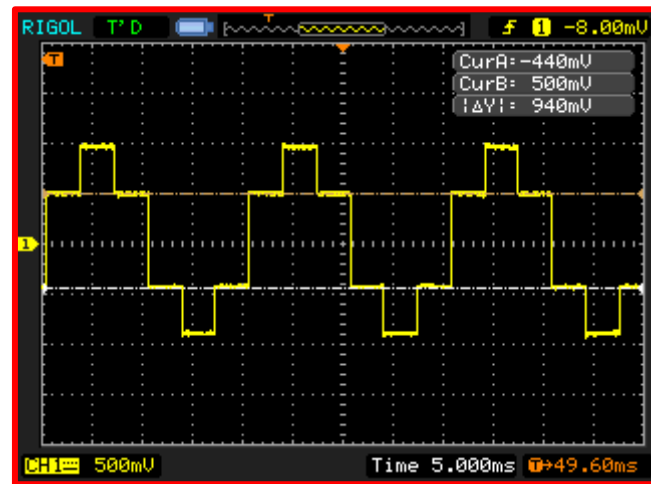


Figura 239. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 2).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3} V_{dc}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV, que deshaciendo el escalado de la sonda da una tensión real de +10 V y -8,80 V.

Al igual que en la tensión de fase V_{VN} la diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

Se cumple como en las otras dos tensiones de fase que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{WN} es correcta.

Desfase entre las tensiones de fase.

En las figuras 240, 241 y 242 se muestra el desfase existente entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{VN}$, $V_{UN}-V_{WN}$ y $V_{UN}-V_{WN}$, respectivamente.

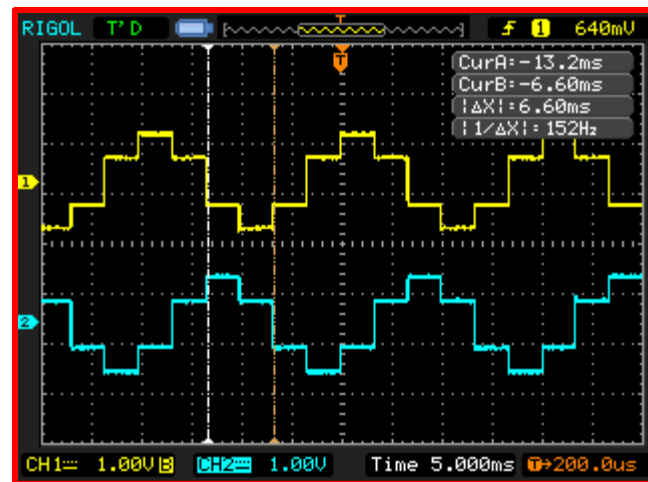


Figura 240. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 2).

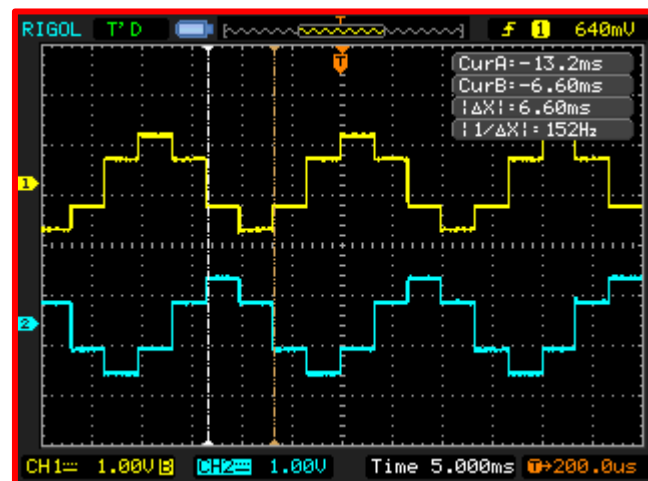


Figura 241. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 2).

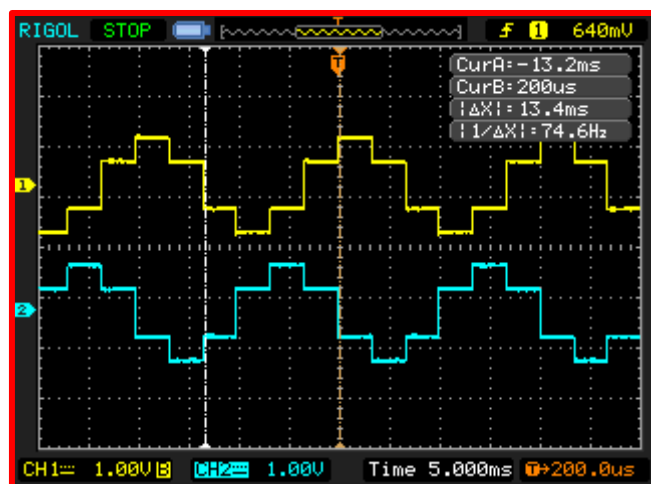


Figura 242. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).

Se aprecia en la figura 229 y 230 que existe un desfase 6,60 ms entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{VN}$ y $V_{VN}-V_{WN}$, que equivale a un desfase de $118,80^\circ$, mientras que entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{WN}$ existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de $241,20^\circ$ entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en el capítulo 2.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el equipo real se debe a que las señales generadas por el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos

En la tabla 36 se realiza una comparativa entre las diferentes tensiones de fase

Tensión de fase	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Valor eficaz (V)
V_{UN}	20	-18,40	50	38	13,18
V_{VN}	19,60	-18,80	50	38,40	13,12
V_{WN}	19,20	-18,80	50	38	13,12

Tabla 36. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 2).

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 20 V y -20 V calculados teóricamente, de igual manera que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 14,14 V teóricos.

De los valores de tensión que se obtienen y de las formas de onda que presentan estas señales se afirma que la evolución de las tensiones de fase es correcta.

Intensidad de fase I_{UN} .

En las figuras 243 y 244 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{UN} .

La señal tiene una amplitud máxima de 172 mV y una amplitud mínima de -188 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad máxima tiene un valor de 1,72 A y la intensidad mínima un valor mínimo de -1,88 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 244 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,23$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,68$ A.

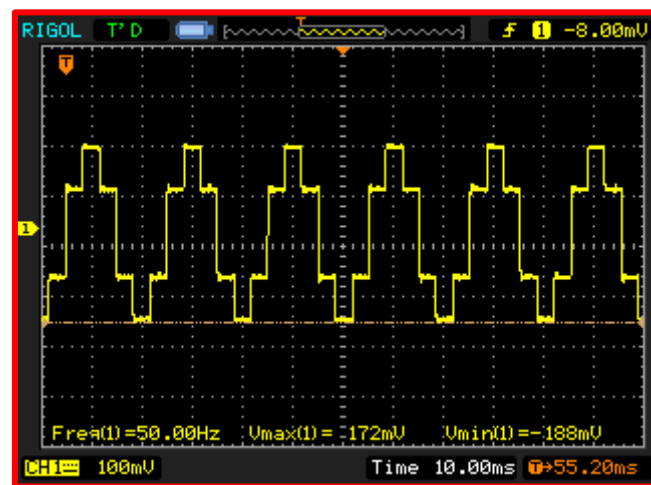


Figura 243. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 2 (parámetros: $V_{máx}$, $V_{mín}$ y frecuencia).

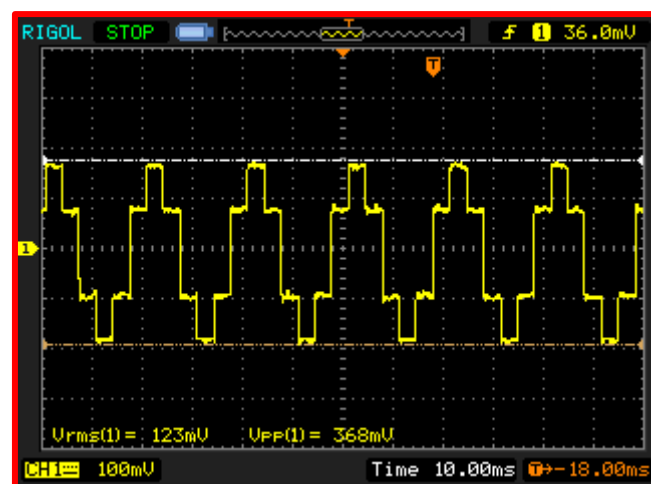


Figura 244. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 2 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{VN} .

En las figuras 245 y 246 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{VN} .

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 176 mV y una amplitud mínima de -196 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad tiene un valor máximo de 1,76 A y un valor mínimo de -1,96 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 246 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,26$ A y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 3,72$ A.

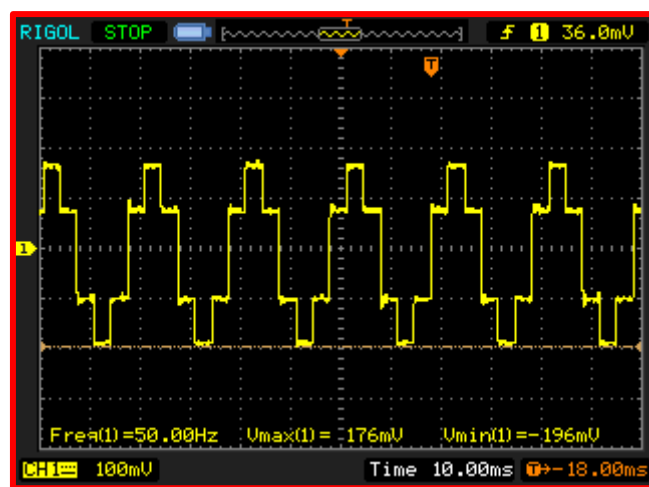


Figura 245. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

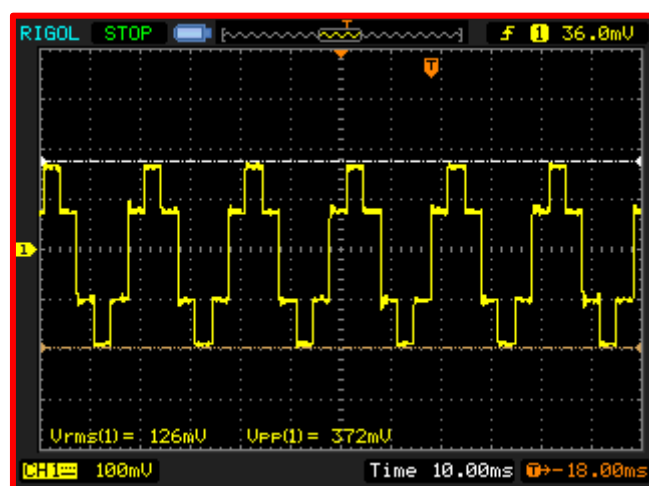


Figura 246. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{WN} .

En las figuras 247 y 248 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{WN} .

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 168 mV y una amplitud mínima de -196 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad tiene un valor máximo de 1,68 A y un valor mínimo de -1,96 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 248 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,22$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,56$ A.

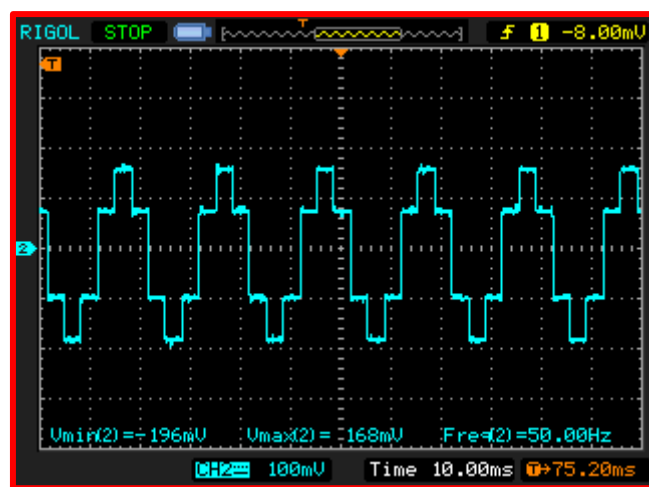


Figura 247. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 2 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

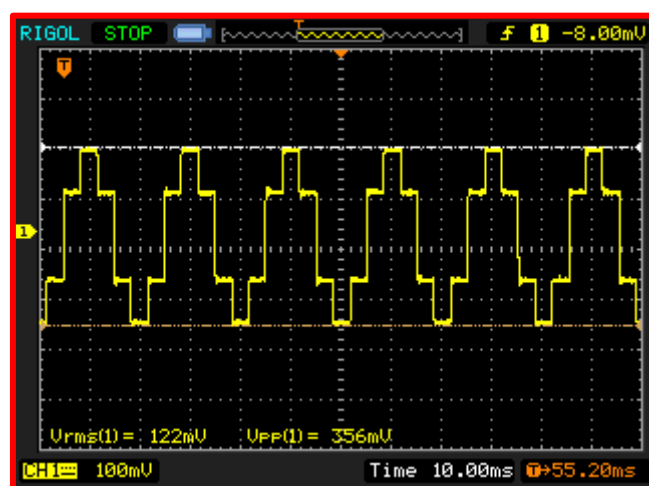


Figura 248. Intensidad de línea I_{WN} del equipo 2 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

En la tabla 37 se resumen los parámetros obtenidos de las diferentes intensidades.

Intensidad	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I _{UN}	1,72	-1,88	50	3,60	1,23
I _{VN}	1,76	-1,96	50	3,72	1,26
I _{WN}	1,68	-1,96	50	3,56	1,22

Tabla 37. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 2.

Se observa de la tabla 37 que, los valores máximos y mínimos están muy próximos a los 1,82 A teóricos calculados en las ecuaciones (11) y (12), habiendo ligeras diferencias entre ellas como consecuencia de las variaciones entre los valores reales de las resistencias.

De la misma tabla se observa que las intensidades eficaces obtenidas presentan valores muy próximos al calculado teóricamente (1,29 A).

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las intensidades de línea-fase es correcto.

Para terminar la verificación de este equipo restaría analizar los espectros de frecuencia reales, cuyo desarrollo se muestra en el próximo apartado.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea.

En el presente apartado se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} y V_{UW} obtenidos mediante “Audacity”.

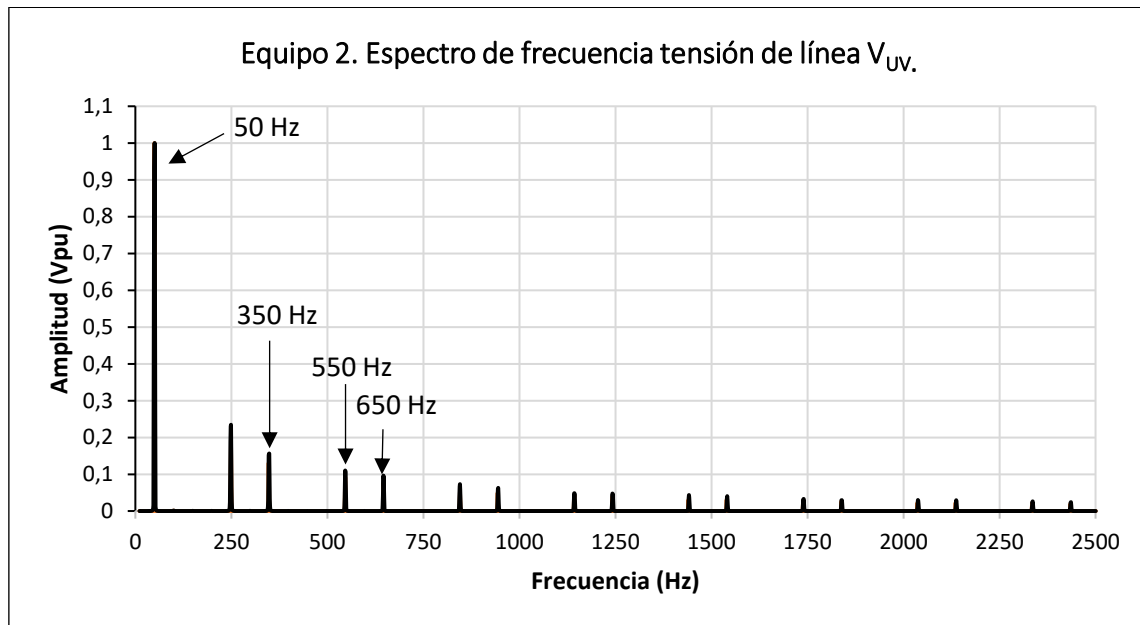


Figura 249. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 2.

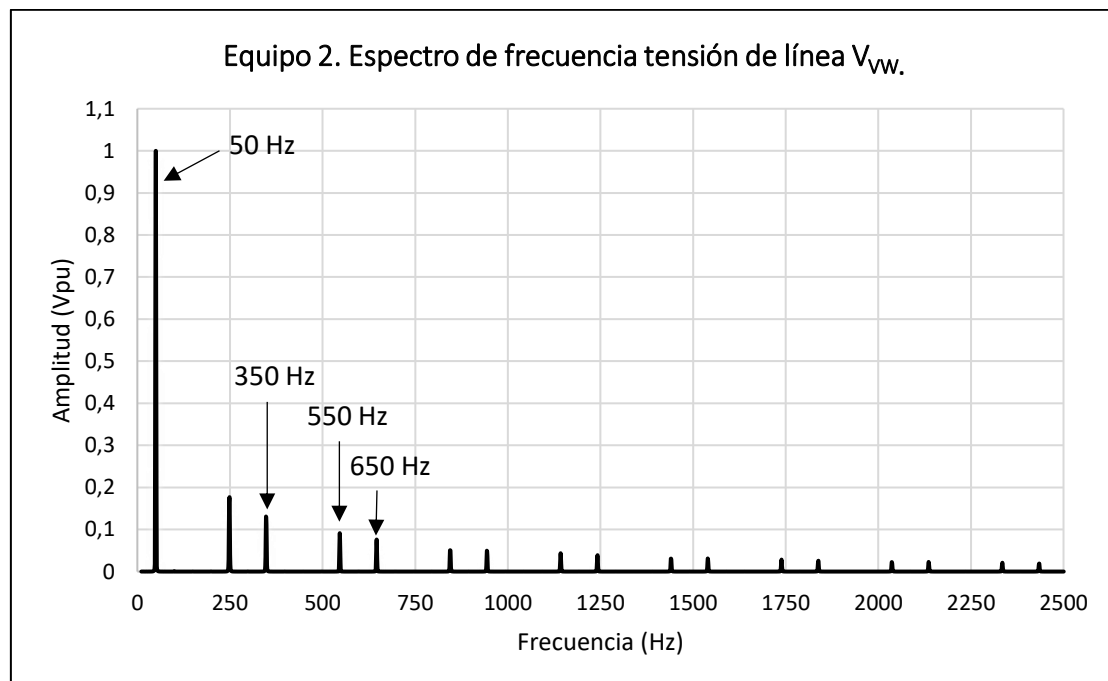


Figura 250. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 2.

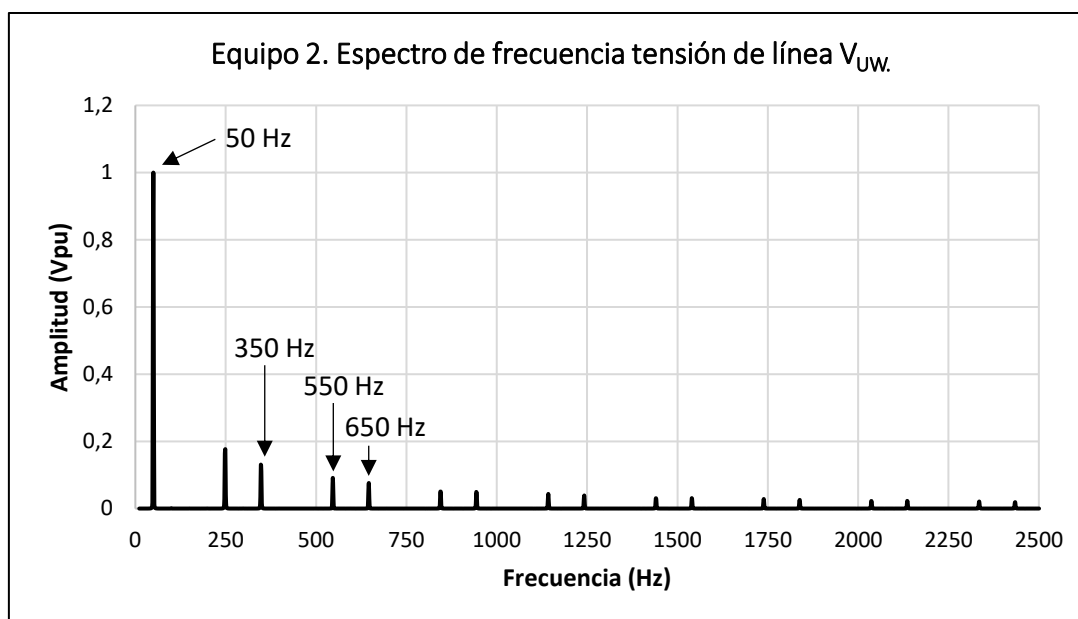


Figura 251. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 2.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} y V_{UW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 252 y 253 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

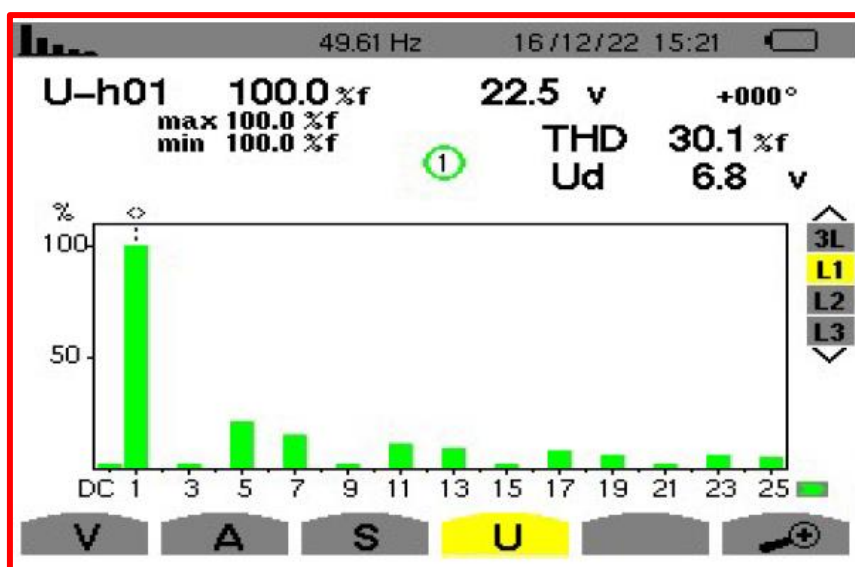


Figura 252. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 2.

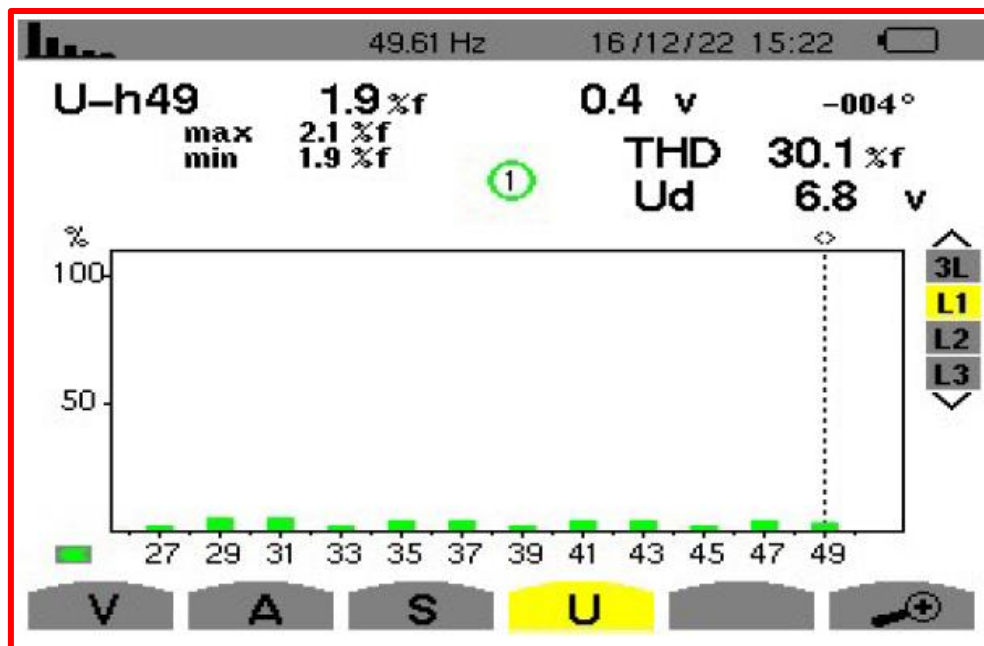


Figura 253. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 2.

Las figuras 254 y 255 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{VW} junto al THD obtenido.

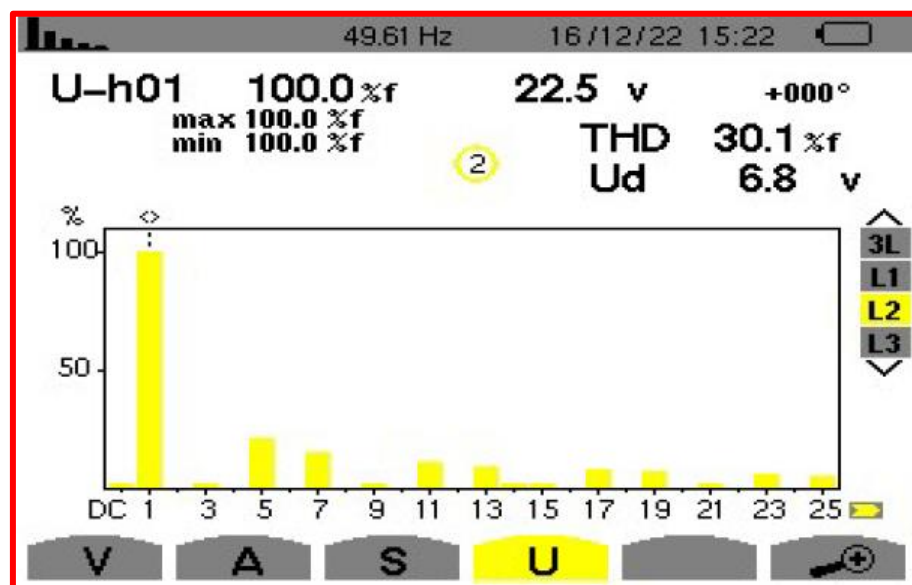


Figura 254. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 2.

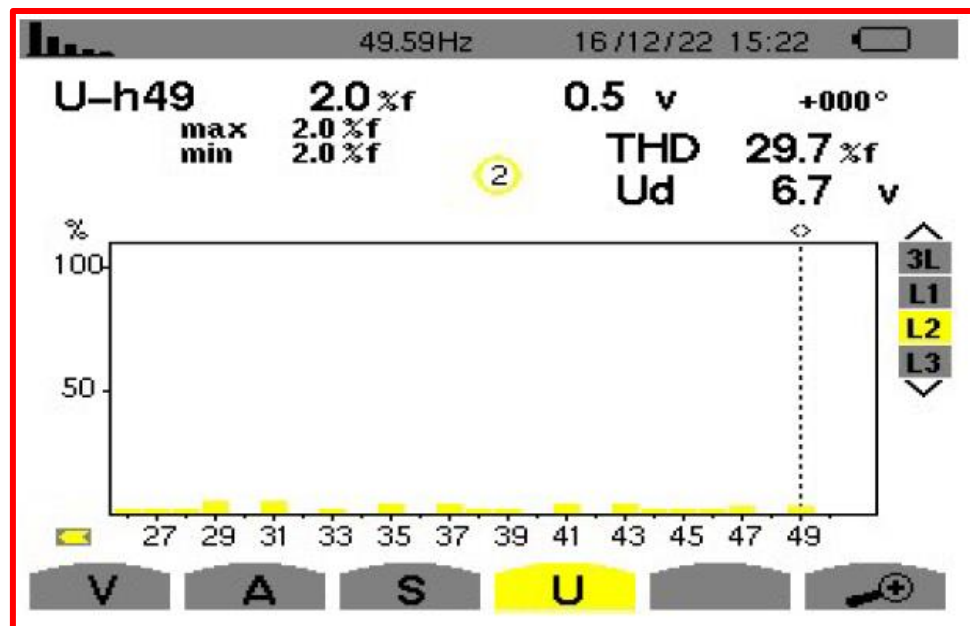


Figura 255. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{vw} del equipo 2.

Las figuras 256 y 257 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{uw} junto al THD obtenido.

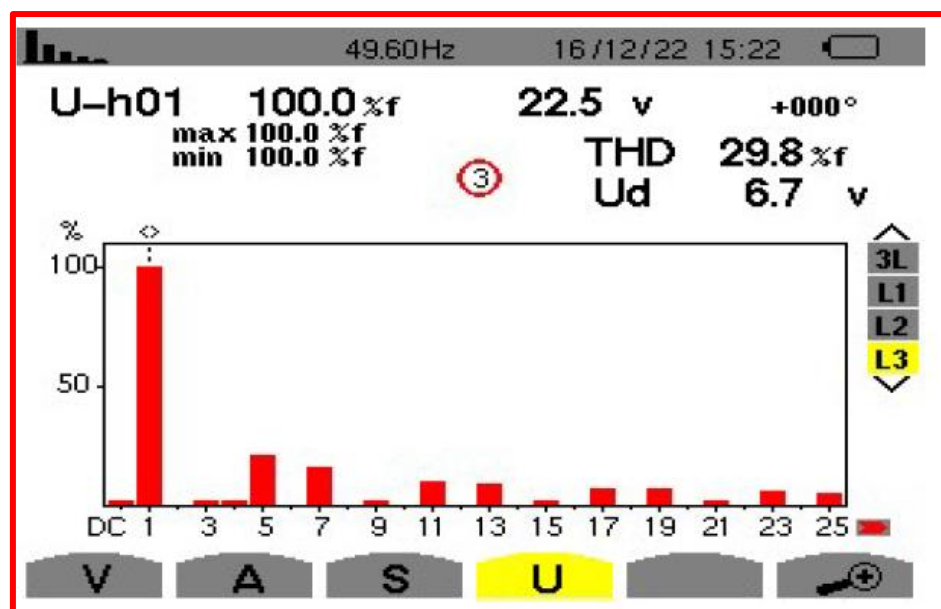


Figura 256. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{uw} del equipo 2.

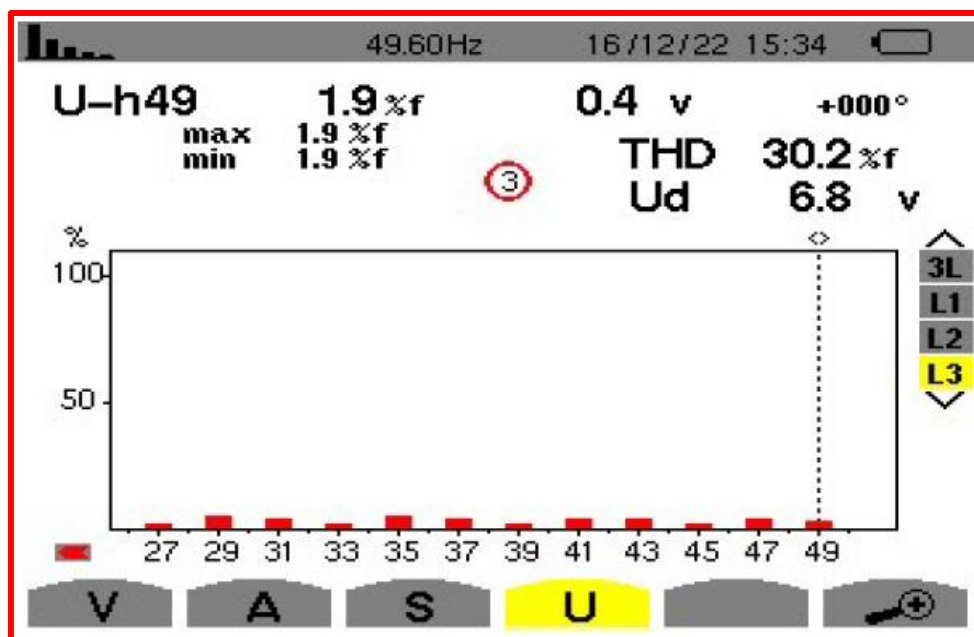


Figura 257. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 2.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 38 realiza una comparativa entre el THD real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	27,61 %	30,10 %	31,08 %
V_{VW}	28,15 %	30,10 %	31,08 %
V_{UW}	27,87 %	29,80 %	31,08 %

Tabla 38. Comparativa entre el THD real de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase.

En las figuras 258, 259 y 260 se muestran los espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_U , I_V y I_W obtenidos mediante el programa “Audacity”.

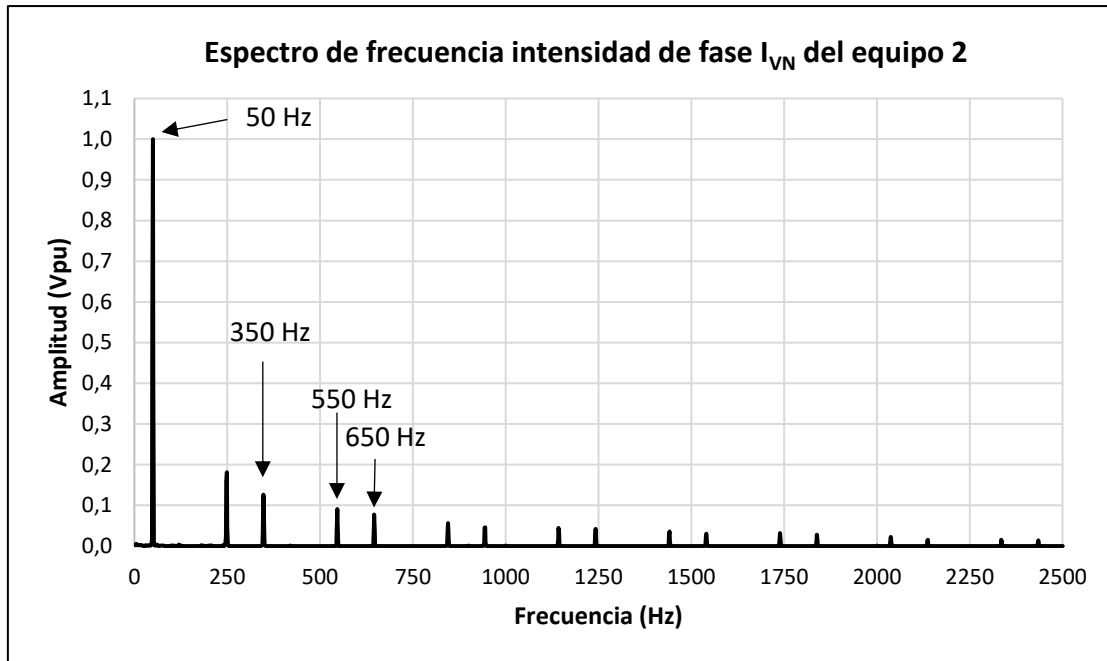


Figura 258. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.

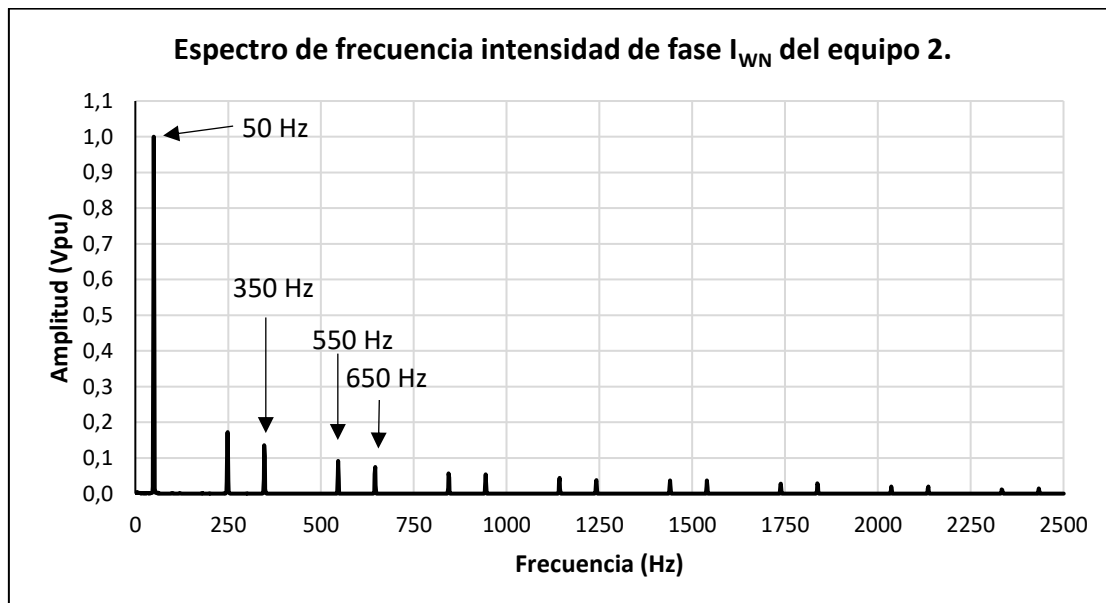


Figura 259. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.

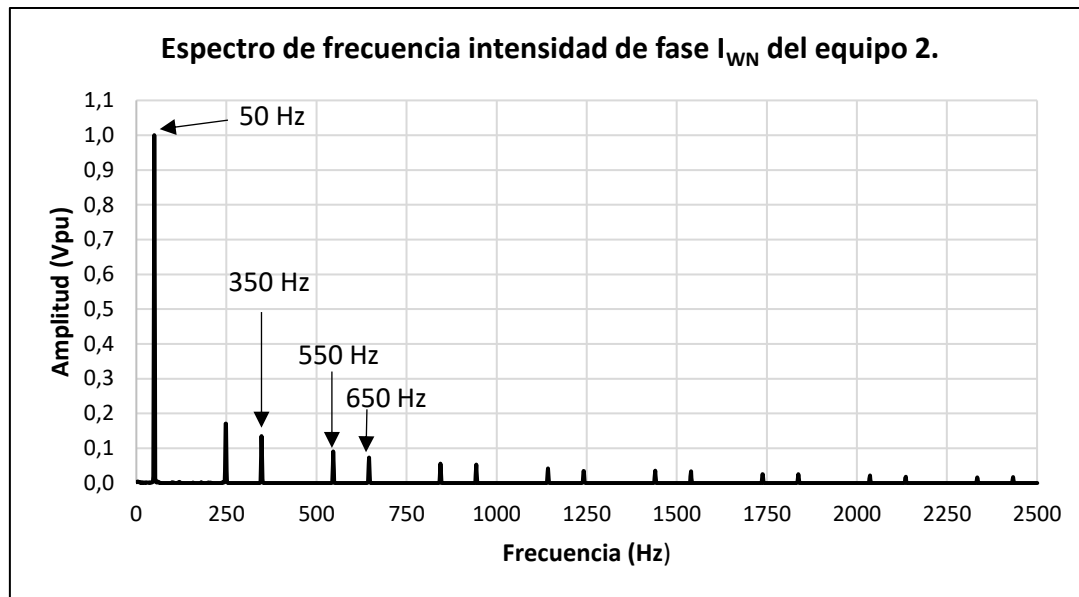


Figura 260. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} e I_{UN} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 261 y 262 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{UN} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

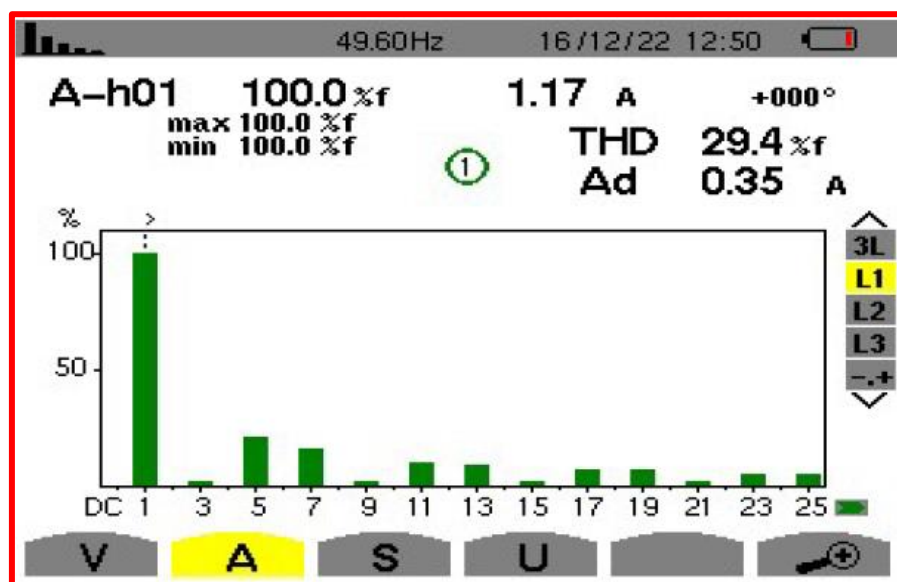


Figura 261. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.

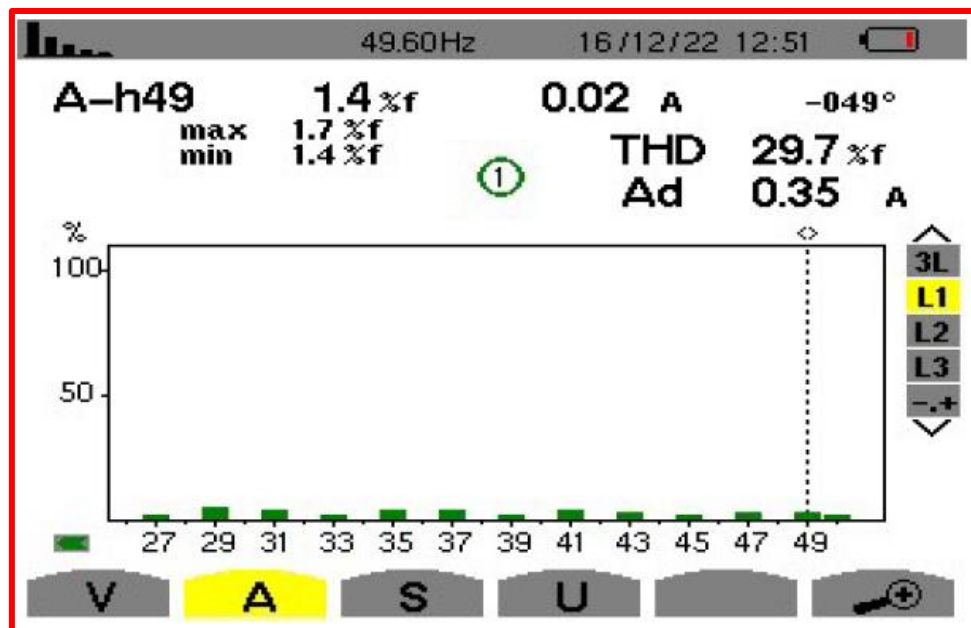


Figura 262. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 2.

Las figuras 263 y 264 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{VN} junto al THD obtenido.

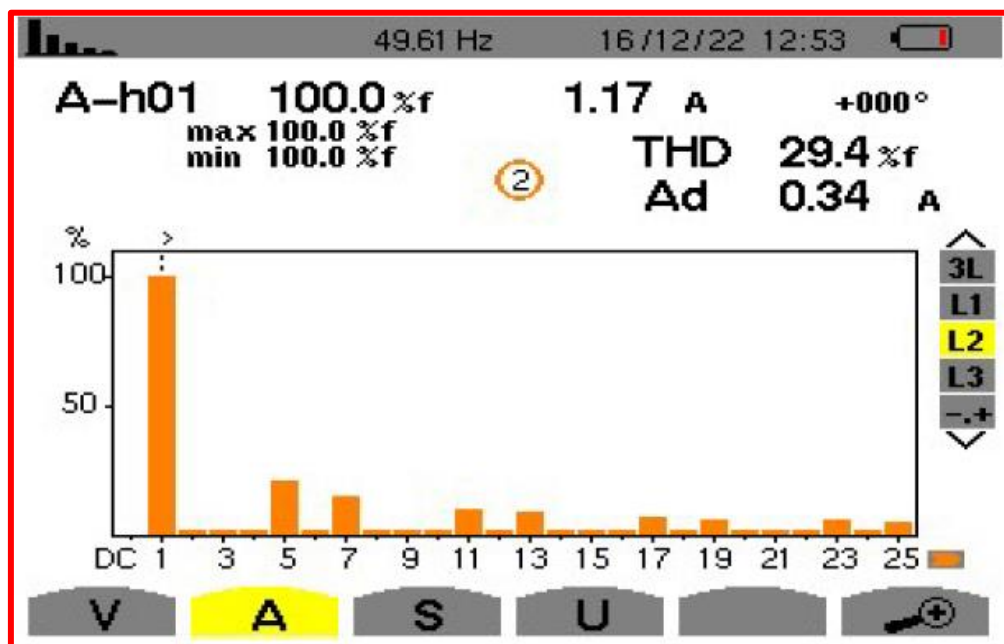


Figura 263. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.

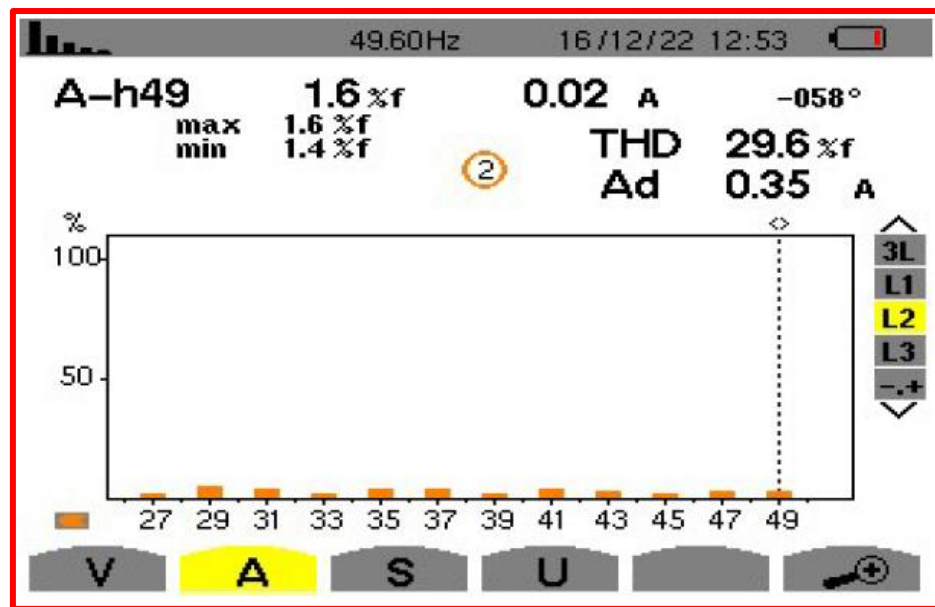


Figura 264. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 2.

Las figuras 265 y 265 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{WN} junto al THD obtenido.

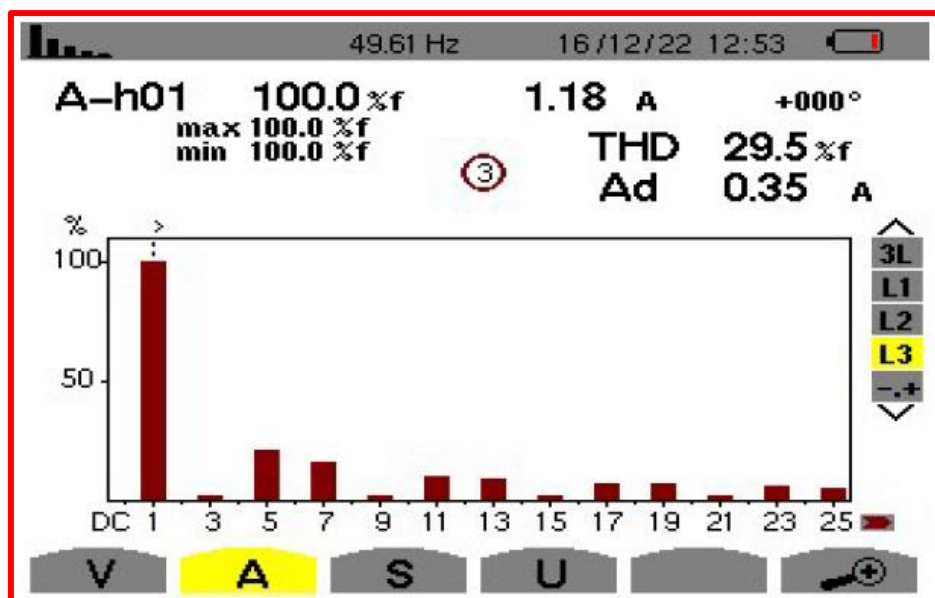


Figura 265. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.

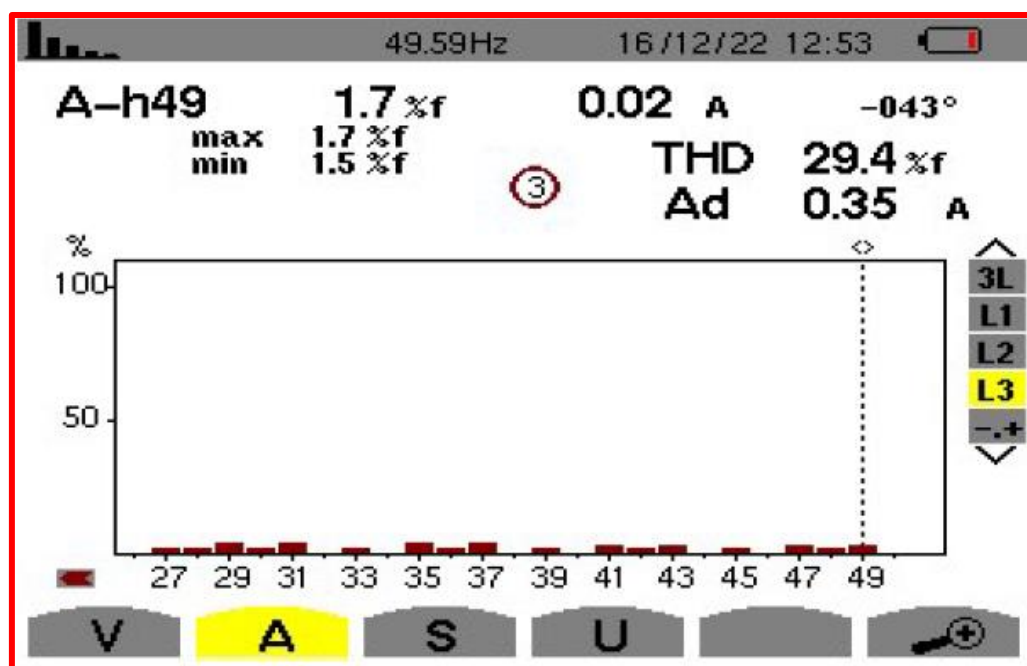


Figura 266. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 39 realiza una comparativa entre el THD real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en "Audacity"	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UN}	27,59 %	29,40 %	31,08 %
I_{VN}	26,95 %	29,40 %	31,08 %
I_{WN}	27,48 %	29,50 %	31,08 %

Tabla 39. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 2 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.5. Verificación de funcionamiento del equipo 3.

6.5.1. Verificación de funcionamiento del oscilador. Punto de prueba “TP3”.

En la figura 267 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio que muestra la evolución de la señal generada por el oscilador.

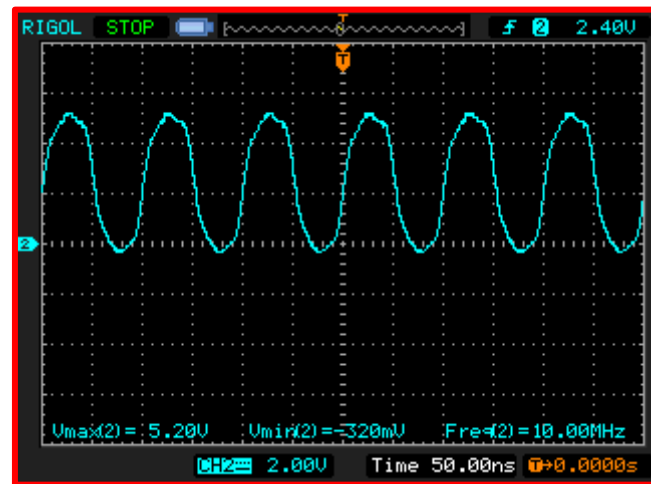


Figura 267. Señal generada por el oscilador (equipo 3).

La señal presenta una tensión máxima de 5,20 V, una tensión mínima de -0,32 V y una frecuencia de 10 MHz, luego el oscilador evoluciona de forma correcta.

La señal obtenida tiene un aspecto más parecido a una sinusoidal que a una propia señal cuadrada. Esto es debido a que las componentes armónicas de orden superior se filtran, debido al bajo ancho de banda del osciloscopio, haciendo que la forma de onda se distorsione, asemejándose más a una onda sinusoidal.

Por otro lado, el tiempo de subida y de bajada de la señal es superior al esperado de una señal cuadrada con ciclo de trabajo 50% y misma frecuencia. Esto se produce como consecuencia de que el osciloscopio no tiene la capacidad suficiente para medir un tiempo de subida y bajada tan pequeño, luego presenta imprecisiones en los flancos ascendentes y descendentes de la señal.

6.5.2. Verificación de funcionamiento de las señales de control a la salida de la circuitería “tiempos muertos”.

En las siguientes figuras se mostrará la evolución de las señales de control salientes de la circuitería digital para las diferentes ramas.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal de control “IGBT_A_H”. Punto de prueba “TP11”.

En la figura 268 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_H”.

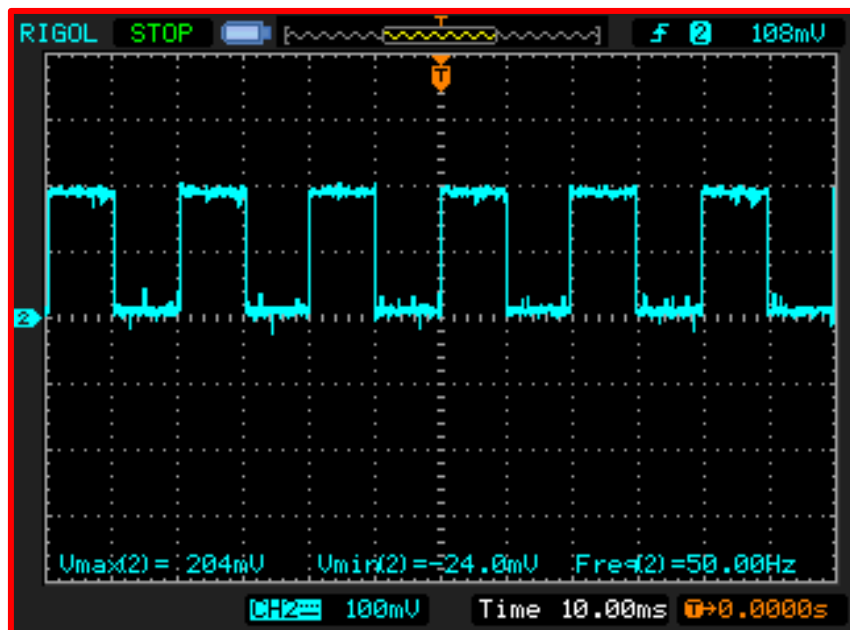


Figura 268. Señal de control “IGBT_A_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 204 mV y una tensión mínima de -24 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,08 V y una tensión mínima de -0,48 V.

Señal de control “IGBT_A_L”. Punto de prueba “TP12”.

En la figura 269 se muestra la evolución de la señal “IGBT_A_L”.

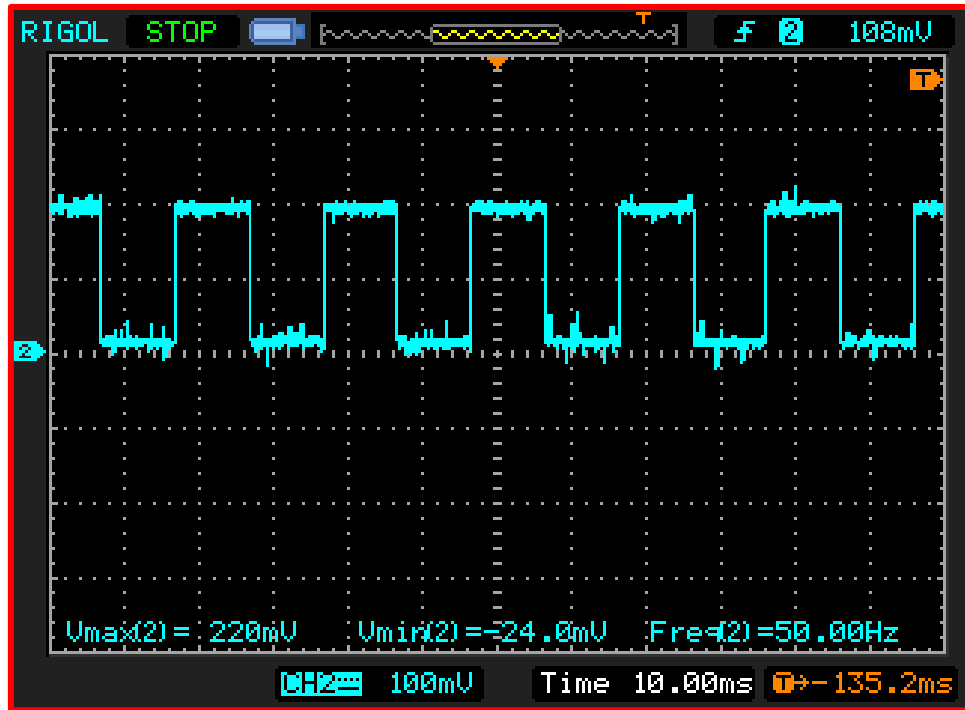


Figura 269. Señal de control “IGBT_A_L” equipo 3 (parámetros: freq, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 220 mV y una tensión mínima de -24 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,40 V y una tensión mínima de -0,48 V.

Señal de control “IGBT_B_H”. Punto de prueba “TP14”.

En la figura 270 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_H”.

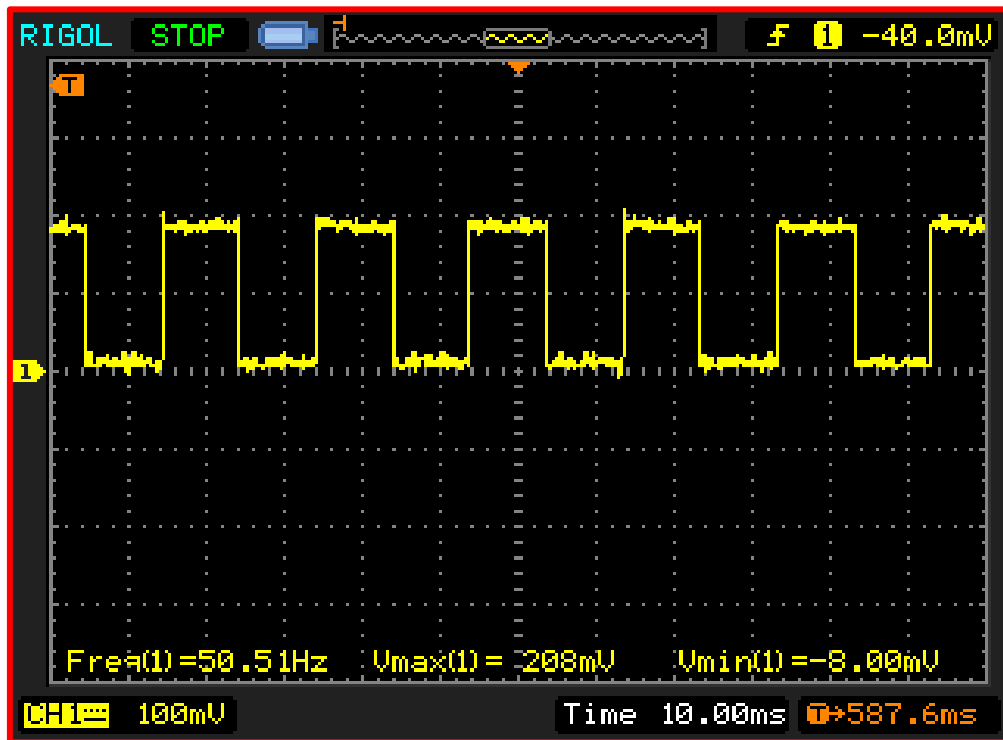


Figura 270. Señal de control “IGBT_B_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 208 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,16 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_B_L”. Punto de prueba “TP16”.

En la figura 271 se muestra la evolución de la señal “IGBT_B_L”.

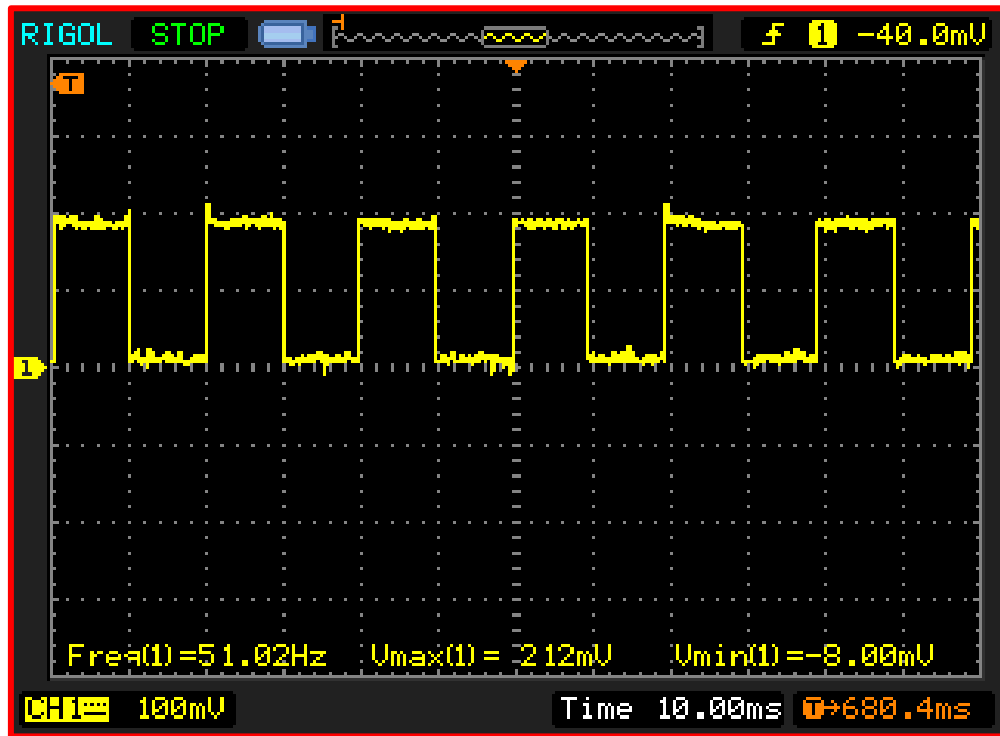


Figura 271. Señal de control “IGBT_B_L” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 212 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 4,24 V y una tensión mínima de -0,16 V.

Señal de control “IGBT_C_H”. Punto de prueba “TP18”.

En la figura 272 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_H”.

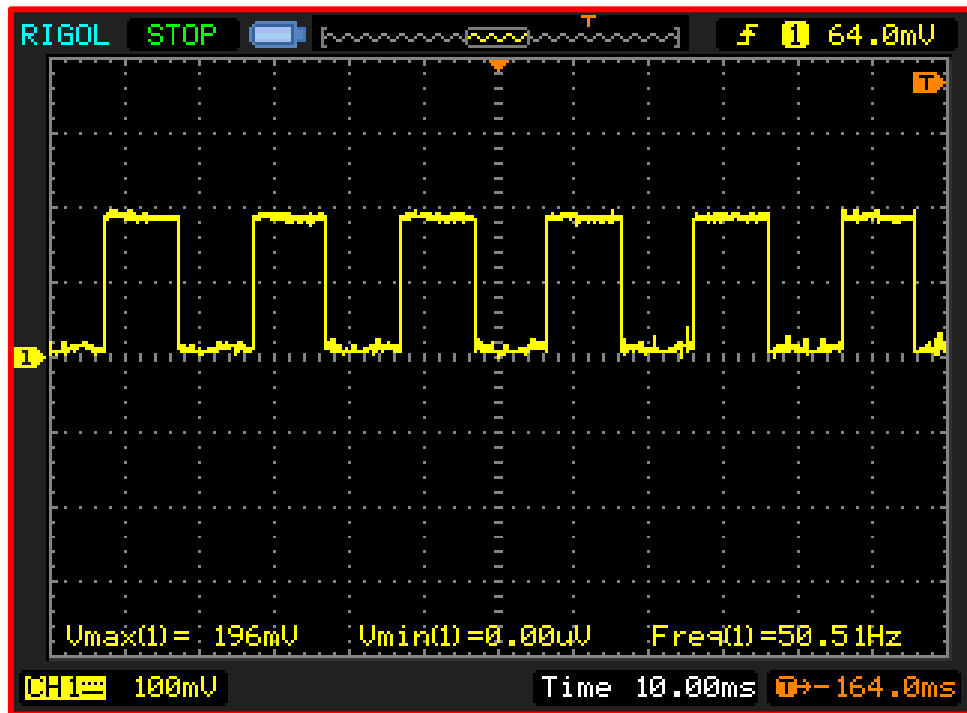


Figura 272. Señal de control “IGBT_C_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 196 mV y una tensión mínima de -8 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 3,92 V y una tensión mínima de 0 V.

Señal de control “IGBT_C_L”. Punto de prueba “TP20”.

En la figura 273 se muestra la evolución de la señal “IGBT_C_L”.

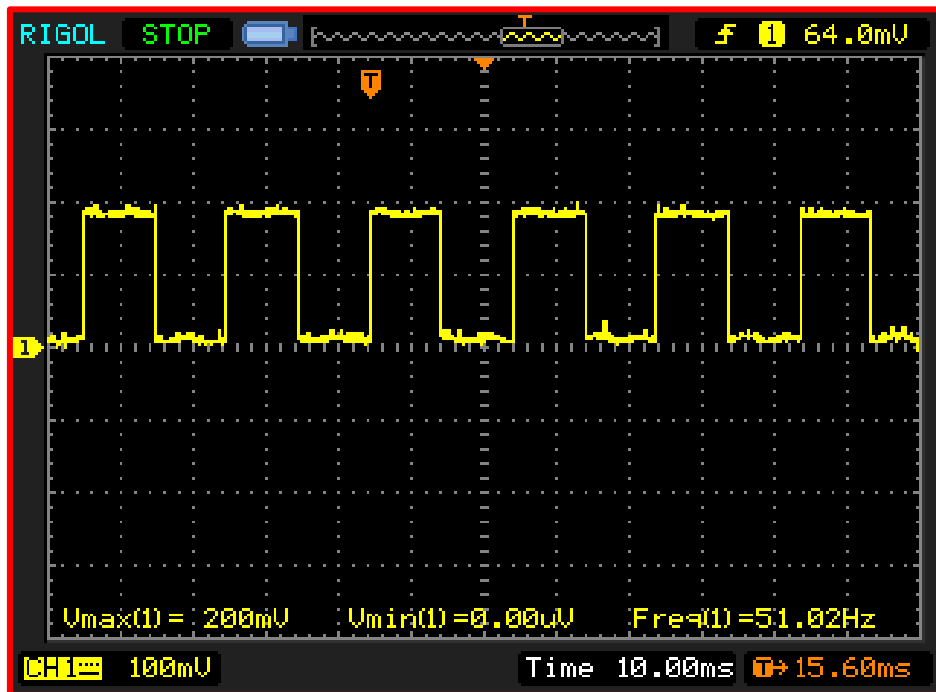


Figura 273. Señal de control “IGBT_C_L” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 200 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real tensión máxima de 4 V y una tensión mínima de 0 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“IGBT_A_H”	4,08	-0,48	50
	“IGBT_A_L”	4,4	-0,16	50
Rama B	“IGBT_B_H”	4,16	-0,16	50,51
	“IGBT_B_L”	4,24	-0,16	51,02
Rama C	“IGBT_C_H”	3,92	0	50,51
	“IGBT_C_L”	4	0	51,02

Tabla 40. Comparativa entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos” (equipo 3).

De la tabla resultante se puede extraer que las señales de control digitales de cada una de las ramas de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 4 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, de estos resultados se puede afirmar que las señales generadas por el generador de funciones o el microcontrolador se propagan correctamente a lo largo de la circuitería “tiempos muertos”.

Por lo que en lo que respecta a la evolución de cada una de estas señales por separado se afirma que el funcionamiento de estas es correcto, quedando pendiente la verificación de los tiempos muertos, la cual se realiza posteriormente al igual que en el resto de los equipos.

6.5.3. Verificación de funcionamiento señales de control a la salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.

En las siguientes figuras se mostrarán las señales de control ya adaptadas para el funcionamiento en conmutación de los transistores.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Señal “VGE_A_H”. Puntos de prueba “TP4” y “TP2”.

En la figura 274 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_H”.

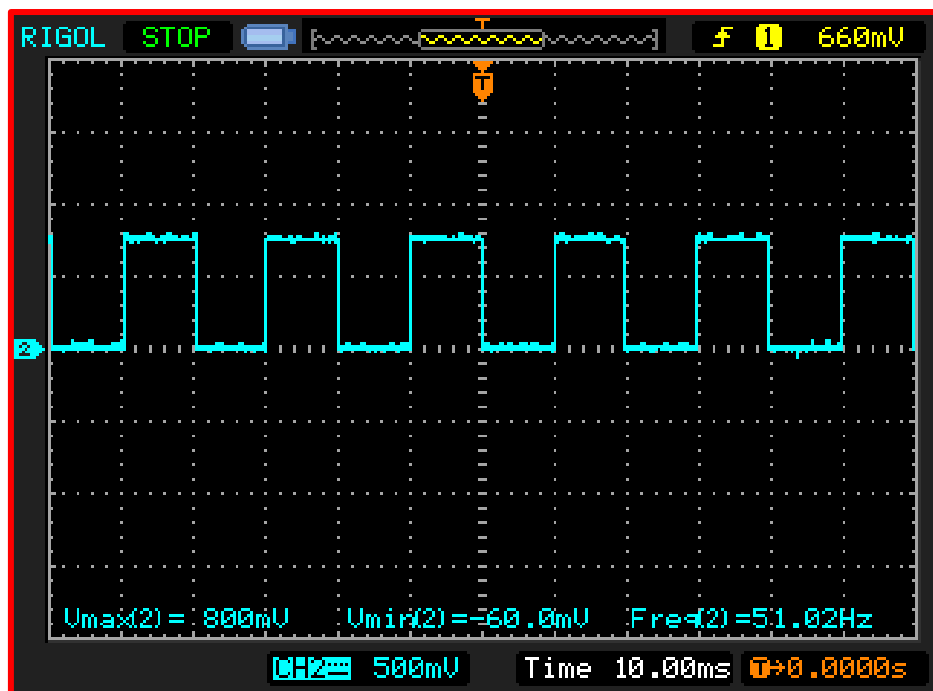


Figura 274. Señal de control “VGE_A_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 51,02 Hz,

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 800 mV y una tensión mínima de -60 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 16 V y una tensión mínima de -1,2 V.

Señal “VGE_A_L”. Puntos de prueba “TP22” y “TP21”.

En la figura 275 se muestra la evolución de la señal “VGE_A_L”.

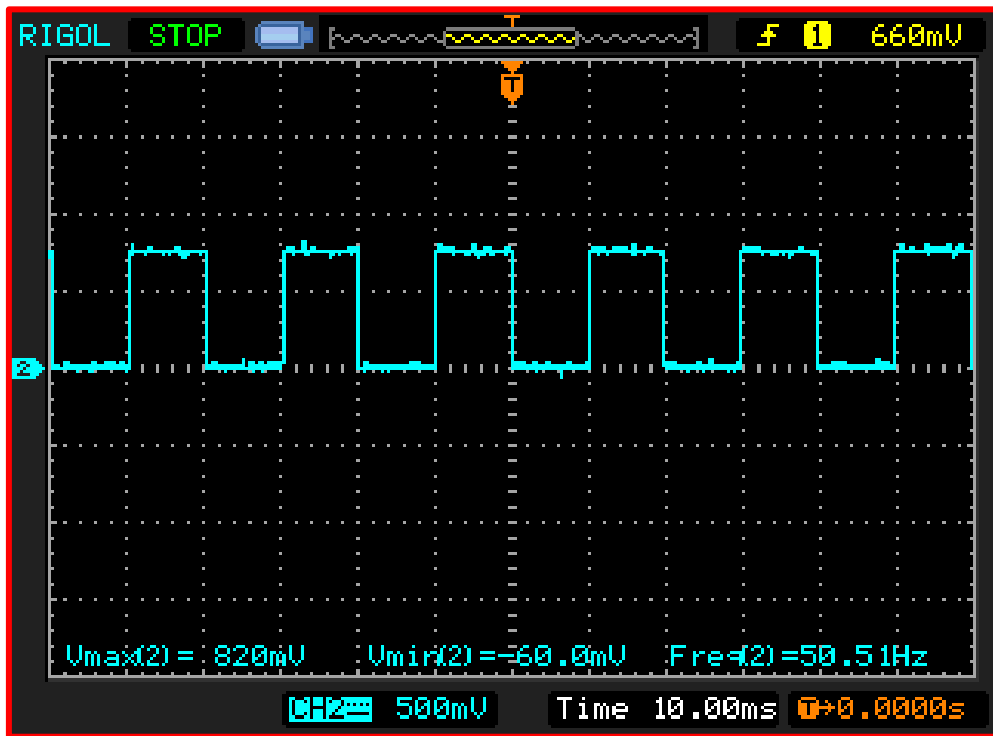


Figura 275. Señal de control “VGE_A_L” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La señal tiene una frecuencia de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 820 mV y una tensión mínima de -60 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real tensión máxima de 16,4 V y una tensión mínima de -1,2 V.

Señal “VGE_B_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 276 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_H”.

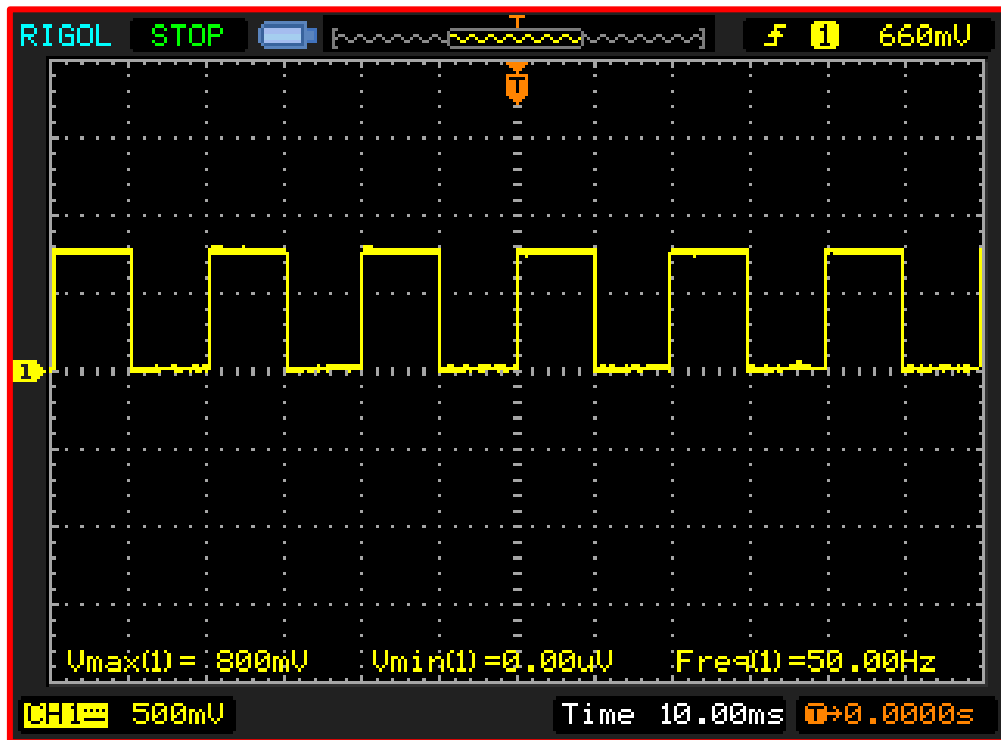


Figura 276. Señal de control “VGE_B_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 800 mV y una tensión mínima de 0 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real a una tensión máxima de 16 V y una tensión mínima de 0 V.

Señal “VGE_B_L”. Puntos de prueba “TP19” y “TP17”.

En la figura 277 se muestra la evolución de la señal “VGE_B_L”.

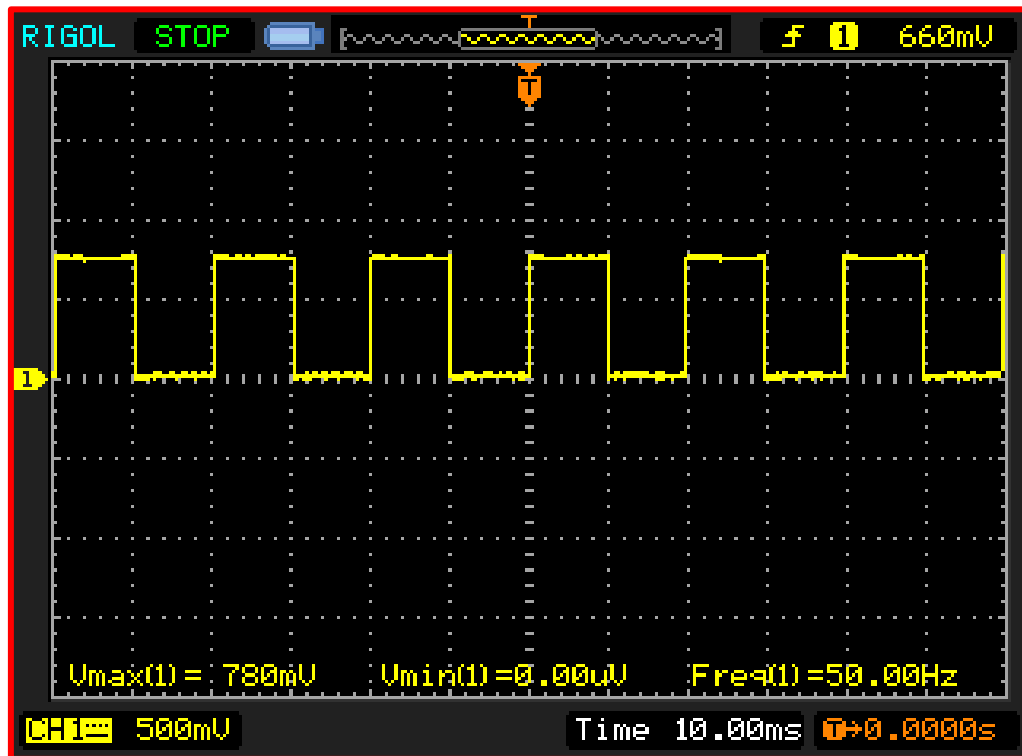


Figura 277. Señal de control “VGE_B_L” equipo 3 (parámetros: freq, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de 0 V, Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión máxima de 15,6 V y una tensión mínima de 0 V.

Señal “VGE_C_H”. Puntos de prueba “TP6” y “TP5”.

En la figura 278 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_H”.

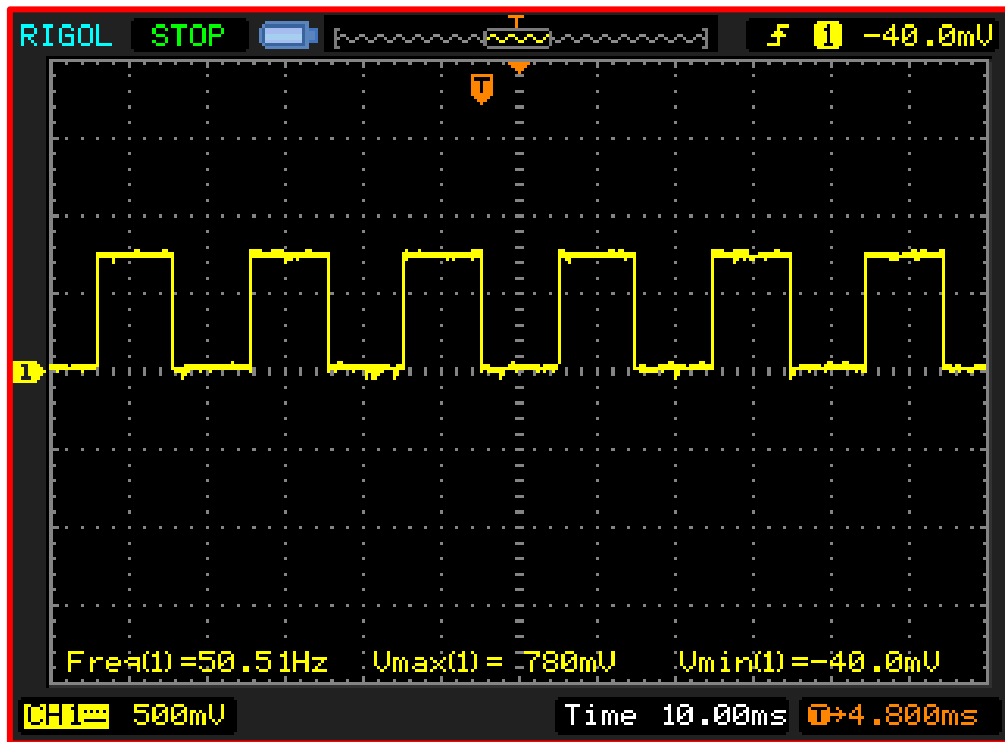


Figura 278. Señal de control “VGE_C_H” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 780 mV y una tensión mínima de -40 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión máxima de 15,6 V y una tensión mínima de -0,8 V.

Señal “VGE_C_L”. Puntos de prueba “TP15” y “TP13”.

En la figura 279 se muestra la evolución de la señal “VGE_C_L”.

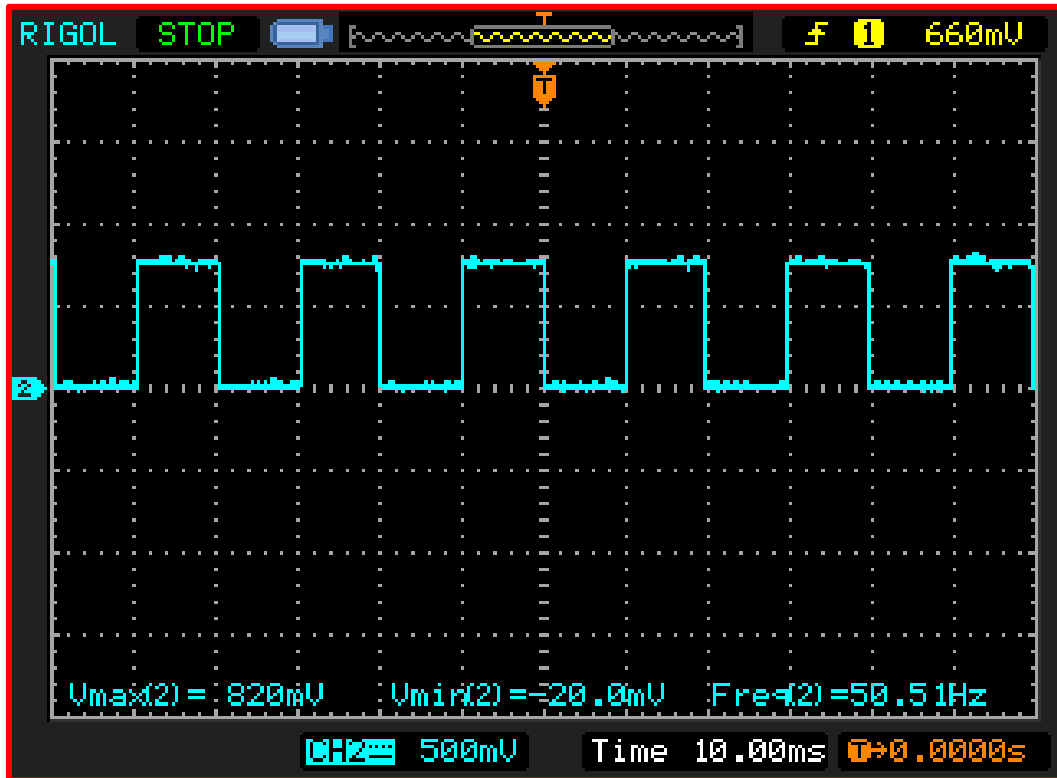


Figura 279. Señal de control “VGE_C_L” equipo 3 (parámetros: frec, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida es una onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

La frecuencia de la señal es de 50,51 Hz.

La señal obtenida presenta una tensión máxima de 820 mV y una tensión mínima de -20 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 16,4 V y una tensión mínima de -0,4 V.

Para realizar una comparativa entre los diferentes parámetros y visualizarlos en su conjunto se adjunta la siguiente tabla.

Ramas	Señal	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)
Rama A	“VGE_A_H”	16	-1,2	51,02
	“VGE_A_L”	16,4	-1,2	50,51
Rama B	“VGE_B_H”	16	0	50
	“VGE_B_L”	15,6	0	50
Rama C	“VGE_C_H”	15,6	-0,8	50,51
	“VGE_C_L”	16,4	-0,4	50,51

Tabla 41. Comparativa entre las señales de control a la entrada de los transistores (equipo 3).

De la tabla resultante se puede concluir que, las señales de control de cada uno de los transistores de este equipo están conmutando entre valores próximos a 0 V y 15 V, con una frecuencia entorno a los 50 Hz, por lo que se puede afirmar que las señales de control a la entrada de los transistores para este equipo están evolucionando de manera correcta.

Dado que las señales de control para cada una de las ramas evolucionan correctamente se procede con la comprobación de los tiempos muertos en el siguiente subapartado.

6.5.4. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “tiempos muertos”.

En este apartado se comprobará que los tiempos muertos a la salida de la circuitería digital que genera las señales de control con los tiempos muertos cumple con el tiempo de seguridad calculado en el capítulo 4. Para ello se presentarán diferentes capturas de pantalla donde se mostrarán estos tiempos para los diferentes valores de cuenta.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 280 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001.

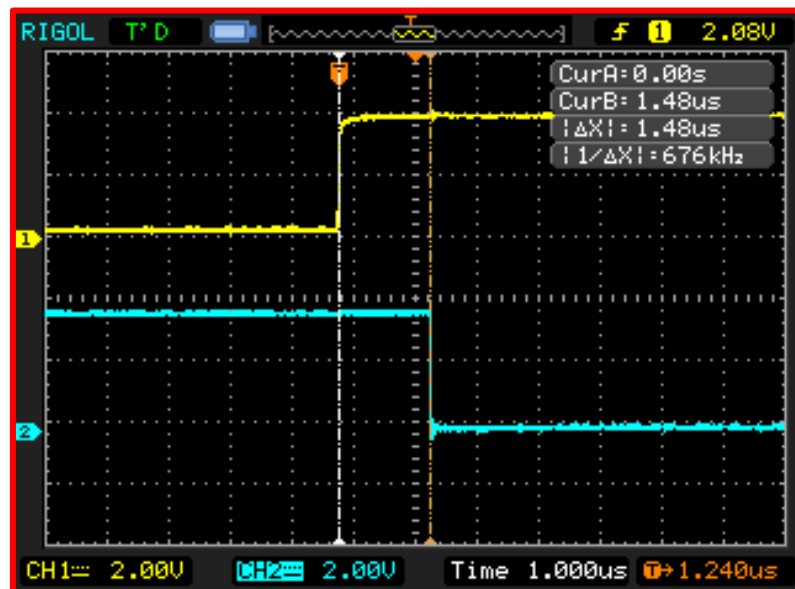


Figura 280. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,48 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 281 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010.

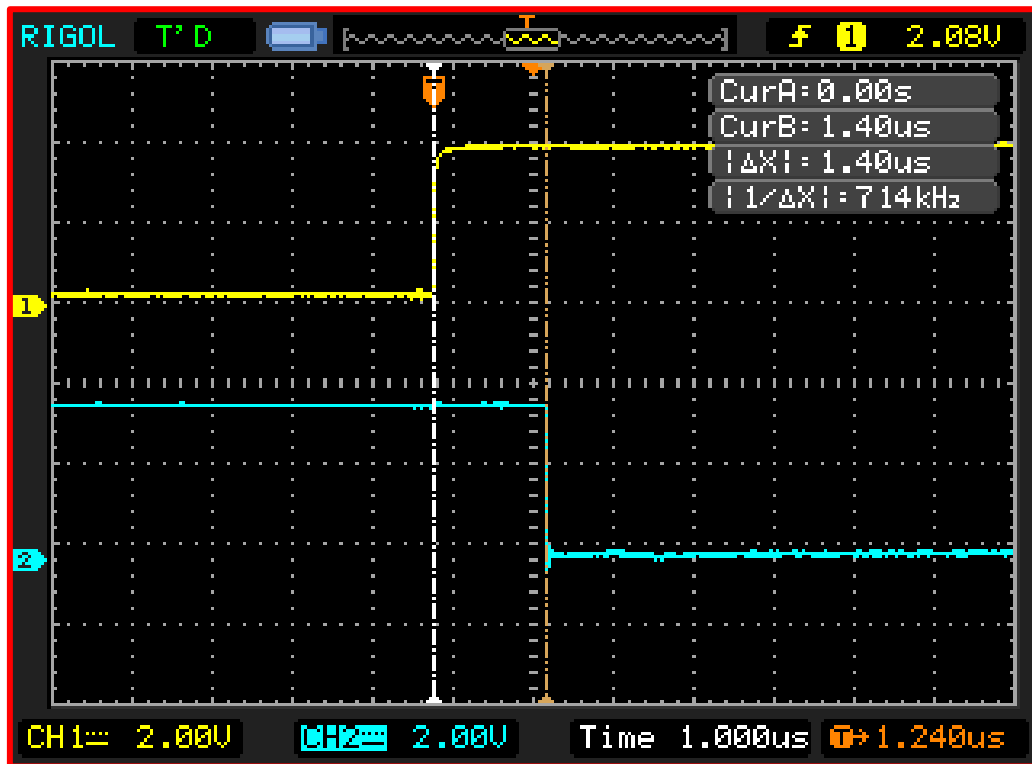


Figura 281. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama A, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 es de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 282 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_A_L” y “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011.

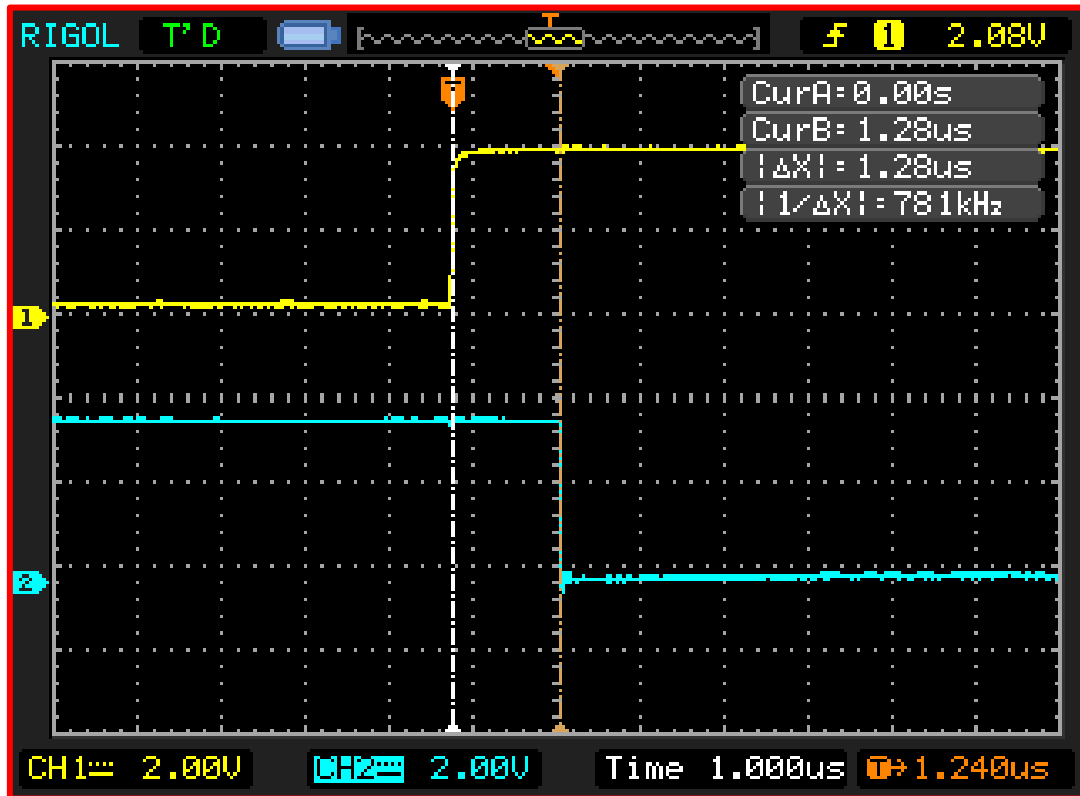


Figura 282. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_A_L” e “IGBT_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, habiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 283 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001.

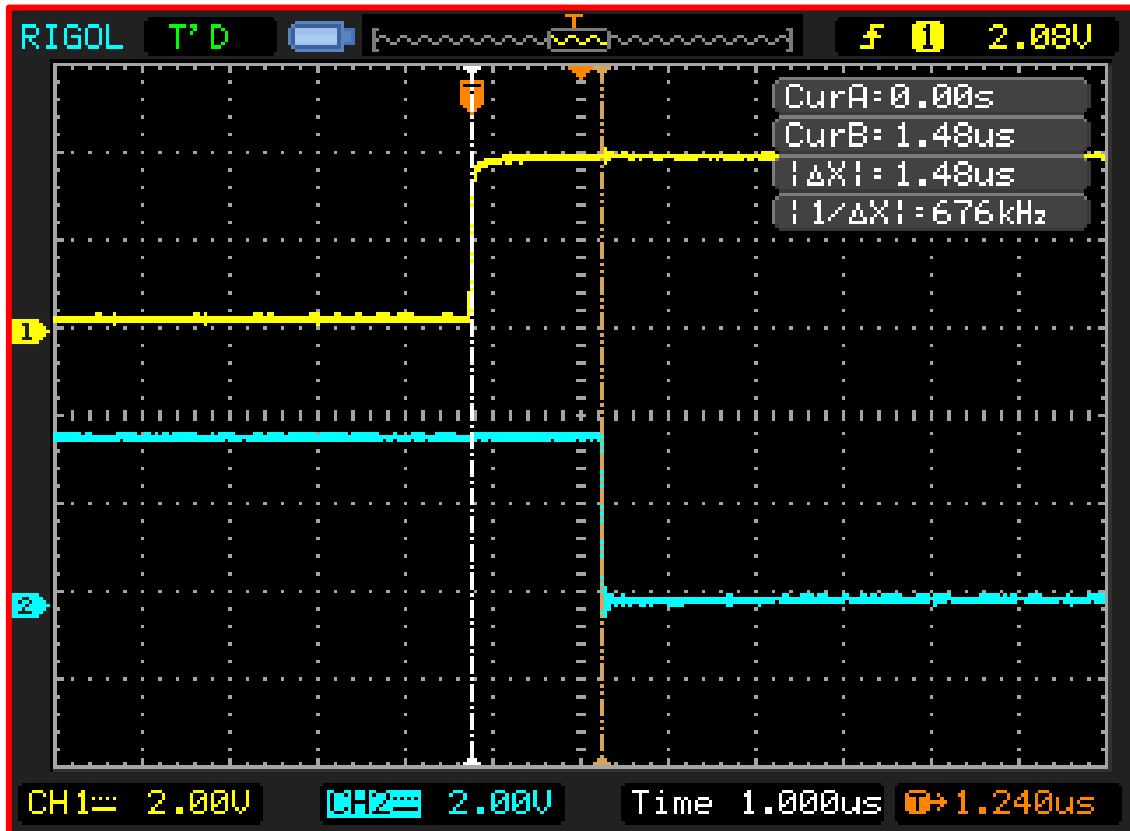


Figura 283. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,48 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 284 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010.

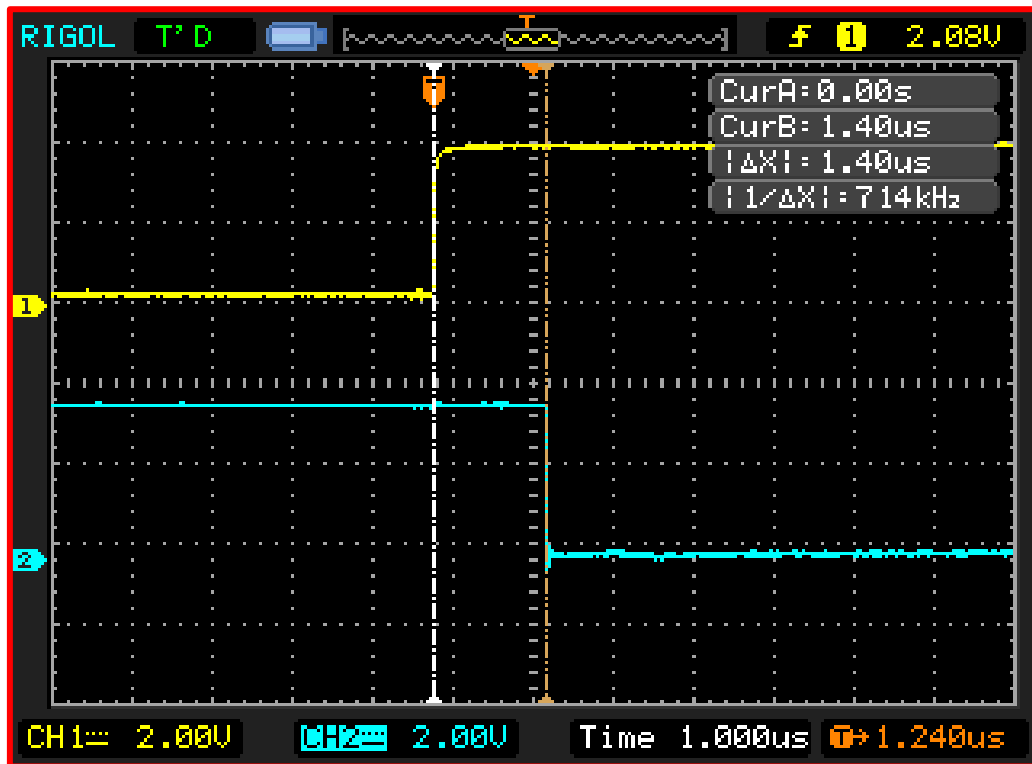


Figura 284. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 285 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_B_L” y “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011.

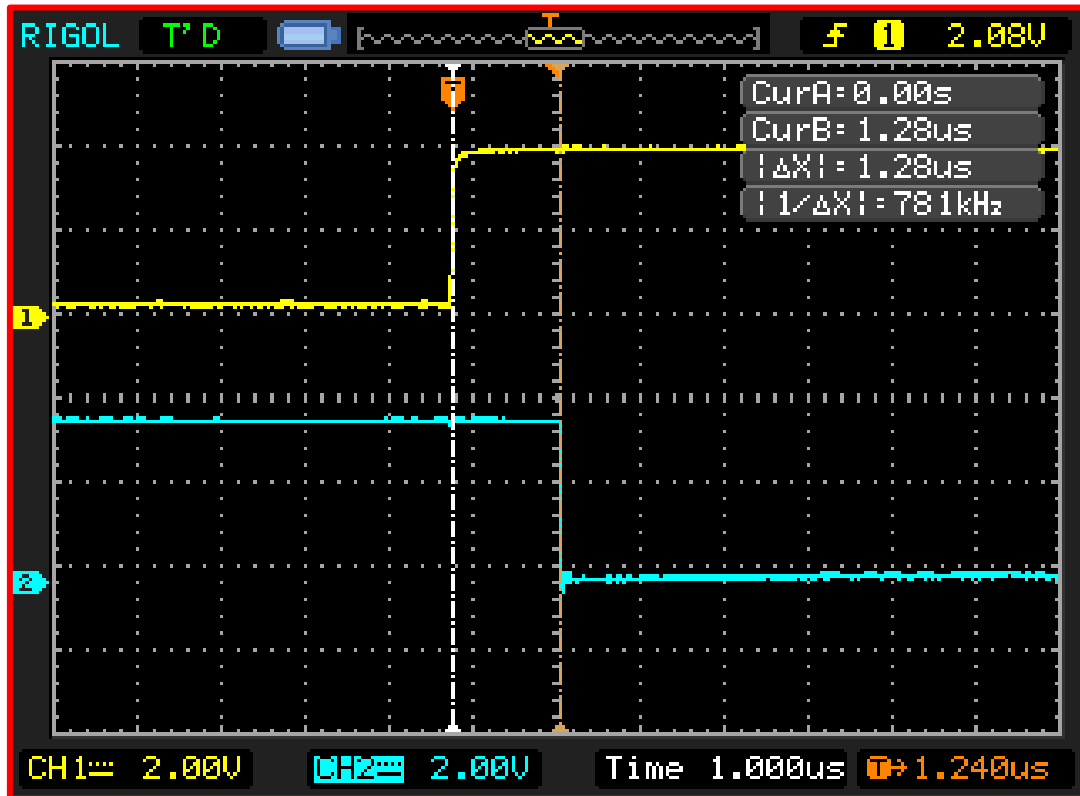


Figura 285. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_B_L” e “IGBT_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama B, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama B para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 286 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001.

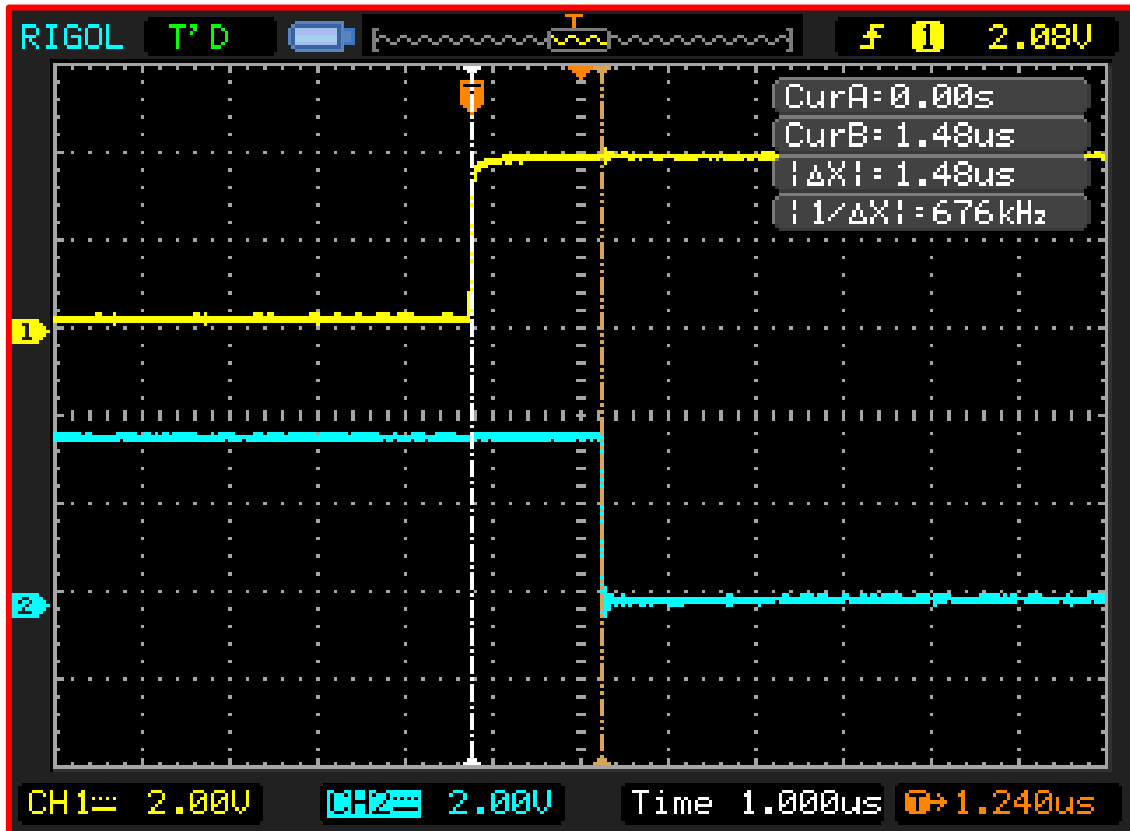


Figura 286. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,52 μs. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0001 tiene un valor teórico de 1,50 μs.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 287 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010.

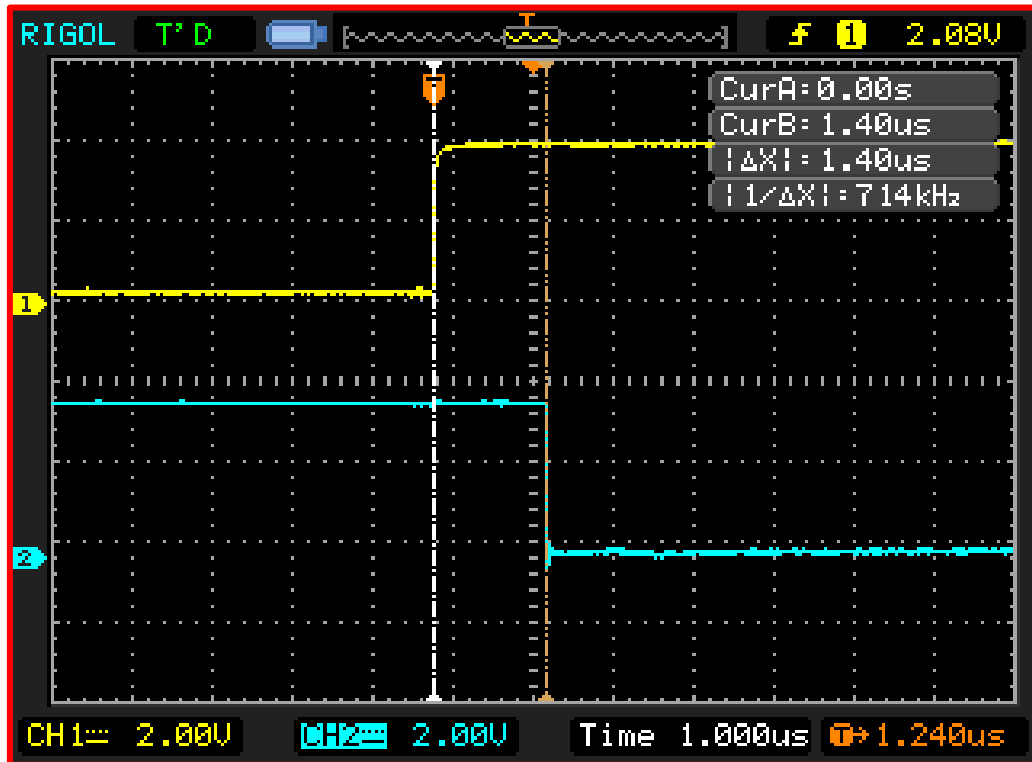


Figura 287. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,40 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0010 tiene un valor teórico de 1,40 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 288 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “IGBT_C_L” y “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011.

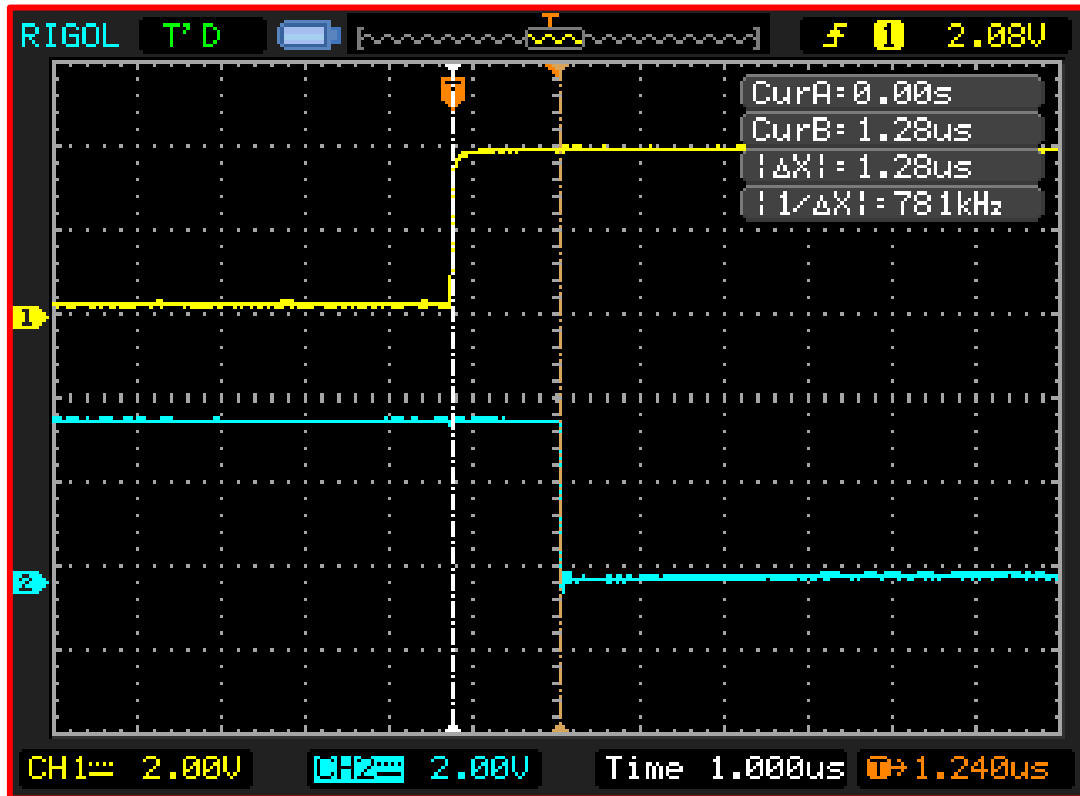


Figura 288. Tiempo muerto entre las señales “IGBT_C_L” e “IGBT_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto entre ambas señales es de 1,28 μ s. El origen del tiempo muerto obtenido se debe a que, tras un cambio de nivel en la señal de control de la rama C, una de las señales cambia de nivel antes de que lo haga la otra, existiendo un periodo de reloj de diferencia. Dicho periodo de reloj es un periodo de la señal de salida “RCO” del contador, que para un valor de cuenta de cuenta 0011 tiene un valor teórico de 1,30 μ s.

El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama C para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

En la tabla 42 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos teóricos, reales y los obtenidos en simulación.

Valor de cuenta	Rama	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto simulación (ns)	Tiempo muerto teórico (ns)
0001	A	1480	1505	1500
	B			
	C			
0010	A	1400	1402	1400
	B			
	C			
0011	A	1280	1307	1300
	B			
	C			

Tabla 42. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos (equipo 3).

En la tabla 43 se muestra el error existente en los tiempos muertos obtenidos en simulación y el en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos.

Valor de cuenta	Rama	Error en simulación (%)	Error en el montaje real (%)
0001	A	1,33	1,33
	B		
	C		
0010	A	0,14	0
	B		
	C		
0011	A	0,54	0,98
	B		
	C		

Tabla 43. Comparativa del error existente en los tiempos muertos en simulación y en el montaje real con respecto a los tiempos muertos teóricos.

6.5.5. Tiempos muertos entre las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBTs”.

En este apartado se verificará que las señales de control adaptadas para hacer funcionar a los IGBTs en conmutación cumplen con el tiempo muerto de seguridad.

Las señales tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 289 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001.

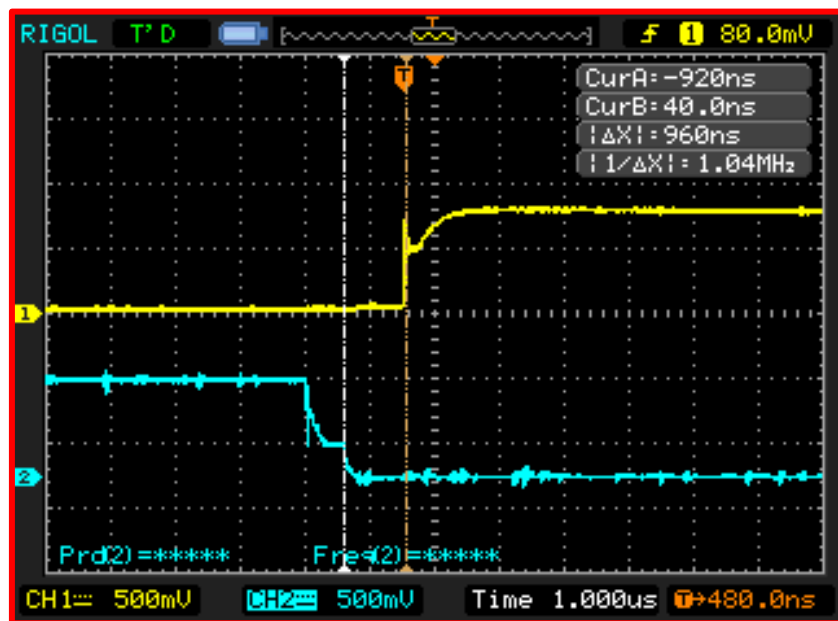


Figura 289. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 960 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0001 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 290 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010.

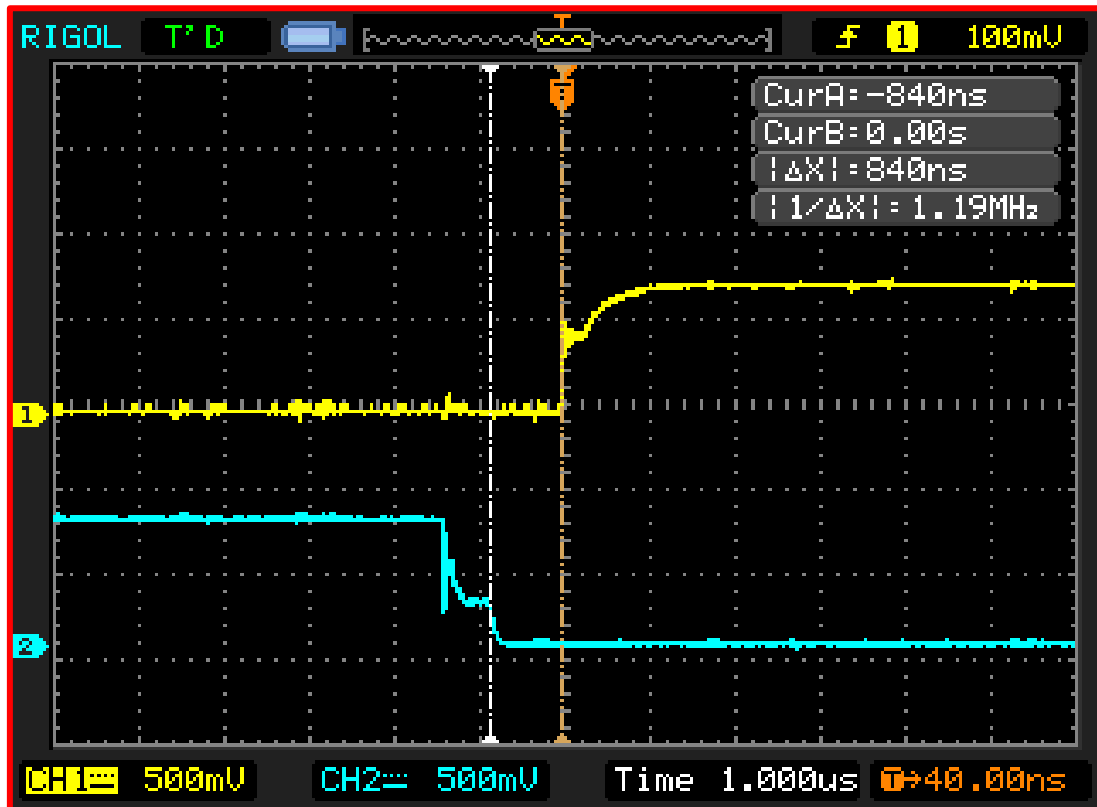


Figura 290. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0010 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 291 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011.

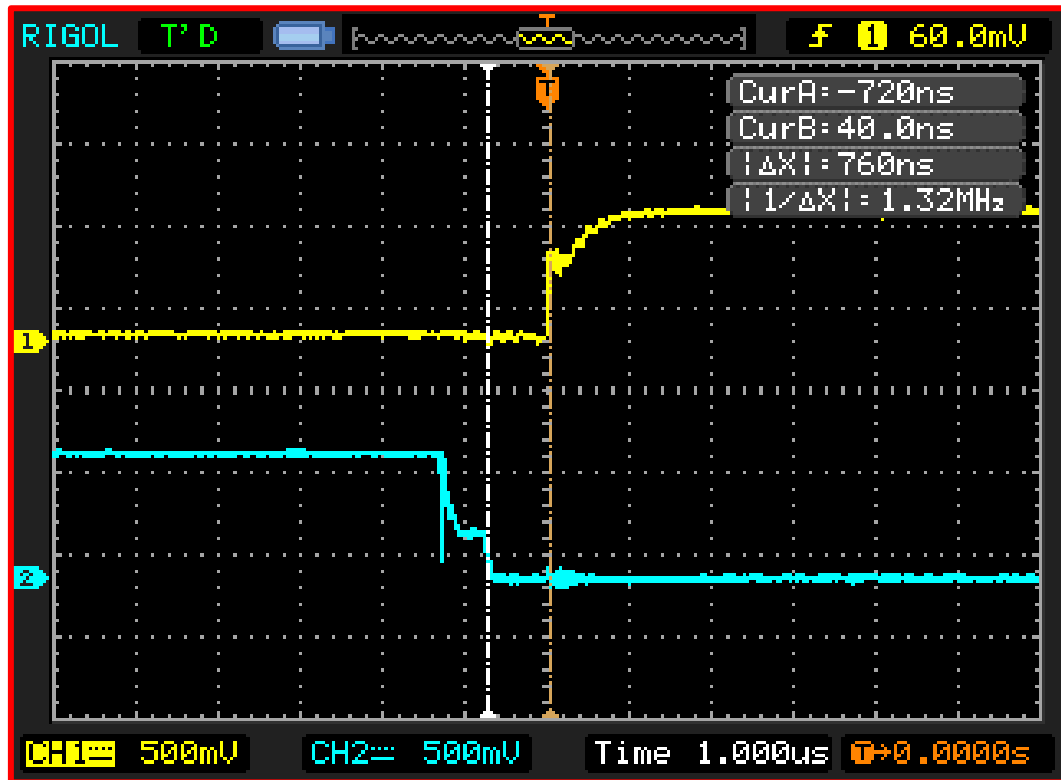


Figura 291. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_A_L” y “VGE_A_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 292 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001.

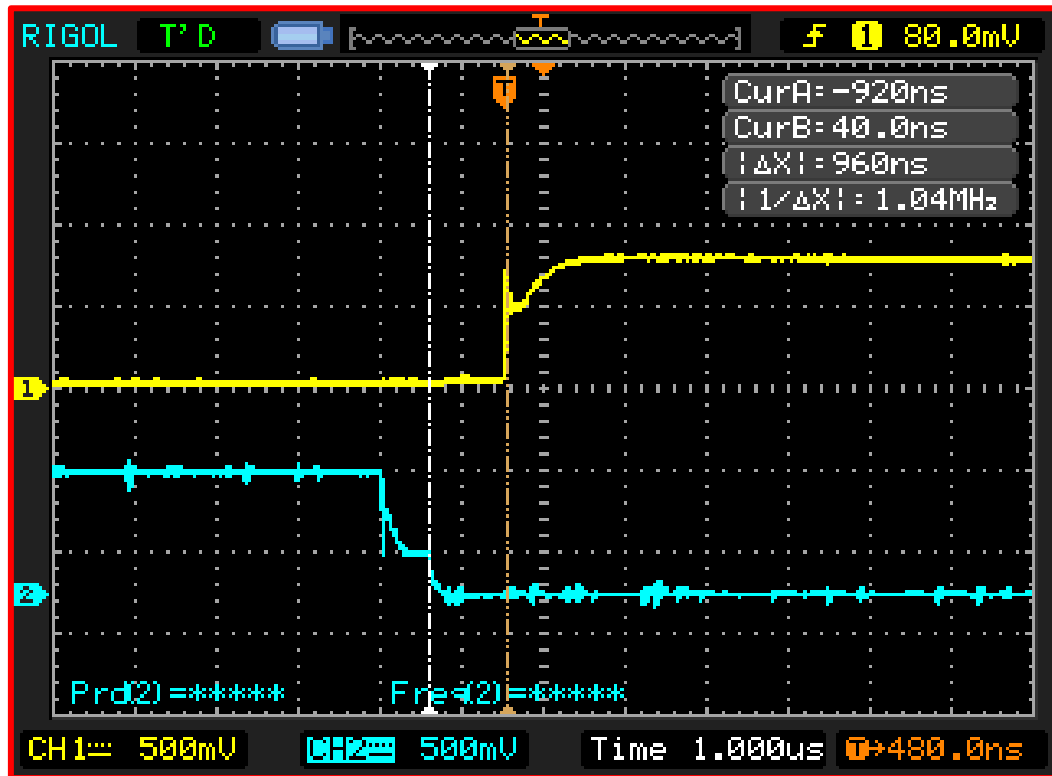


Figura 292. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 960 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 293 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

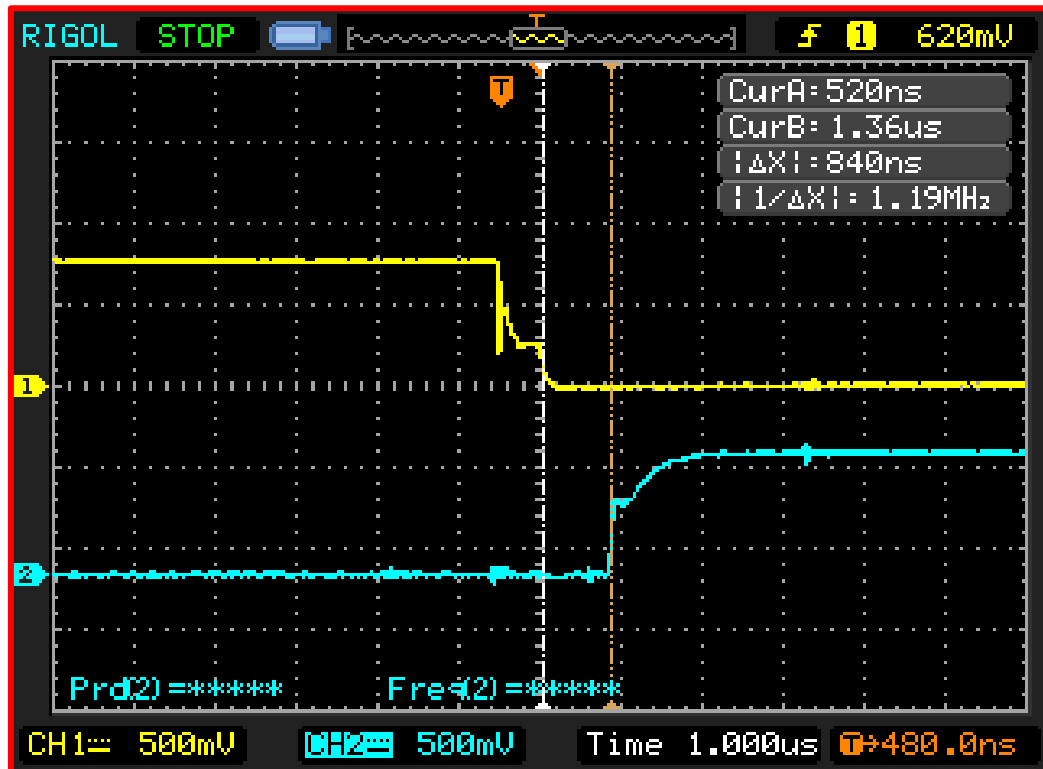


Figura 293. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

Tiempo muerto entre las señales “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 294 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011.

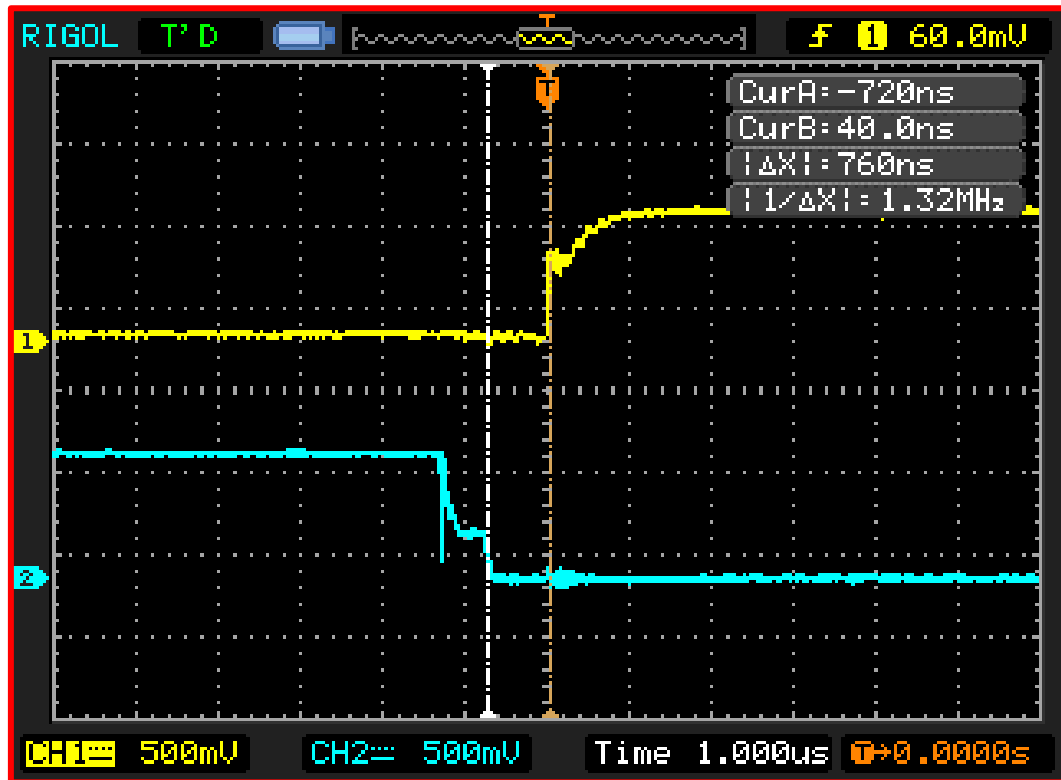


Figura 294. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

En la figura 295 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001.

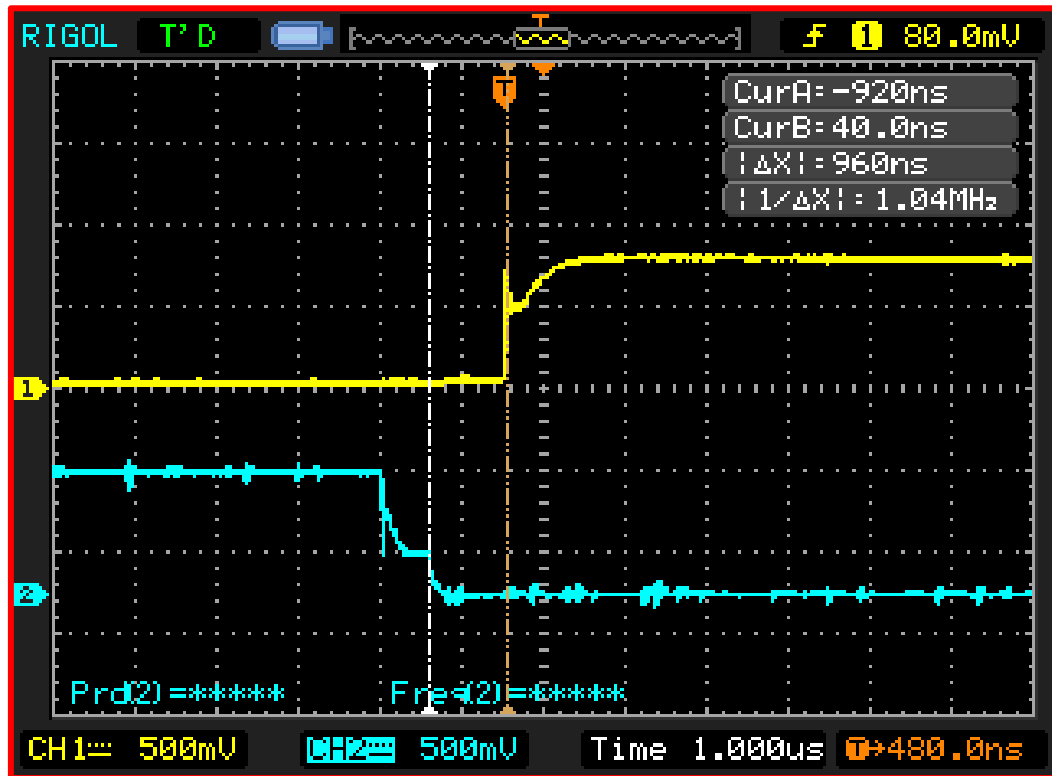


Figura 295. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0001 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 960 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010.

En la figura 296 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_B_L” y “VGE_B_H” para un valor de cuenta 0010.

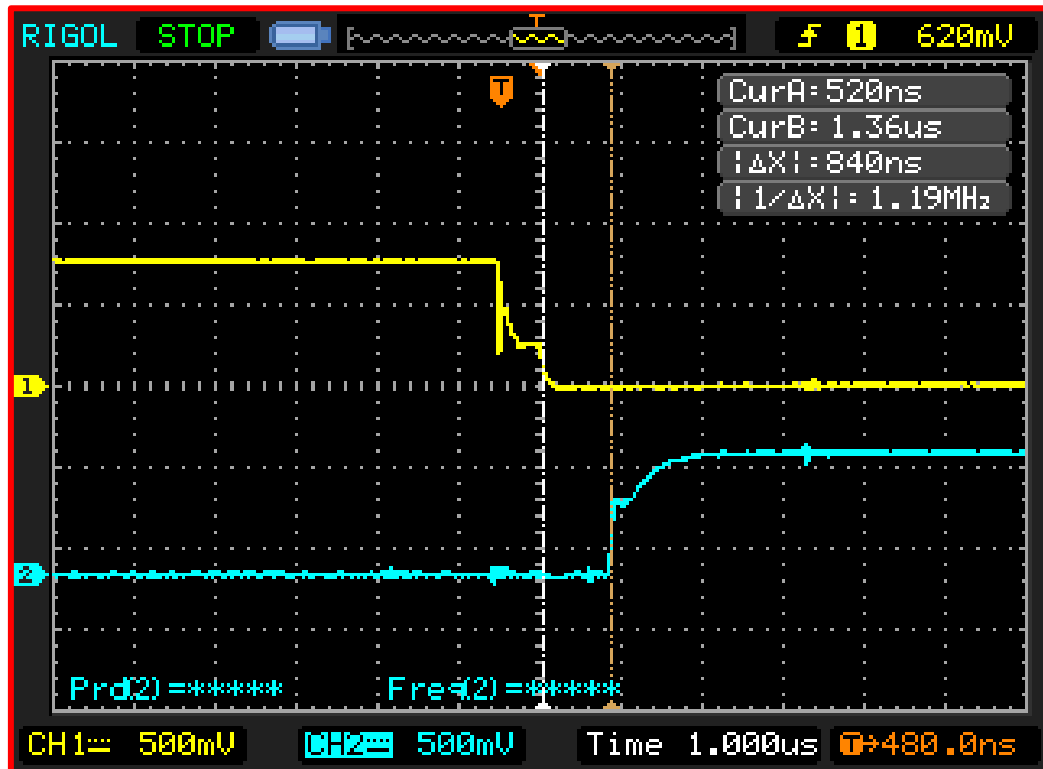


Figura 296. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0010 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 840 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido

Tiempo muerto entre las señales “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

En la figura 297 se muestra la acotación del tiempo muerto entre la señal “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011.

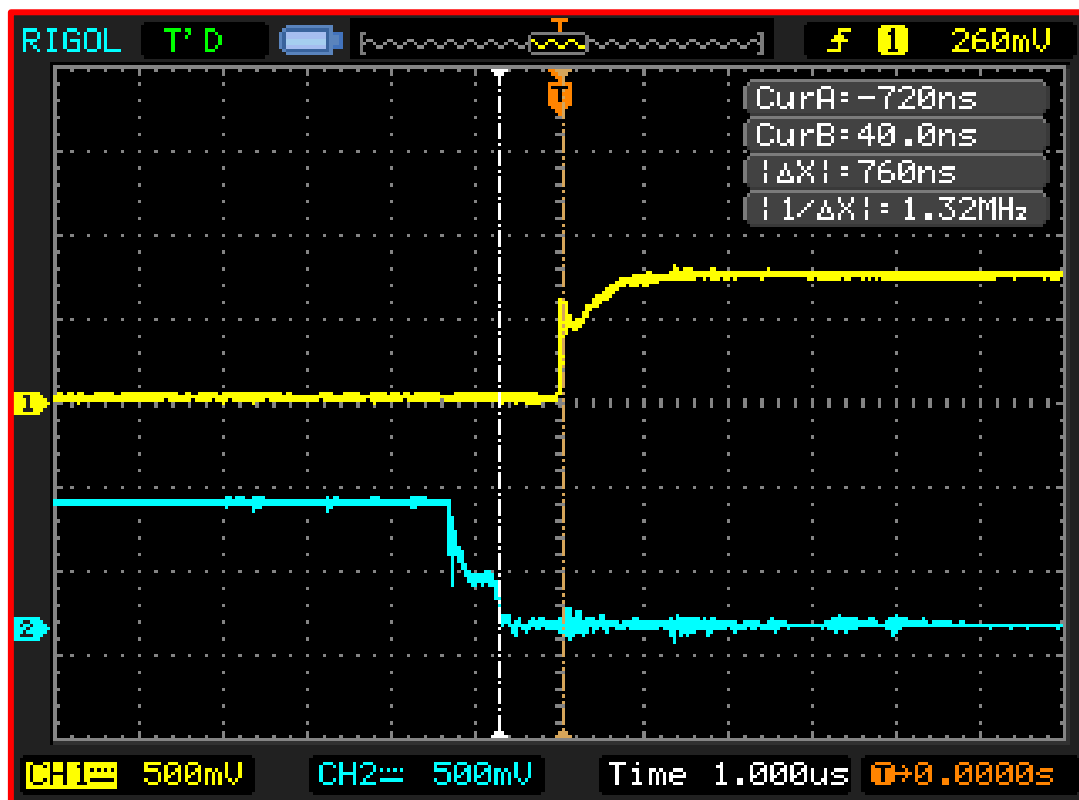


Figura 297. Tiempo muerto entre las señales de control “VGE_C_L” y “VGE_C_H” para un valor de cuenta 0011 (equipo 3).

El tiempo muerto medido es de 760 ns. El tiempo muerto que se obtiene es superior al tiempo muerto de seguridad de 548,40 ns, por lo que se afirma que en esta circuitería el tiempo muerto entre las señales de control de la rama A para el valor de cuenta 0011 cumple con el tiempo de seguridad obtenido.

En la tabla 41 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y los obtenidos en el equipo.

Valor de cuenta	Señales	Tiempo muerto real (ns)	Tiempo muerto en simulación (ns)
0001	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	960	1667
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0010	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	840	1572
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		
0011	“VGE_A_H” y “VGE_A_L”	760	1458
	“VGE_B_H” y “VGE_B_L”		
	“VGE_C_H” y “VGE_C_L”		

Tabla 44. Comparativa entre los tiempos muertos obtenidos en simulación y en el montaje real de las señales de salida de la circuitería “Drivers IGBT” (equipo 3).

De la información de la tabla 44 se muestra que hay una gran diferencia entre lo obtenido en simulación y en el montaje real, por lo que la simulación puede ser una buena opción para ver la evolución de la forma de las señales, pero no para estimar los tiempos muertos.

Por otro lado, en la tabla 45 se realiza una comparativa entre los tiempos muertos reales de ambas circuiterías.

Valor de cuenta	Ramas	Tiempo muerto en la circuitería adaptadora de tensiones	Tiempo muerto en la circuitería generadora de tiempos muertos
0001	A	960	1500
	B		
	C		
0010	A	840	1400
	B		
	C		
0011	A	760	1280
	B		
	C		

Tabla 45. Comparativa entre los tiempos muertos de las señales de ambas circuiterías (equipo 3).

La diferencia entre los tiempos refleja que en el proceso de adaptación de las señales se ve reducida la duración del tiempo muerto entre las señales.

6.5.6. Verificación de funcionamiento con una carga monofásica.

En este apartado se comprobarán las tensiones entre las salidas U-V y V-W y la corriente que circula por ellas.

Para realizar la verificación de funcionamiento se ha utilizado la misma tensión de alimentación y la misma carga que para los equipos 1 y 2.

Las tensiones de línea y de fase tienen su amplitud reducida en un factor x20, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades medidas tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión V_{UV} .

En la figura 298 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{UV} .

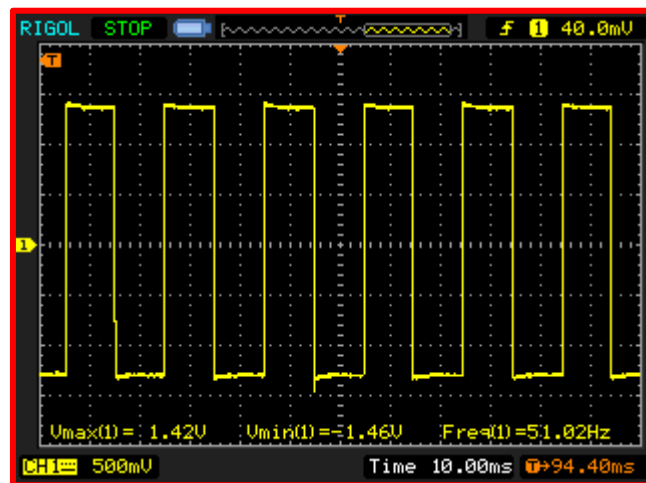


Figura 298. Tensión V_{UV} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz.

El valor máximo de la señal es 1,42 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene un valor real de +28,40 V.

La tensión mínima obtenida es de -1,46 V, que resulta en una tensión real mínima de -29,20 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

Por otro lado, la figura 299 muestra que la señal presenta un valor eficaz de 1,34 V y una tensión pico a pico de 2,88 V, luego a la tensión eficaz real es de 26,80 V y la tensión de pico a pico es de 57,60 V.

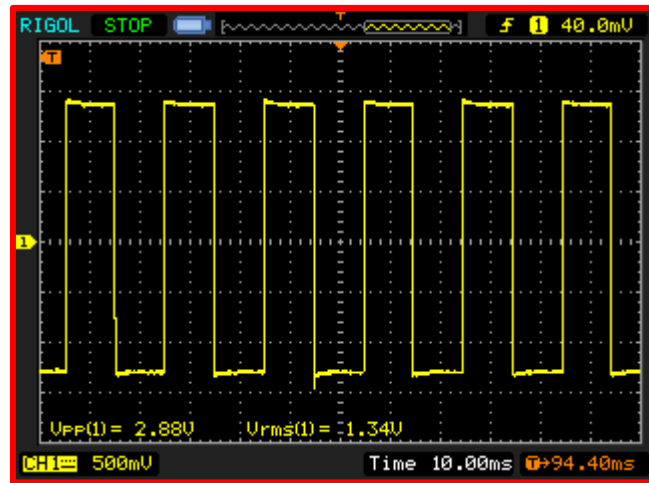


Figura 299. Tensión V_{UV} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Intensidad I_{UV} .

En la figura 300 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

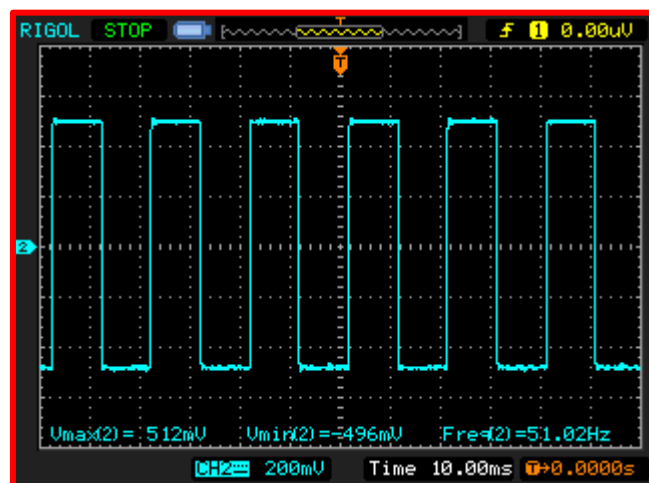


Figura 300. Intensidad I_{UV} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

En la figura 301 se aprecia que la señal obtenida presenta una frecuencia de 51,02 Hz. La señal tiene una amplitud máxima de 512 mV y una amplitud mínima de -496 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ se obtiene que la intensidad tiene un valor máximo de 5,12 A y un valor mínimo de -4,96 A.

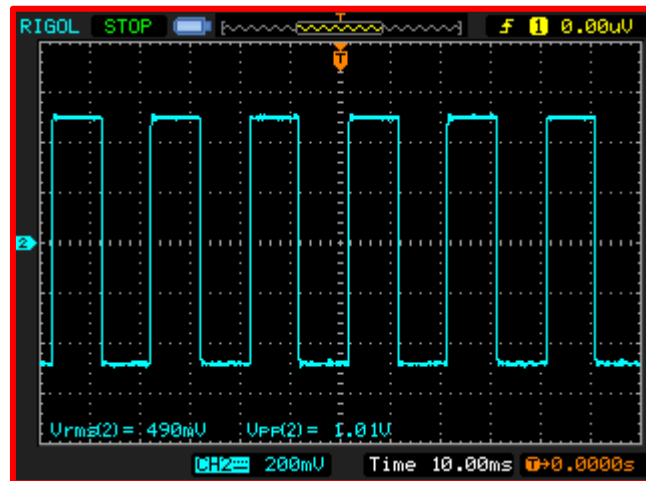


Figura 301. Intensidad I_{UV} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Por otro lado, realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ en los parámetros de la figura 290 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 4,90 A$ y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 10,10 A$.

De la información obtenida de estas capturas se concluye que las ramas A y B del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{UV} está conmutando entre 28,80 V y -30 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.
- La corriente que circula por la carga está conmutando entre 5,12 A y -4,96 A con una frecuencia en torno a los 50 Hz, luego tanto el equipo inversor como la fuente están aportando correctamente la intensidad que demanda la carga.

Tensión V_{vw} .

En la figura 302 se muestra una captura de pantalla de la tensión de línea V_{vw} .

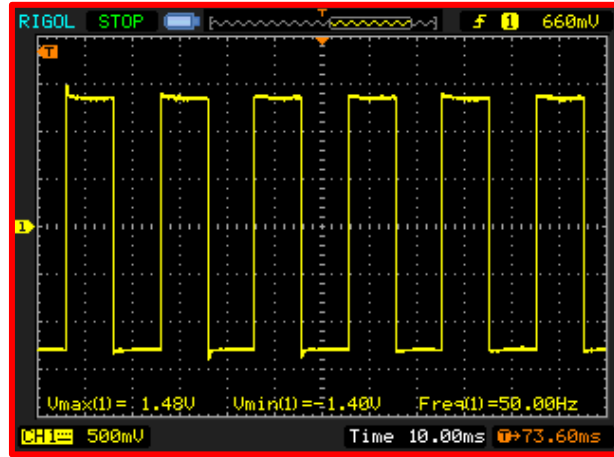


Figura 302. Tensión V_{vw} equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

La señal presenta una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima es de 1,48 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 29,60 V.

La tensión mínima es de -1,40 V, luego eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real mínima de -28 V.

En la figura 303 se mide la tensión eficaz y la tensión de pico a pico, cuyos valores reales son 23,8 V y 60 V, respectivamente.

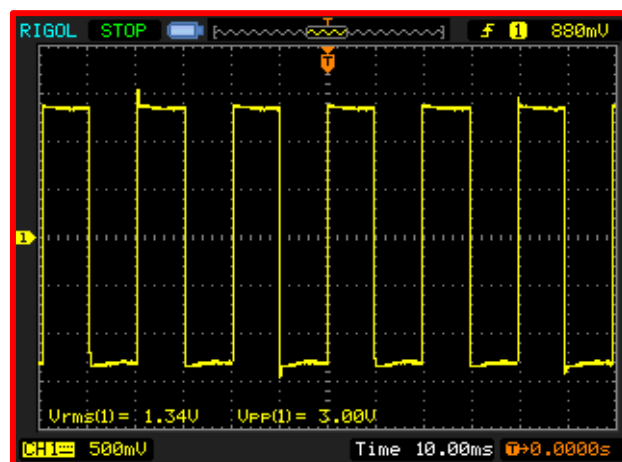


Figura 303. Tensión V_{vw} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Intensidad I_{VW} .

En la figura 304 se muestra una captura de pantalla de la intensidad I_{UV} .

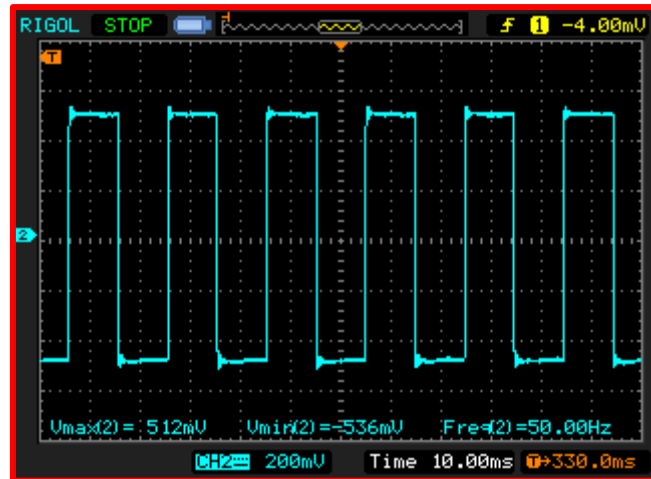


Figura 304. Intensidad I_{VW} equipo 3 (parámetros: $V_{\text{máx}}$, $V_{\text{mín}}$ y frecuencia).

En la figura 304 se aprecia que la señal obtenida presenta una frecuencia de 50,51 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 536 mV y una amplitud mínima de -544 mV.

Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ se obtiene que la señal tiene un valor máximo de 5,12 A y un valor mínimo de -5,36 A.

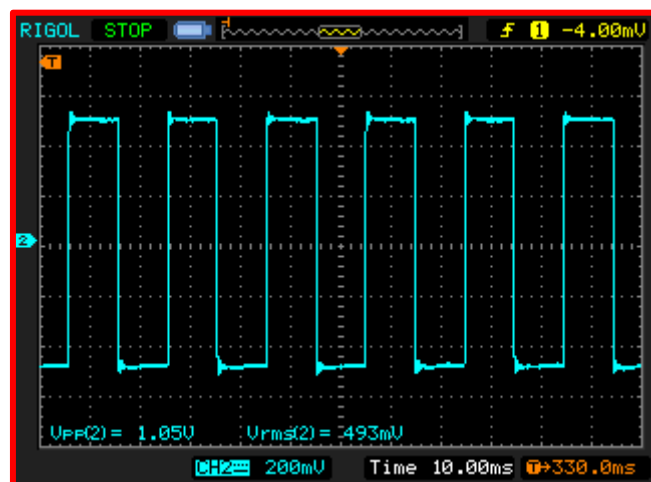


Figura 305. Intensidad I_{VW} equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Por otro lado, realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$ en los parámetros de la figura 305 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 4,93 \text{ A}$ y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 10,50 \text{ A}$.

De la información obtenida de estas medidas se concluye que las ramas B y C del inversor están funcionando correctamente, ya que:

- La tensión de salida V_{vw} está conmutando entre 29,60 V y -28 V con una frecuencia entorno a los 50 Hz, valores que coinciden prácticamente con la tensión de alimentación del equipo inversor.
- La corriente que circula que circula por la carga conmuta entre 5,12 A y -5,36 A con una frecuencia entorno a los 50 Hz, siendo estos valores similares a los 5,45 A y -5,45 A teóricos obtenidos teóricamente.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en configuración de puente completo es correcto, quedando resumido los parámetros de esta configuración en las tablas 46 y 47.

Tensión	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Tensión eficaz (V)
V_{uv}	28,40	-29,20	50	58,80	26,80
V_{vw}	29,60	-28	51,02	60	26,80

Tabla 46. Comparativa entre las tensiones de salida del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Intensidad	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I_{uv}	5,12	-4,96	51,02	11	4,87
I_{vw}	5,12	-5,36	50	10,50	4,93

Tabla 47. Comparativa entre las intensidades que circulan por la carga del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} .

En las figuras 306 y 307 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones V_{UV} y V_{VW} obtenidos mediante “Audacity”.

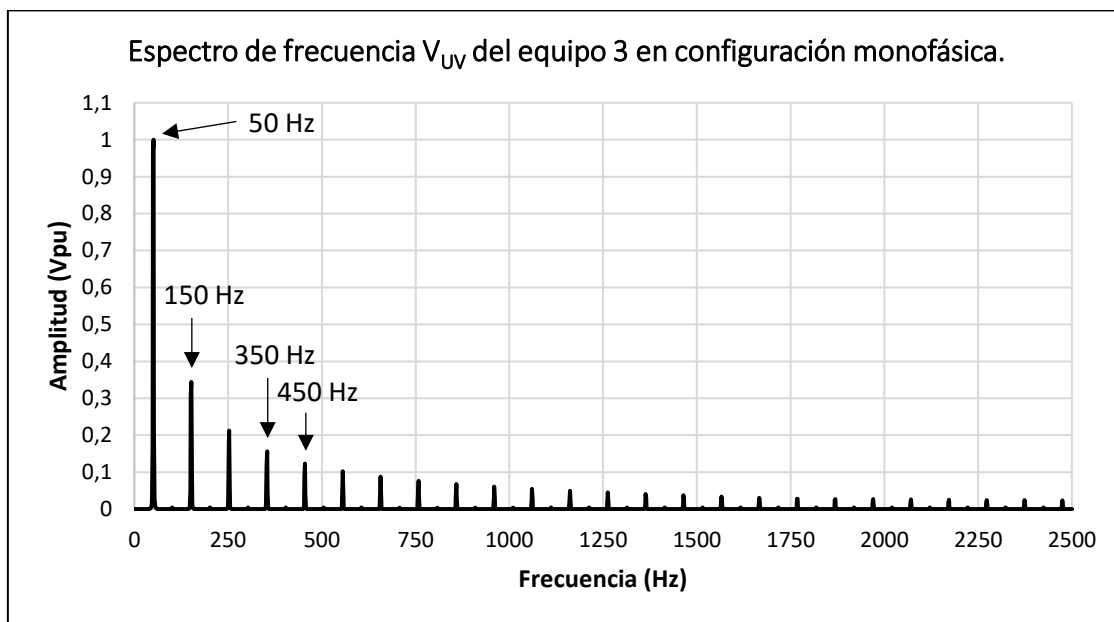


Figura 306. Espectro de frecuencia V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

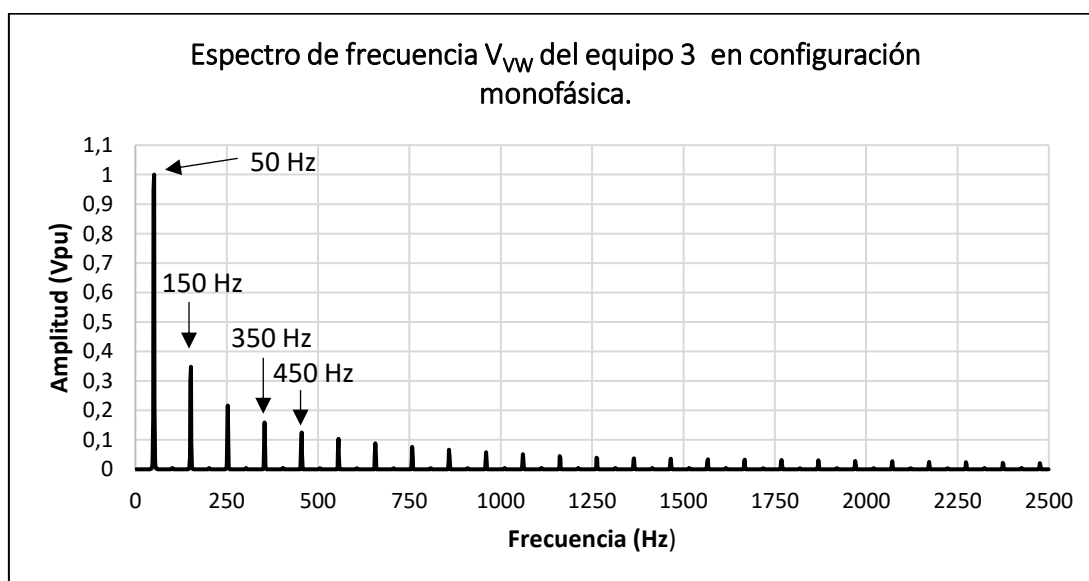


Figura 307. Espectro de frecuencia V_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 308 y 309 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

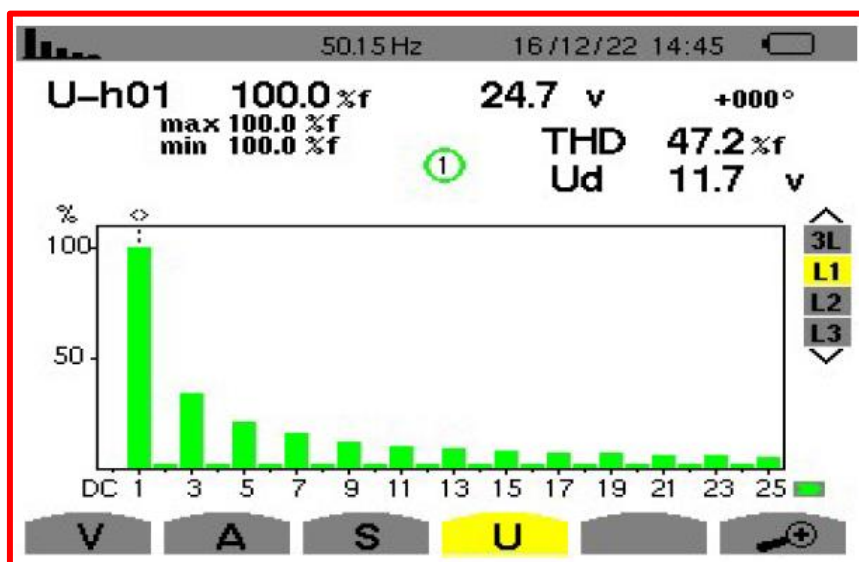


Figura 308. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

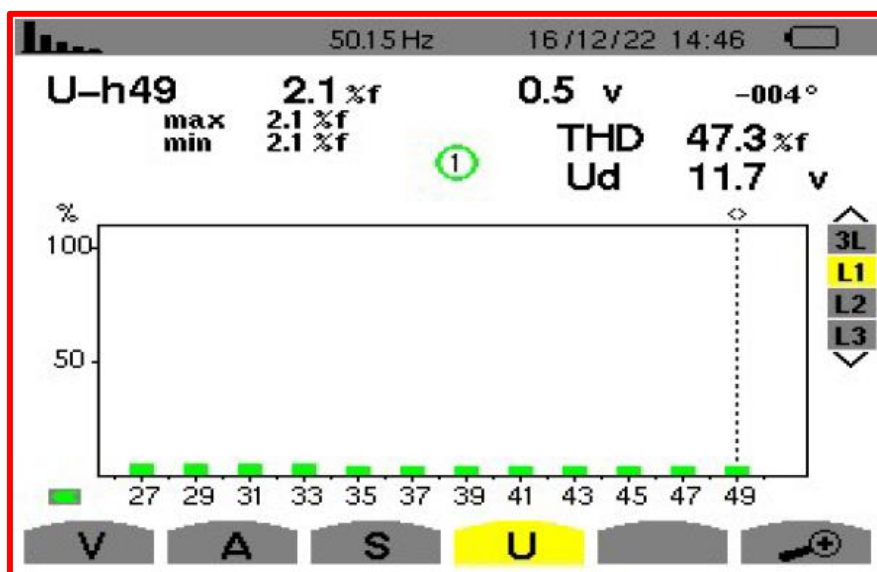


Figura 309. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 310 y 311 muestran el espectro de frecuencia de la tensión V_{vw} junto al THD obtenido.

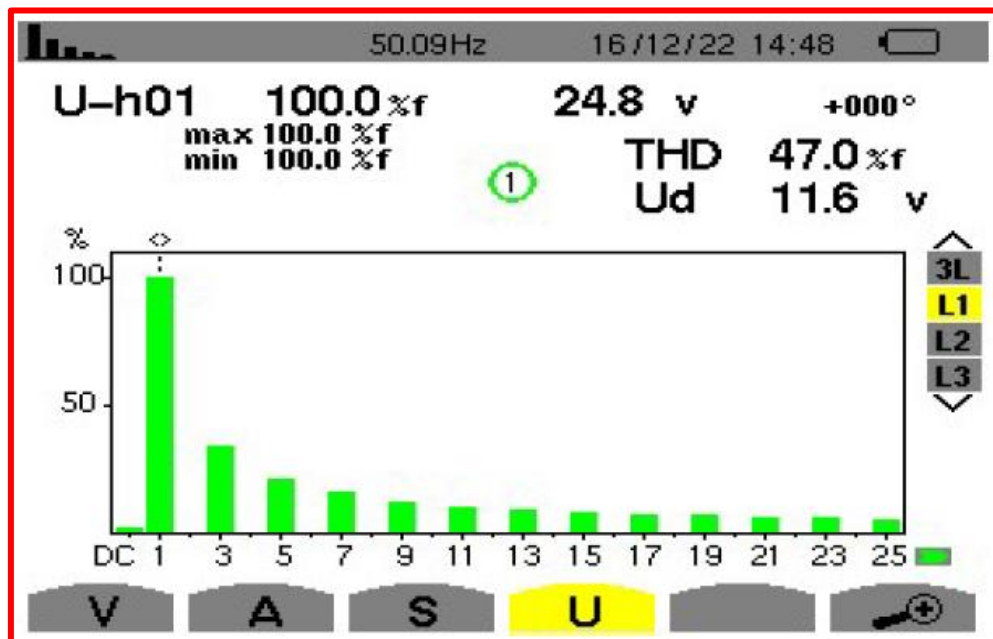


Figura 310. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión V_{vw} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

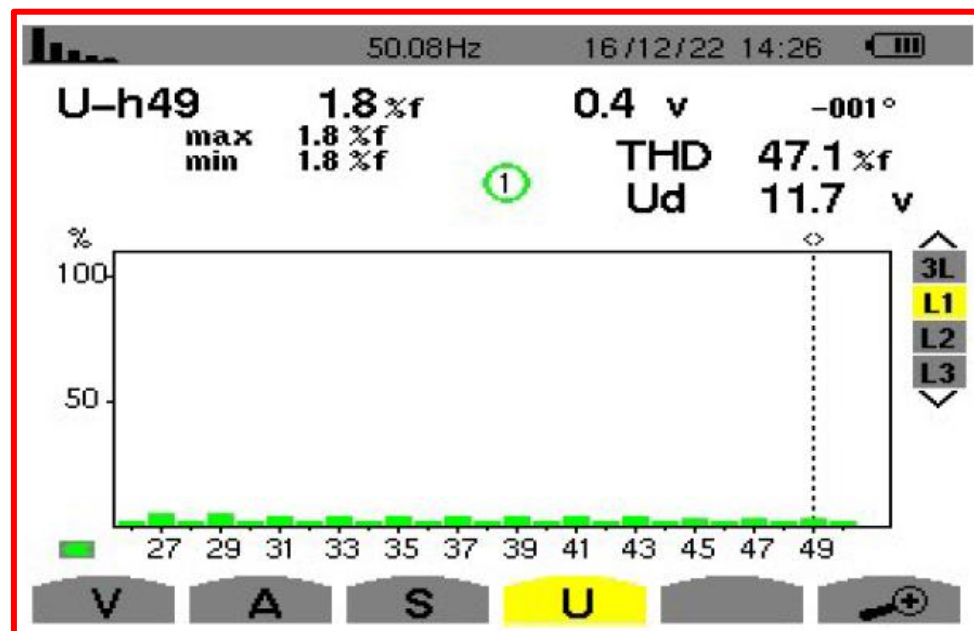


Figura 311. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión V_{vw} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las tensiones V_{UV} y V_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 48 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	44,89 %	47,30 %	48,34 %
V_{VW}	45,35 %	47 %	48,34 %

Tabla 48. Comparativa entre el THD (%) real de las tensiones de salida V_{UV} y V_{VW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las tensiones de salida I_{UV} y I_{VW} .

En las figuras 312 y 313 se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones I_{UV} y I_{VW} obtenidos mediante “Audacity”.

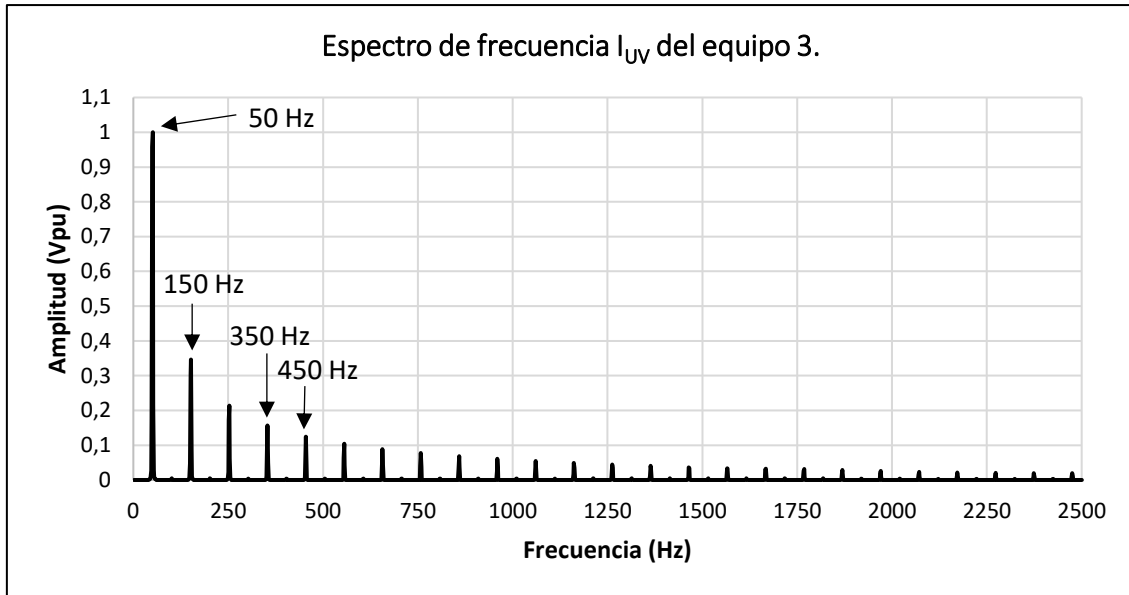


Figura 312. Espectro de frecuencia I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

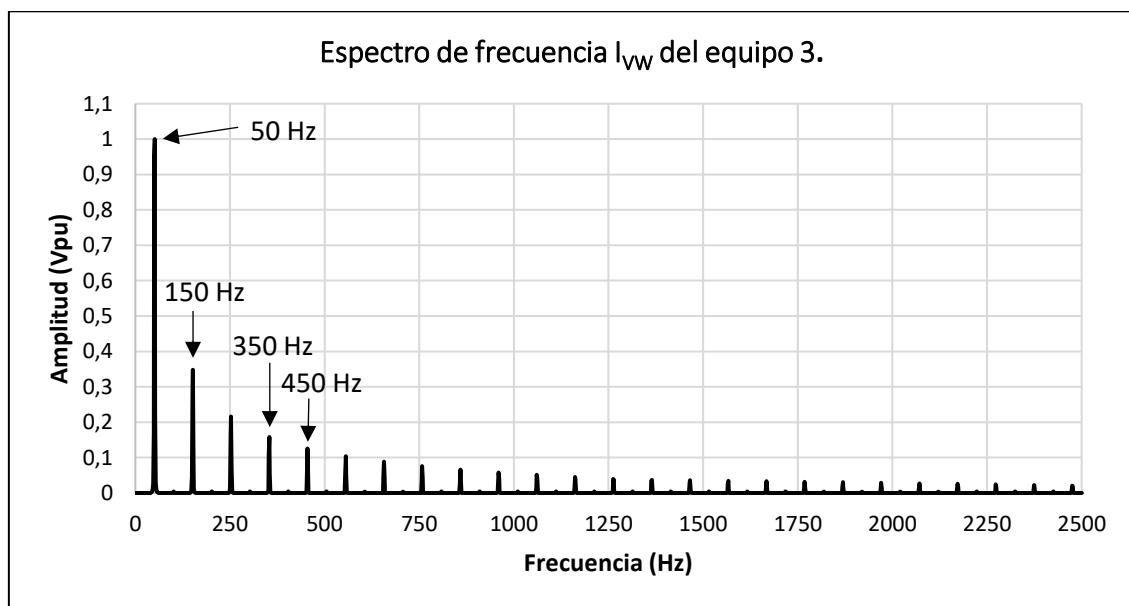


Figura 313. Espectro de frecuencia I_{VW} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Espectros de frecuencia de las intensidades de salida I_{UV} y I_{W} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 314 y 315 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad I_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

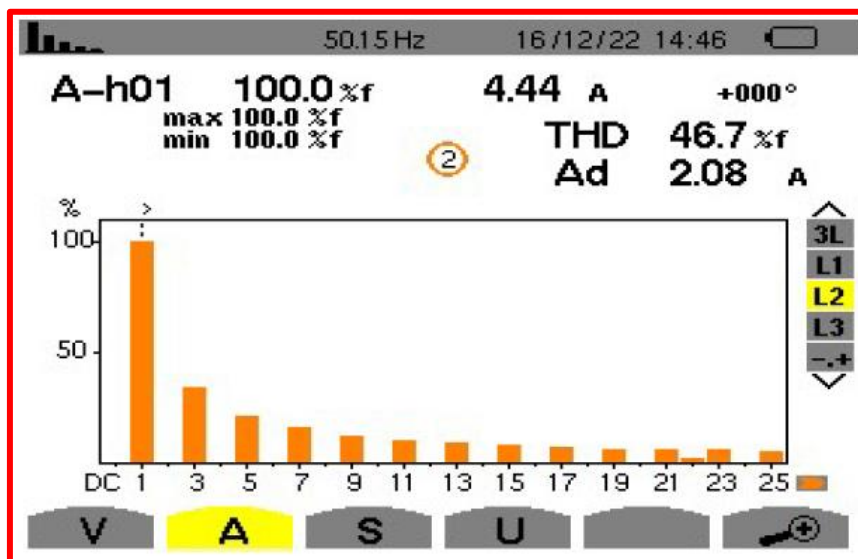


Figura 314. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

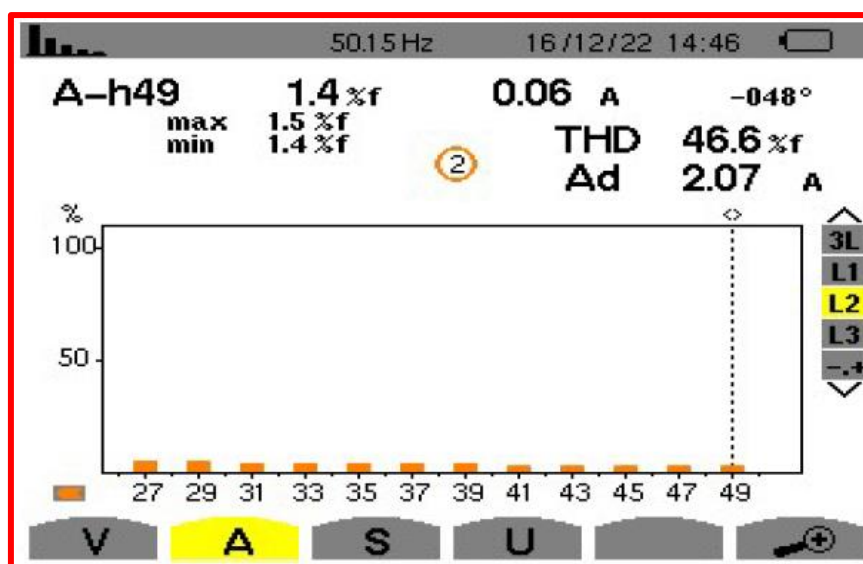


Figura 315. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{UV} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

Por otro lado, las figuras 316 y 317 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad I_{vw} junto al THD obtenido.

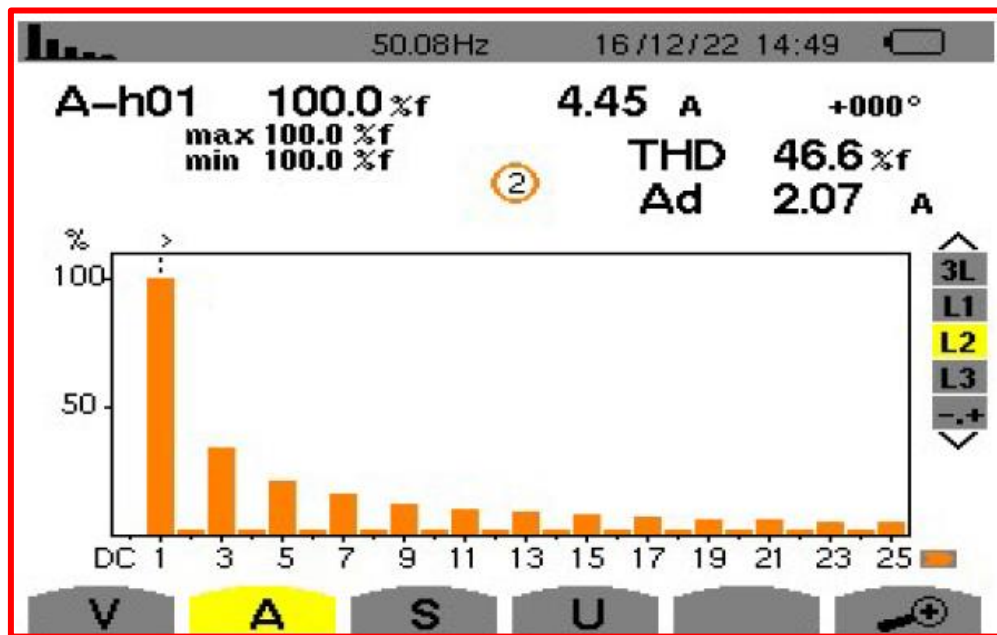


Figura 316. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad I_{vw} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

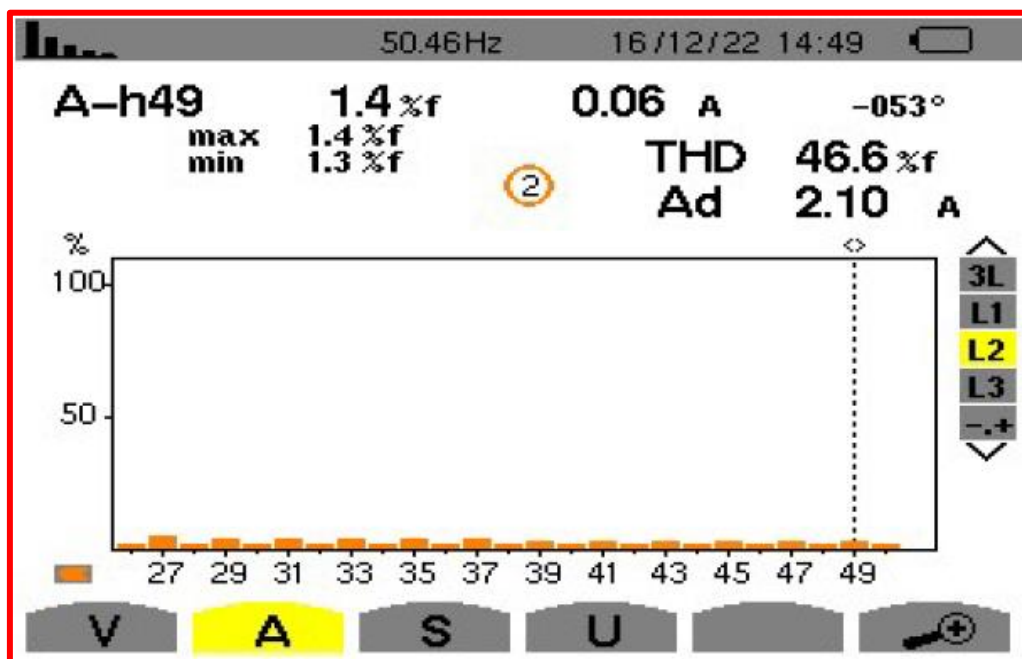


Figura 317. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad I_{vw} del equipo 3. Inversor en configuración de puente completo.

De los espectros obtenidos se concluye que solo existen los armónicos impares, como se mostró en la figura 13, ya que la forma de onda de las intensidades I_{UV} y I_{VW} es cuadrada con ciclo de trabajo del 50%.

Al mismo tiempo la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 2, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 49 realiza una comparativa entre el THD (%) real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en “Audacity”	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UV}	44,18 %	46,70 %	48,34 %
I_{VW}	44,73 %	46,60 %	48,34 %

Tabla 49. Comparativa entre el THD (%) real de las intensidades de salida I_{UV} e I_{VW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

6.5.7. Verificación de funcionamiento con una carga trifásica.

En este apartado se verifica el funcionamiento del equipo 3 con una carga trifásica conectada a sus salidas.

Para verificar el funcionamiento de este equipo se analizarán las diferentes capturas de pantalla del osciloscopio, donde se mostrarán las diferentes tensiones de línea, las tensiones fase-neutro, las intensidades de línea y los espectros de frecuencia.

Las tensiones tienen su amplitud reducida en un factor $\times 20$, como consecuencia de la sonda diferencial utilizada. Es decir: $V_{real} = V_{medida} \times 20$.

Las intensidades también tienen su amplitud reducida como consecuencia del uso de la pinza amperimétrica, cuya relación tensión/intensidad es de $100 \frac{mV}{A}$, lo que significa que cada 100 mV medido representa 1 A de corriente.

Tensión de línea V_{UV} .

En las figuras 318 y 319 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UV} y sus parámetros característicos.

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima obtenida es de 1,52 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de 30,40 V.

La tensión mínima es de -1,48 V, lo que resulta en una tensión mínima real de -29,60 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

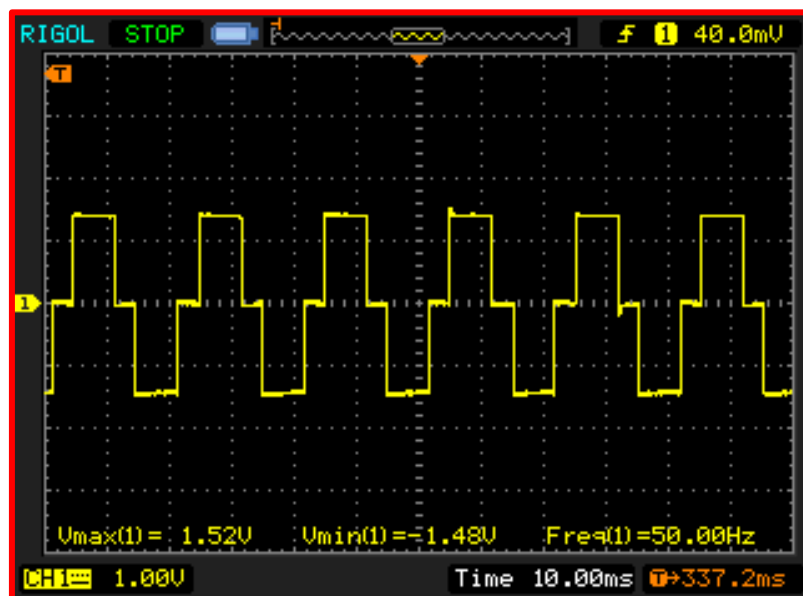


Figura 318. Tensión de línea V_{UV} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$).

De la figura 319 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz $V_{rms} = 23,20 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{PP} = 60 \text{ V}$.

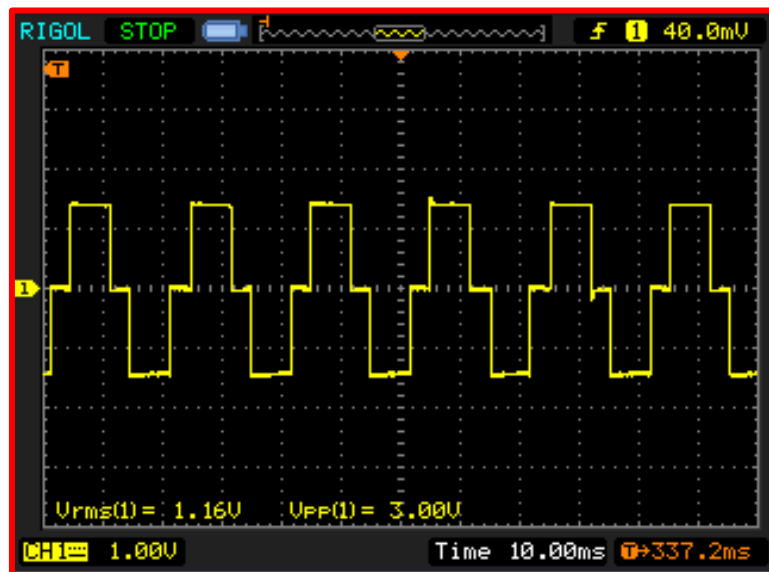


Figura 319. Tensión de línea V_{UV} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{PP}).

Se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a $0V$, corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Por la información obtenida de los parámetros y la forma de onda de la señal se determina que la tensión de línea V_{UV} evoluciona de forma correcta.

Tensión de línea V_{VW} .

En las figuras 320 y 321 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{VW} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz .

La tensión máxima obtenida es de $1,48 \text{ V}$. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de $29,60 \text{ V}$.

La tensión mínima es de $-1,48 \text{ V}$, lo que resulta en una tensión mínima real de $-29,60 \text{ V}$ si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

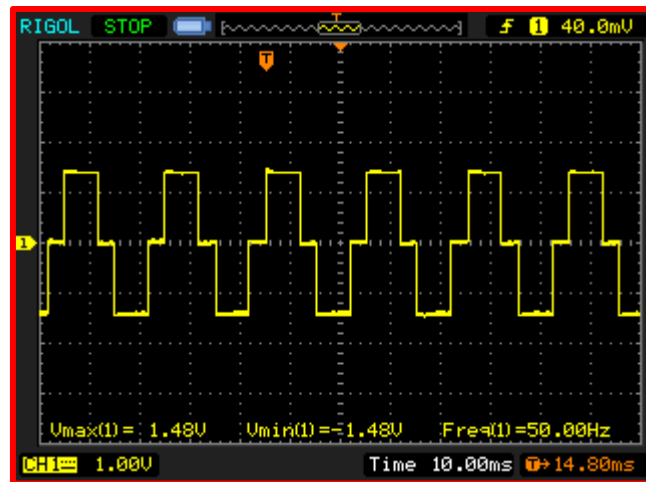


Figura 320. Tensión de línea V_{vw} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De la figura 321 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz $V_{\text{rms}} = 23,20 \text{ V}$ y una tensión pico a pico $V_{\text{pp}} = 59,20 \text{ V}$.

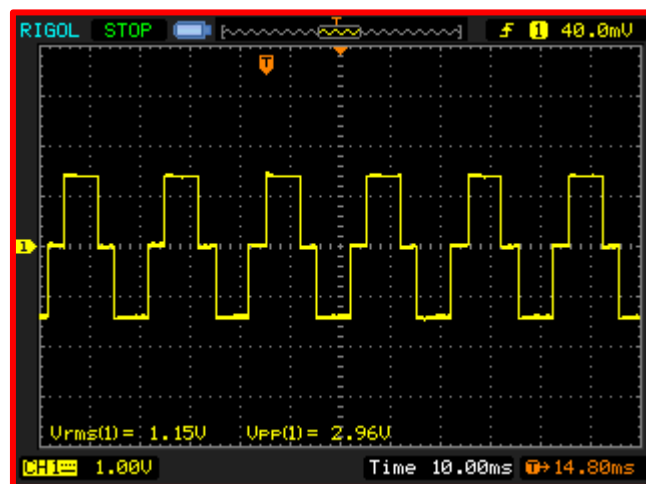


Figura 321. Tensión de línea V_{vw} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Al igual que para la tensión de línea V_{uv} , se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{\text{dc}}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{\text{dc}}$ y los 120° restantes está a 0V , corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Por la información obtenida de los parámetros y la forma de onda de la señal se determina que la tensión de línea V_{vw} evoluciona de forma correcta.

Tensión de línea V_{UW} .

En las figuras 322 y 323 se muestra la evolución de la tensión de línea V_{UW} y sus parámetros característicos.

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima obtenida es de 1,48 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se determina que el valor real de la tensión máxima es de 29,60 V.

La tensión mínima es de -1,56 V, lo que resulta en una tensión mínima real de -30,20 V si se elimina el factor de reducción que introduce la sonda.

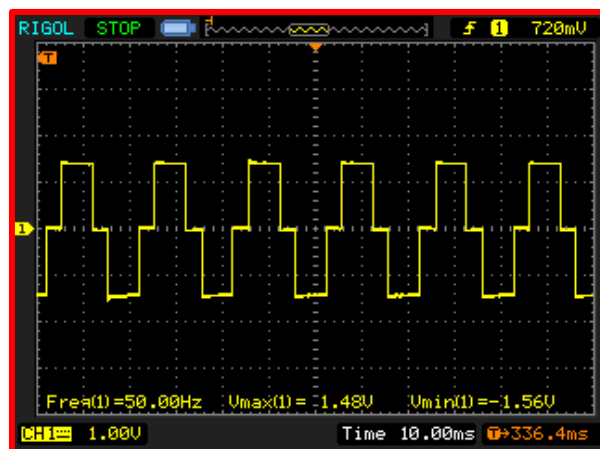


Figura 322. Tensión de línea V_{UW} del equipo 3 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

De las medidas de la figura 323 se concluye que la tensión eficaz real es de 23,2 V y la tensión de pico a pico es de 60,8 V.

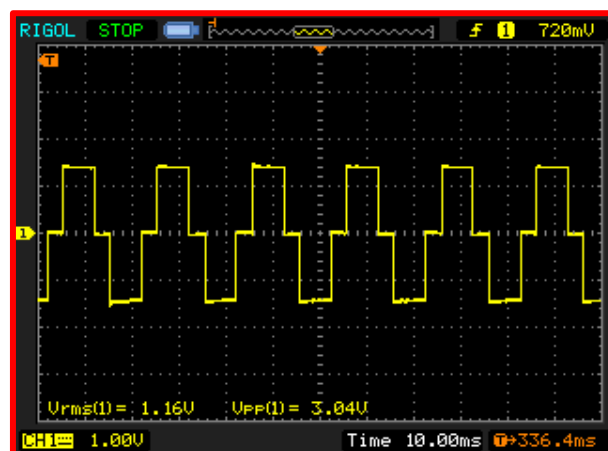


Figura 323. Tensión de línea V_{UW} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

Al igual que para el resto de las tensiones de línea, se observa que, durante la duración de un periodo de la señal, durante 120° (o bien durante un tercio del periodo) la señal tiene una tensión próxima a $+V_{dc}$, durante otros 120° tiene una tensión próxima a $-V_{dc}$ y los 120° restantes está a $0V$, corroborándose lo obtenido con lo visto en el capítulo 2.

Desfase entre las tensiones de línea.

En las figuras 324 y 325 se muestra el desfase existente entre las tensiones de línea V_{UV} - V_{VW} y V_{UV} - V_{WU} , respectivamente.

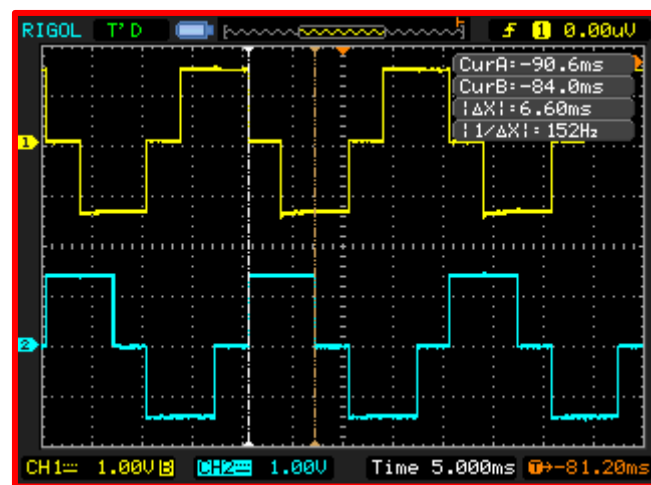


Figura 324. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{VW} (equipo 3).

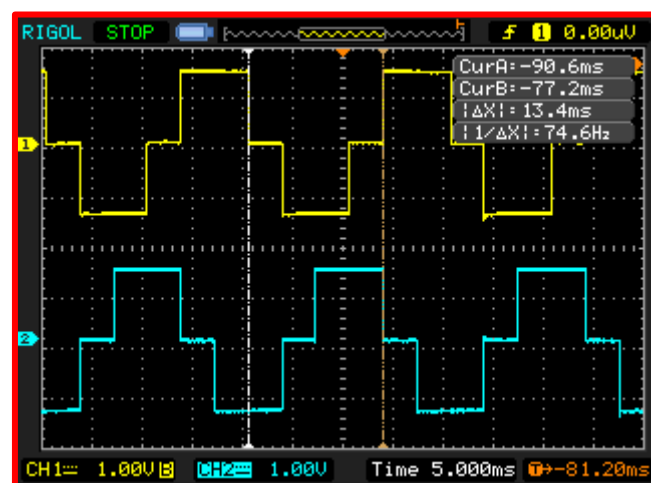


Figura 325. Desfase entre las tensiones de línea V_{UV} y V_{WU} (equipo 3).

Se aprecia que existe un desfase de 6,60 ms entre las líneas V_{UV} - V_{VW} , que equivale a un desfase de $118,80^\circ$, mientras que entre las líneas V_{UV} - V_{WU} existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de $241,20^\circ$ entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en capítulo 2.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el equipo real se debe a que las señales generadas por el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

En la tabla 50 quedan resumidos los parámetros de las tensiones de línea de las capturas mostradas anteriormente.

Tensión de línea	Tensión Máxima (V)	Tensión Mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Valor eficaz (V)
V_{UV}	30,40	-29,60	50	60	23,20
V_{VW}	29,60	-29,60	50	60	23,20
V_{UW}	29,60	-31,20	50	60,80	23,20

Tabla 50. Comparativa entre las diferentes tensiones de línea (equipo 3).

Se puede apreciar que existen ligeras variaciones entre los parámetros de las diferentes tensiones de línea. Esto se debe a la información que obtiene el osciloscopio varía según el momento en el que se realiza la captura de pantalla, ya que las señales presentan pequeñas ondulaciones en los valores máximos, mínimos y cuando están a 0V.

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 30 V y -30 V calculados teóricamente, mientras que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 24,49 V teóricos, luego los valores de tensión para estas señales son los esperados.

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las tensiones de línea es correcto.

Tensión de fase V_{UN} .

En las figuras 326 y 327 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{UN} y sus parámetros característicos.

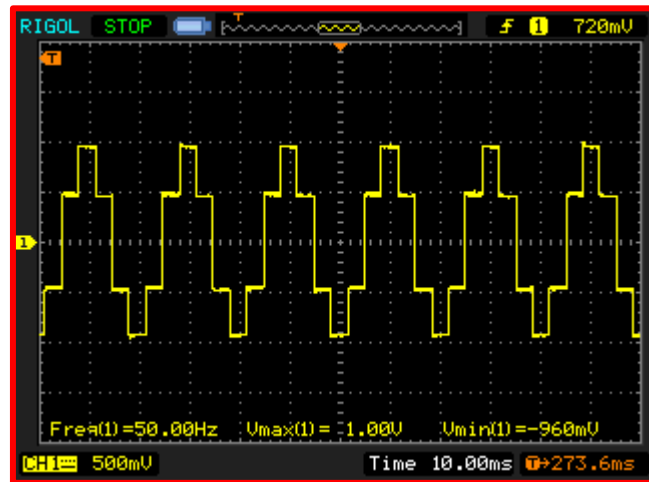


Figura 326. Tensión de fase V_{UN} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La señal obtenida presenta una frecuencia de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 1 V. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 20 V.

La tensión mínima obtenida es de -960 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -19,20 V.

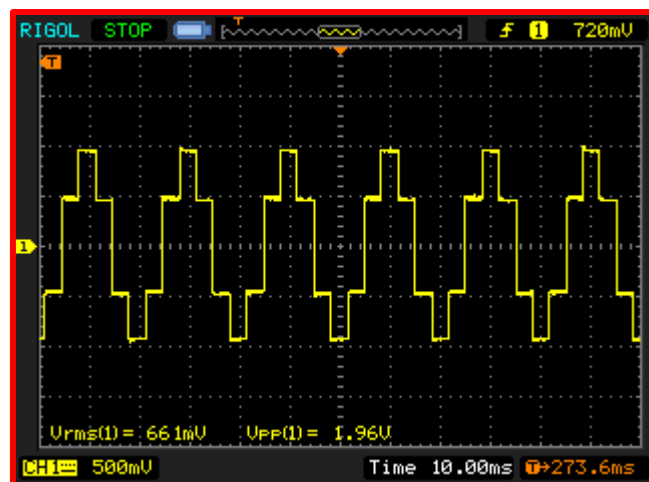


Figura 327. Tensión de fase V_{UN} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 327 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,22 \text{ V}$ y una tensión de pico a pico real $V_{pp} = 39,2 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

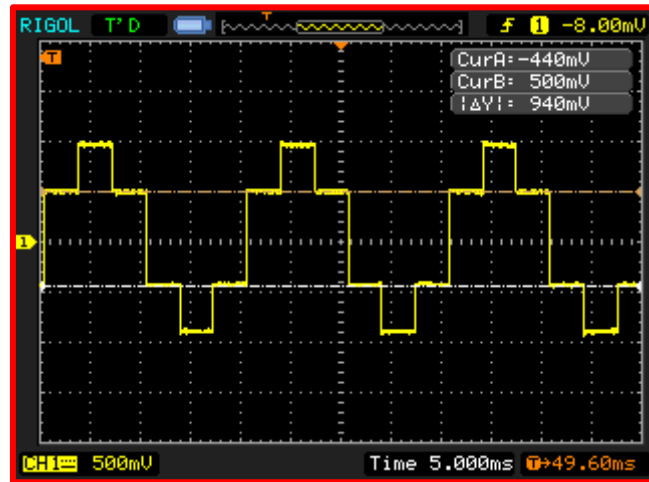


Figura 328. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{UN} (equipo 3).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV. Eliminando el factor de reducción de la sonda da lugar una tensión real de +10 V y -8,80 V, respectivamente.

La diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

También puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{UN} es correcta.

Tensión de fase V_{VN} .

En las figuras 329 y 330 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{VN} y sus parámetros característicos.

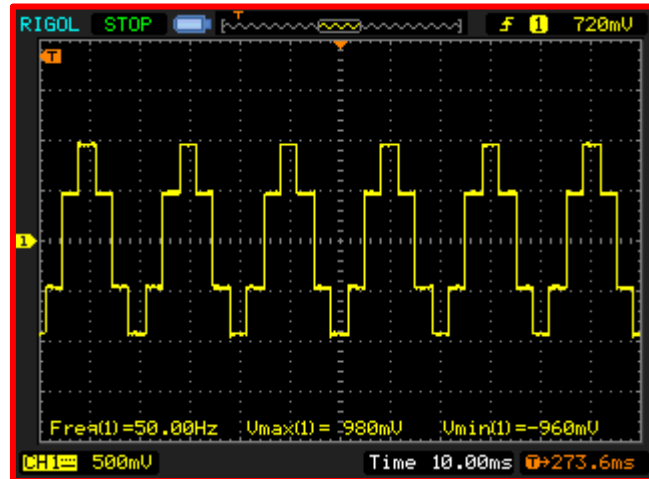


Figura 329. Tensión de línea V_{VN} del equipo 3 (parámetros: frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 980 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 19,6 V.

La tensión mínima obtenida es de -960 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -19,2 V.

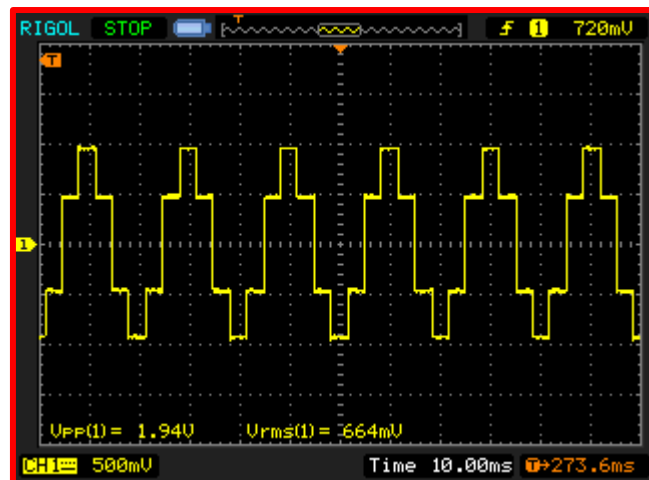


Figura 330. Tensión de fase V_{VN} del equipo 2 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 330 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,28 \text{ V}$ y una tensión pico a pico real $V_{pp} = 38,80 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

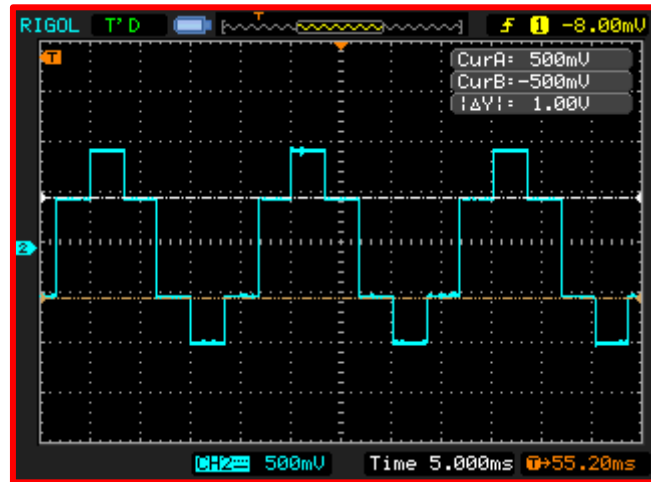


Figura 331. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{VN} (equipo 2).

En esta captura de la posición del cursor B debe mostrar un valor igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y $-\frac{1}{3} V_{dc}$ para el cursor A.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -440 mV. Eliminando el factor de reducción de la sonda da lugar una tensión real de +10 V y -8,80 V, respectivamente.

La diferencia entre los -8,80 V y los -10 V teóricos que debieron obtenerse se origina en las pequeñas ondulaciones que presenta la señal en la zona medida por el cursor, las cuales alteran la medición.

También puede apreciarse de estas capturas que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

De los resultados obtenidos se concluye que la evolución de la tensión de fase V_{UN} es correcta.

Tensión de línea V_{WN} .

En las figuras 332 y 333 se muestra la evolución de la tensión de fase V_{WN} y sus parámetros característicos.

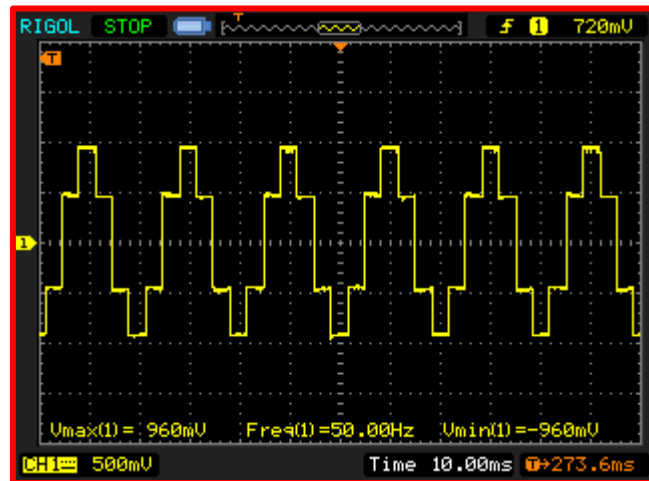


Figura 332. Tensión de fase V_{WN} del equipo 3 (parámetros: Frecuencia, $V_{\text{máx}}$ y $V_{\text{mín}}$).

La frecuencia de la señal es de 50 Hz.

La tensión máxima medida por la sonda es de 960 mV. Eliminando el factor de reducción que introduce la sonda se obtiene una tensión real máxima de 19,20 V.

La tensión mínima obtenida es de -960 mV, luego la tensión mínima real que se obtiene es de -19,20 V.

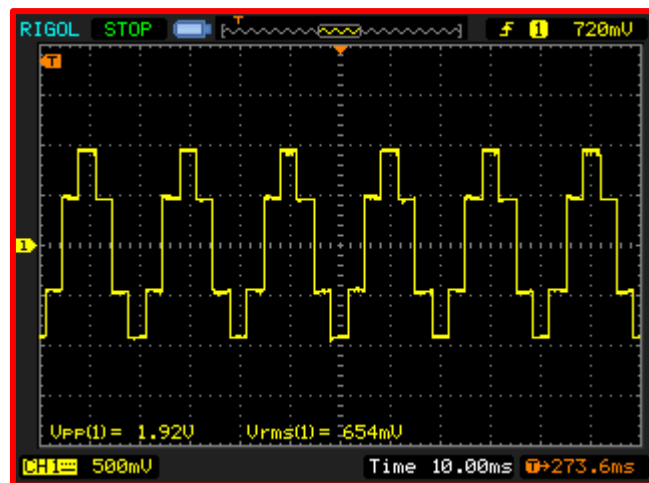


Figura 333. Tensión de fase V_{WN} del equipo 3 (parámetros: V_{rms} y V_{pp}).

De la figura 333 se determina que, eliminando el factor de reducción que introduce la sonda, se obtiene una tensión eficaz real $V_{rms} = 13,08 \text{ V}$ y una tensión pico a pico real $V_{pp} = 38,40 \text{ V}$.

Para ratificar que la señal cumple con los valores de tensión intermedios mencionados en el capítulo 2 se adjunta la siguiente captura de pantalla.

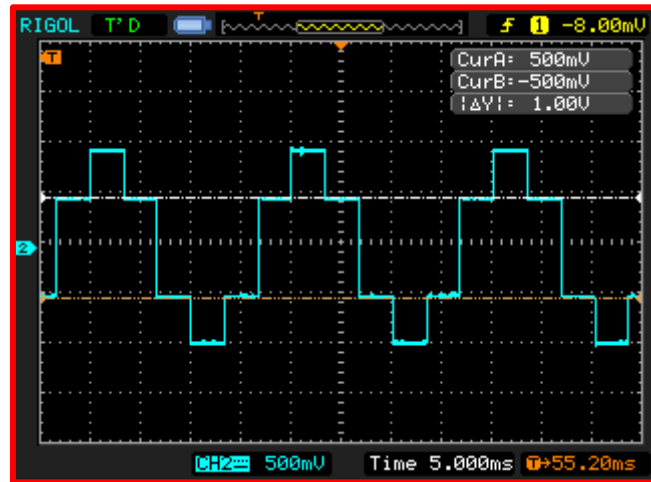


Figura 334. Valores de tensión intermedios de la tensión de fase V_{WN} (equipo 3).

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3}$.

En esta captura la posición del cursor B debe mostrar una tensión igual a $\frac{1}{3} V_{dc}$ y el cursor A debe mostrar una tensión igual a $-\frac{1}{3}$.

Los cursores marcan una tensión de 500 mV y -500 mV, que deshaciendo el escalado de la sonda da una tensión real de +10 V y -10 V, luego las tensiones intermedias tienen los valores esperados. En este caso las ondulaciones no se han visto reflejadas en el instante de la captura de pantalla.

De la figura 334 puede apreciarse que, por cada periodo, un tercio del periodo la tensión tiene un valor próximo a $\frac{1}{3} V_{dc}$, otro tercio tiene un valor de próximo a $-\frac{1}{3} V_{dc}$ y del último tercio restante la tensión tiene un valor próximo a $\frac{2}{3} V_{dc}$ la mitad del tiempo y la otra mitad a $-\frac{2}{3} V_{dc}$. Esto se corresponde con lo visto en el capítulo 2.

Desfase entre las tensiones de fase.

En las figuras 335, 336 y 337 se muestra el desfase existente entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{VN}$, $V_{UN}-V_{WN}$ y $V_{UN}-V_{WN}$, respectivamente.

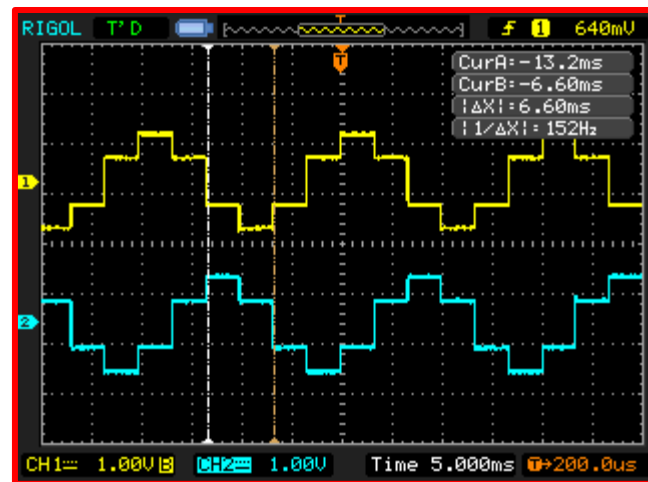


Figura 335. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{VN} (equipo 2).

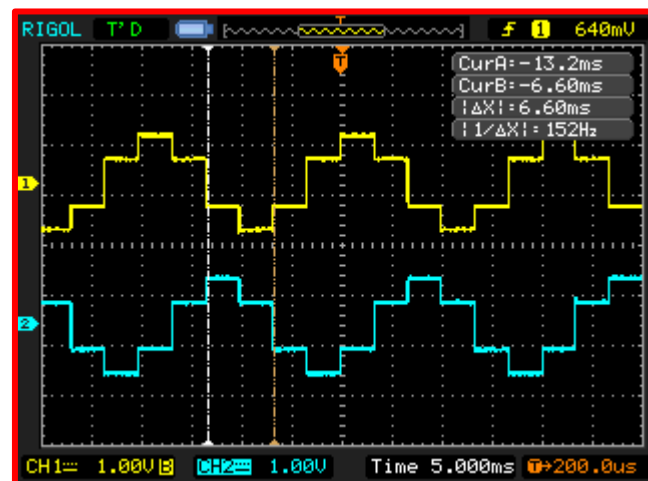


Figura 336. Desfase entre las tensiones de fase V_{VN} y V_{WN} (equipo 2).

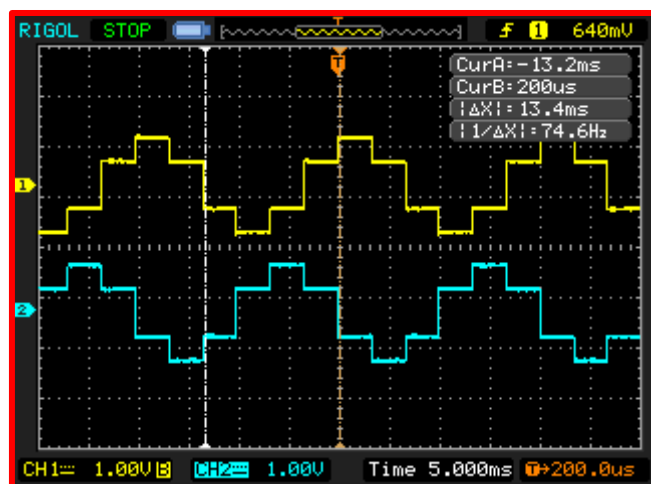


Figura 337. Desfase entre las tensiones de fase V_{UN} y V_{WN} (equipo 1).

Se aprecia en las figuras 324 y 325 que existe un desfase 6,60 ms entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{VN}$ y $V_{VN}-V_{WN}$, que equivale a un desfase de $118,80^\circ$, mientras que entre las tensiones de fase $V_{UN}-V_{WN}$ existe un desfase de 13,40 ms, lo que equivale a un desfase de $241,20^\circ$ entre ambas señales. Ambos desfases son correctos tal y como se mostró en capítulo 2.

La diferencia entre los desfases obtenidos teóricamente y los obtenidos en el equipo real se debe a que las señales generadas por el microcontrolador no son exactas, habiendo ligeras variaciones en los tiempos de los pulsos.

En la tabla 51 se realiza una comparativa entre las diferentes tensiones de fase.

Tensión de fase	Tensión máxima (V)	Tensión mínima (V)	Frecuencia (Hz)	Tensión de pico a pico (V)	Valor eficaz (V)
V_{UN}	20	-19,20	50	39,20	13,20
V_{VN}	19,6	-18,80	50	38,80	13,28
V_{WN}	19,2	-19,20	50	38,40	13,08

Tabla 51. Comparativa entre las diferentes tensiones de fase (equipo 3).

Las tensiones máximas y mínimas están muy próximas a los 20 V y -20 V calculados teóricamente, de igual manera que las tensiones eficaces tienen un valor muy próximo a los 14,14 V teóricos.

De los valores de tensión que se obtienen y de las formas de onda que presentan estas señales se afirma que la evolución de las tensiones de fase es correcta.

Intensidad de fase I_{UN} .

En las figuras 338 y 339 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{UN} .

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 180 mV y una amplitud mínima de -180 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad máxima tiene un valor de 1,80 A y la intensidad mínima un valor de -1,80 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 339 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,22$ A y una intensidad de pico a pico $I_{pp} = 3,60$ A.

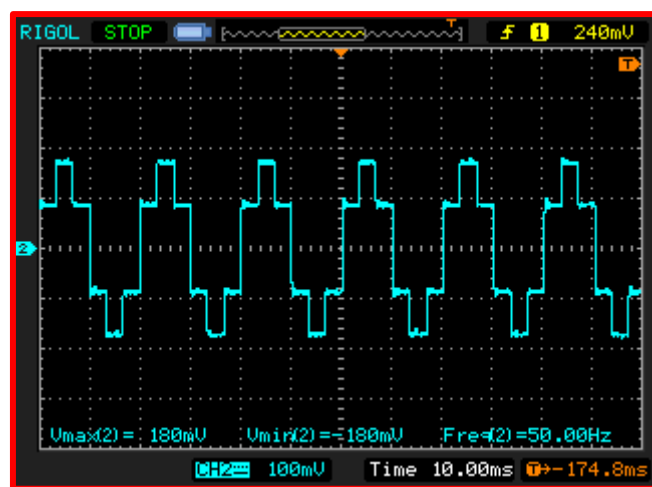


Figura 338. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

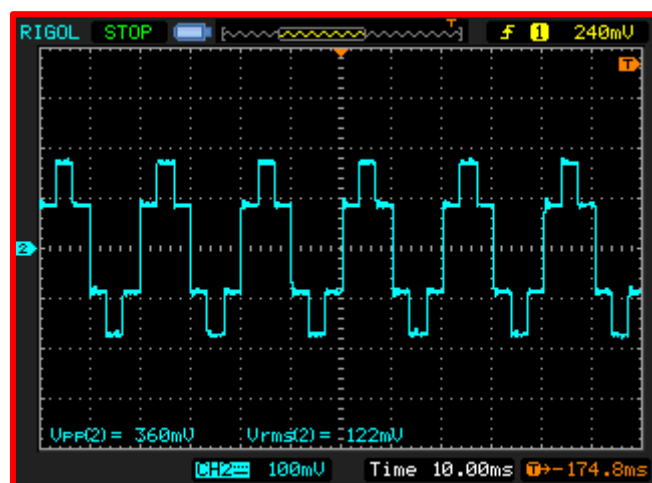


Figura 339. Intensidad de fase I_{UN} del equipo 3 (parámetros: V_{pp} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{VN} .

En las figuras 340 y 341 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{VN} .

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 176 mV y una amplitud mínima de -180 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad máxima tiene un valor de 1,76 A y la intensidad mínima un valor de -1,80 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 341 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,21$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,56$ A.

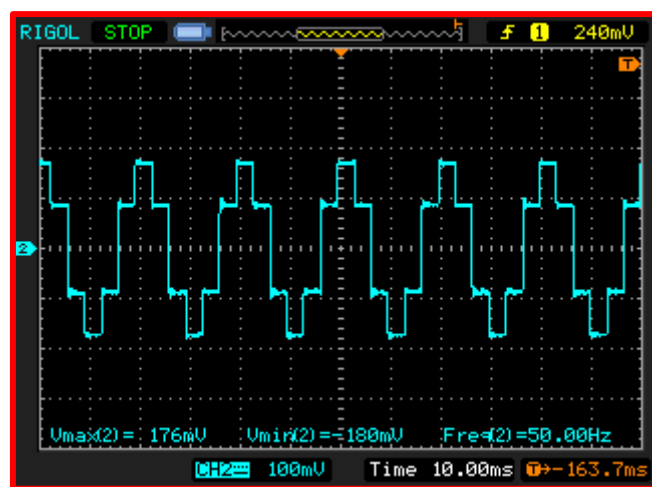


Figura 340. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

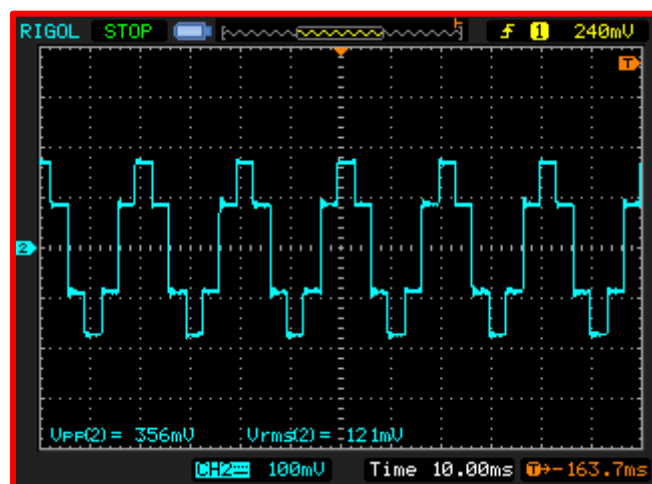


Figura 341. Intensidad de fase I_{VN} del equipo 3 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

Intensidad de fase I_{WN} .

En las figuras 342 y 343 se muestra la evolución de la intensidad de fase I_{WN} .

La señal tiene una frecuencia de 50 Hz.

La señal tiene una amplitud máxima de 176 mV y una amplitud mínima de -180 mV. Realizando la conversión tensión-corriente de $100 \frac{mV}{A}$, se obtiene que la intensidad máxima tiene un valor de 1,76 A y la intensidad mínima un valor de -1,80 A.

Por otro lado, realizando la misma conversión en los parámetros de la figura 343 se obtiene una intensidad eficaz $I_{rms} = 1,22$ A y una intensidad de pico a pico $I_{PP} = 3,56$ A.

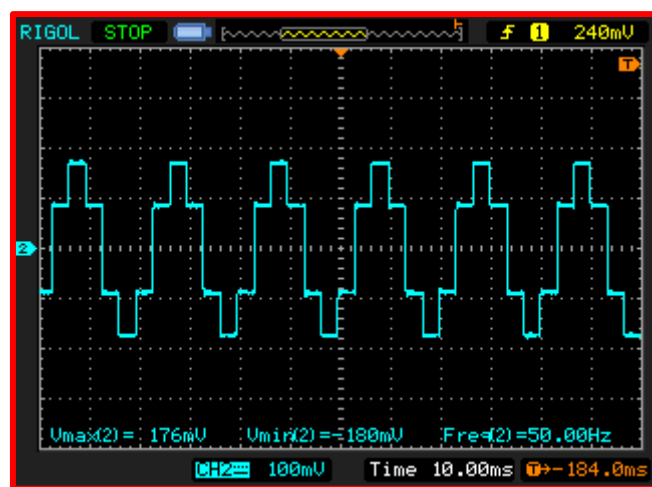


Figura 342. Intensidad de fase I_{WN} del equipo 3 (parámetros: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y frecuencia).

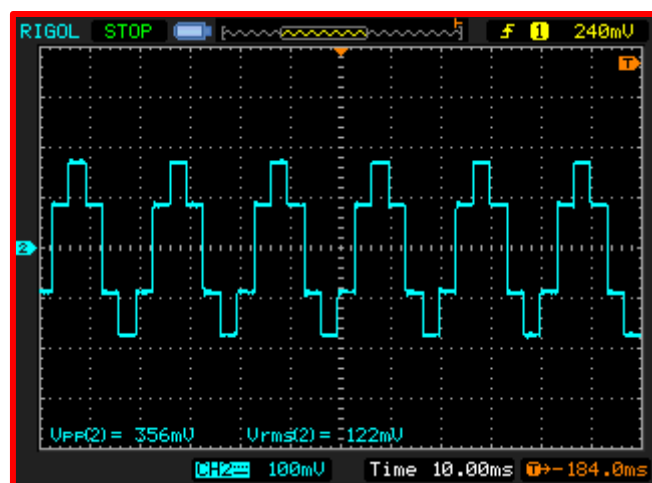


Figura 343. Intensidad de línea I_{WN} del equipo 3 (parámetros: V_{PP} y V_{rms}).

En la tabla 52 se resumen los parámetros obtenidos de las diferentes intensidades.

Intensidad	Intensidad máxima (A)	Intensidad mínima (A)	Frecuencia (Hz)	Intensidad de pico a pico (A)	Intensidad eficaz (A)
I _{UN}	1,80	-1,80	50	3,60	1,22
I _{VN}	1,76	-1,80	50	3,56	1,21
I _{WN}	1,76	-1,80	50	3,56	1,22

Tabla 52. Comparativa entre las intensidades de fase del equipo 3. Inversor en configuración trifásica.

Se observa de la tabla 50 que, los valores máximos y mínimos están muy próximos a los 1,82 A teóricos calculados en las ecuaciones (11) y (12), habiendo ligeras diferencias entre ellas como consecuencia de las variaciones entre los valores reales de las resistencias.

De la misma tabla se observa que las intensidades eficaces obtenidas presentan valores muy próximos al calculado teóricamente (1,29 A).

Por lo obtenido en las capturas de pantalla y la información que resulta de ellas, se concluye que el funcionamiento de este equipo en lo que respecta a las intensidades de línea-fase es correcto.

Para terminar la verificación de este último equipo restaría mostrar los espectros de frecuencia, los cuales se muestran a continuación.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea.

En el presente apartado se muestran los espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} y V_{UW} obtenidos mediante “Audacity”.

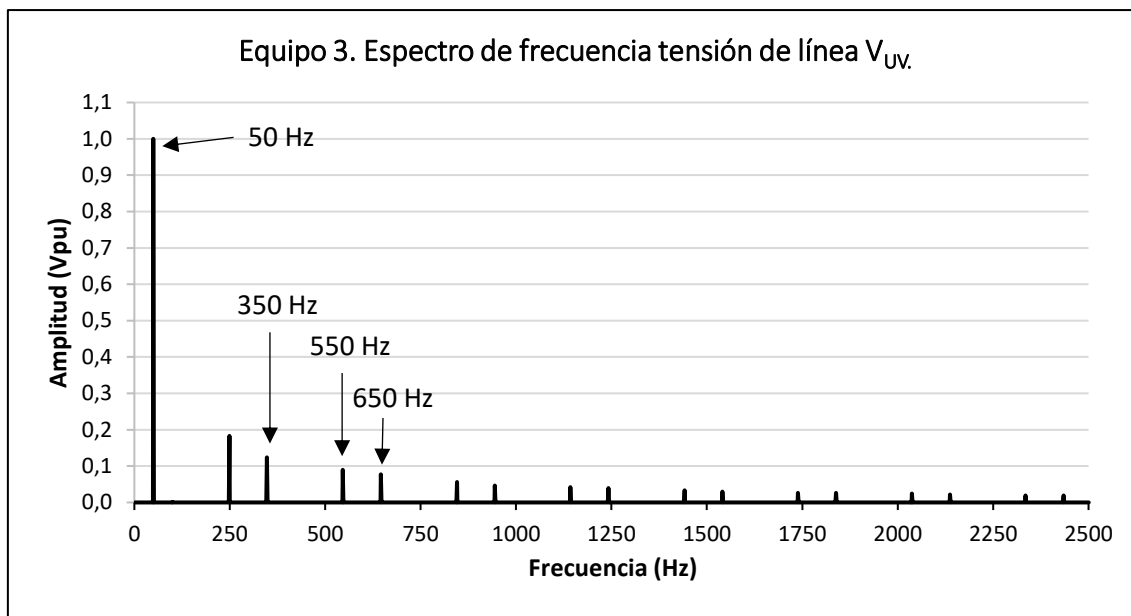


Figura 344. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UV} del equipo 3.

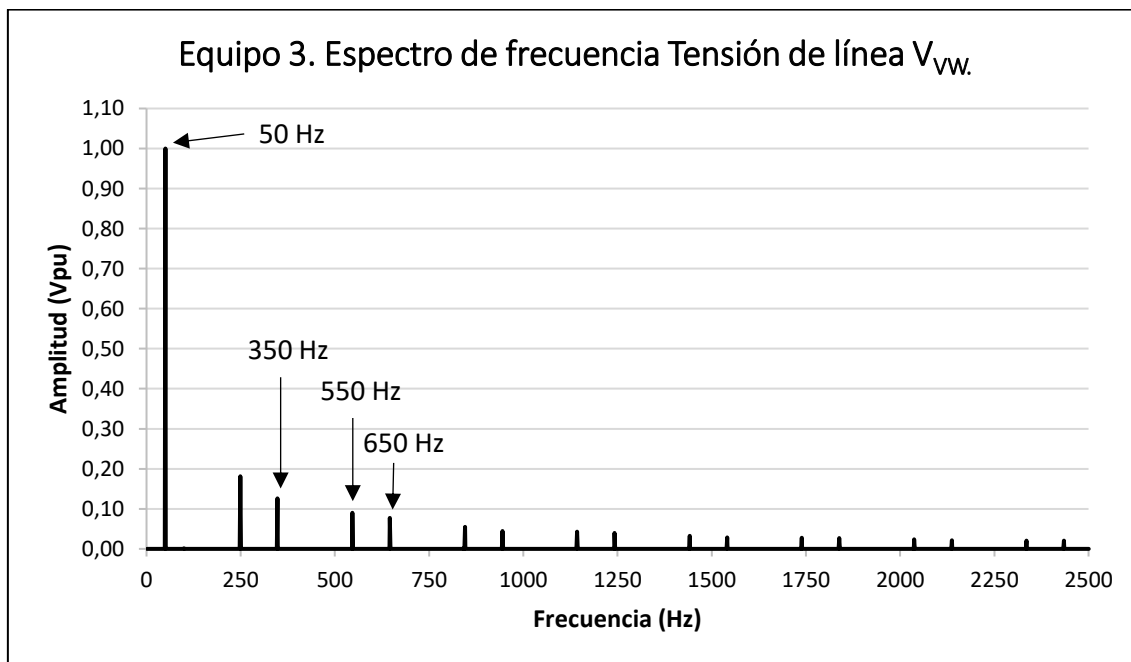


Figura 345. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{VW} del equipo 3.

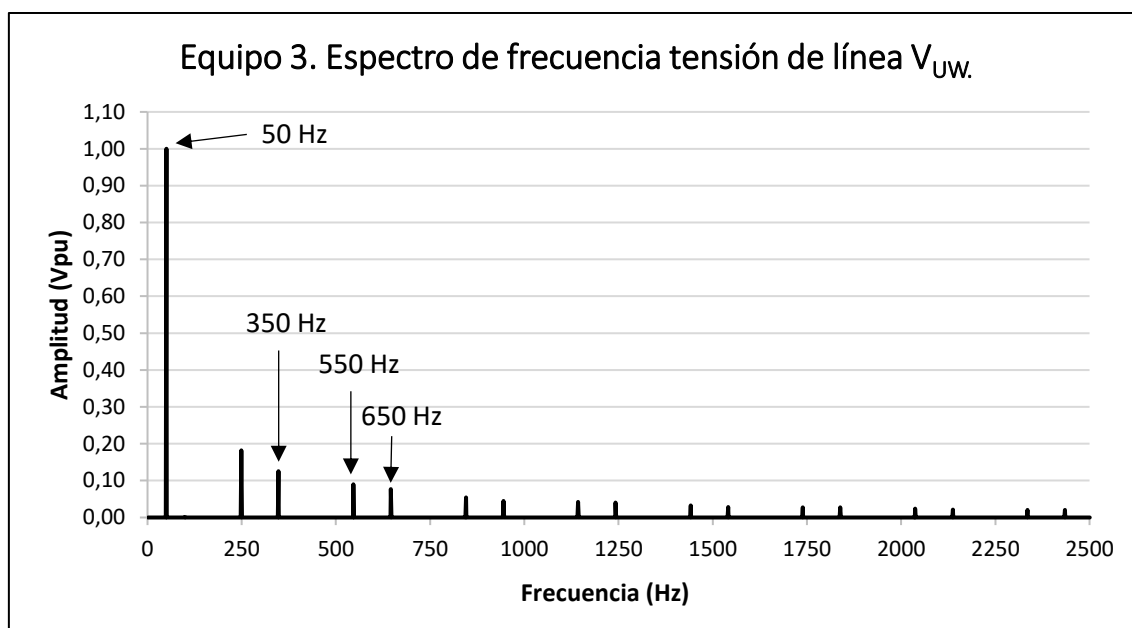


Figura 346. Espectro de frecuencia tensión de línea V_{UW} del equipo 3.

Espectros de frecuencia de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} y V_{UW} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 347 y 348 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{UV} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

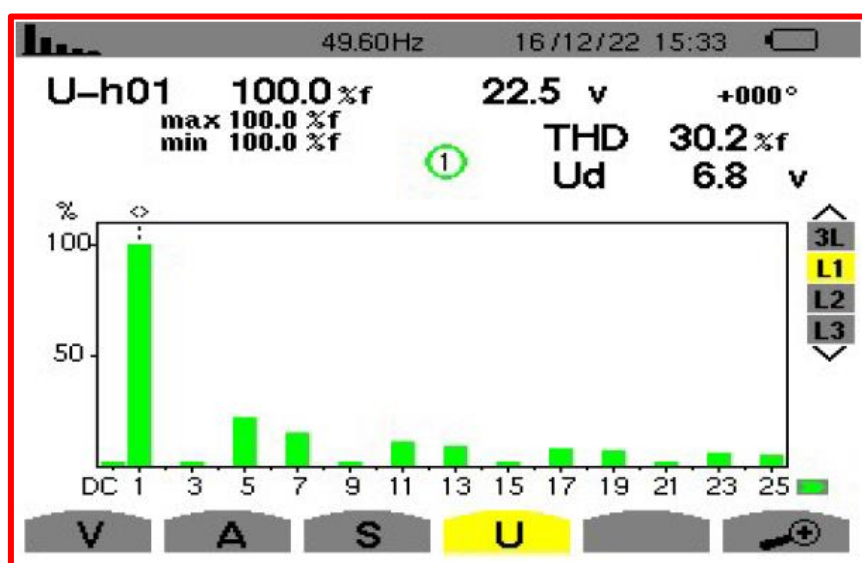


Figura 347. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{UV} del equipo 3.

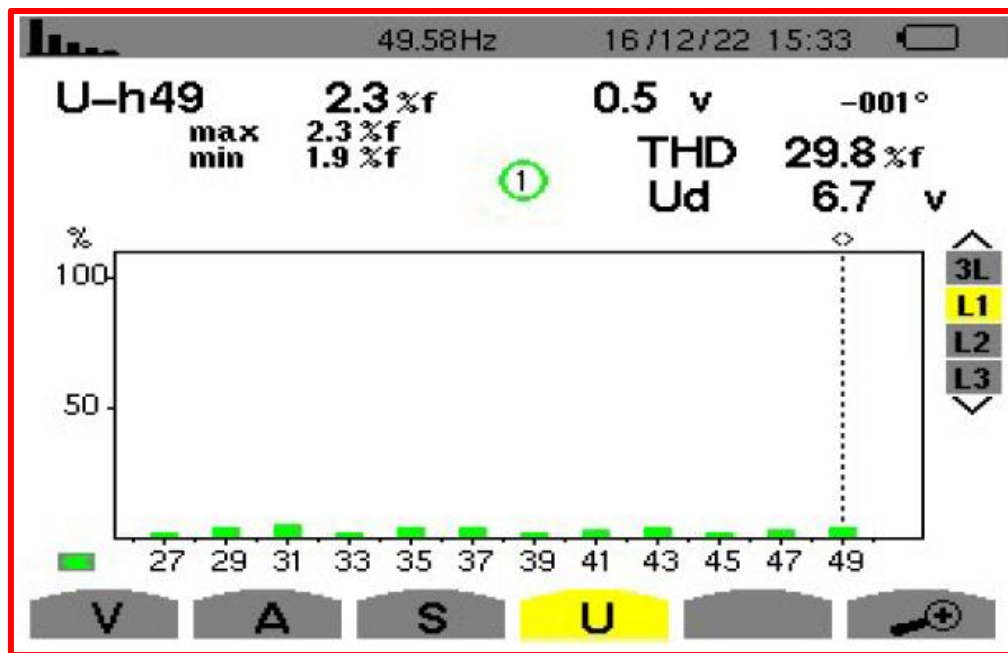


Figura 348. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UV} del equipo 3.

Las figuras 349 y 350 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{VW} junto al THD obtenido.

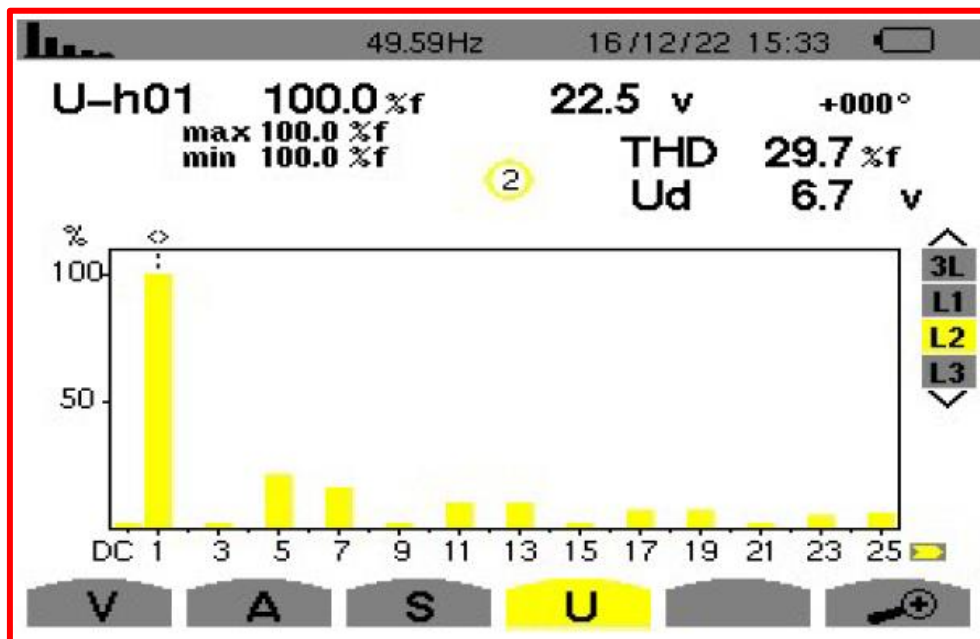


Figura 349. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{VW} del equipo 3.

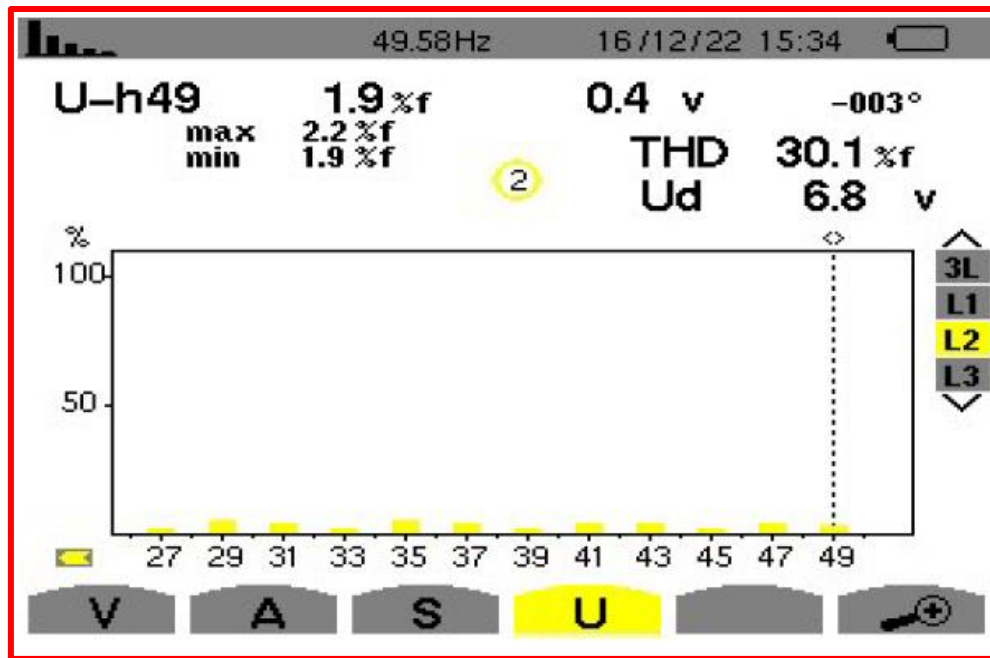


Figura 350. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{vw} del equipo 2.

Las figuras 351 y 352 muestran el espectro de frecuencia de la tensión de línea V_{uw} junto al THD obtenido.

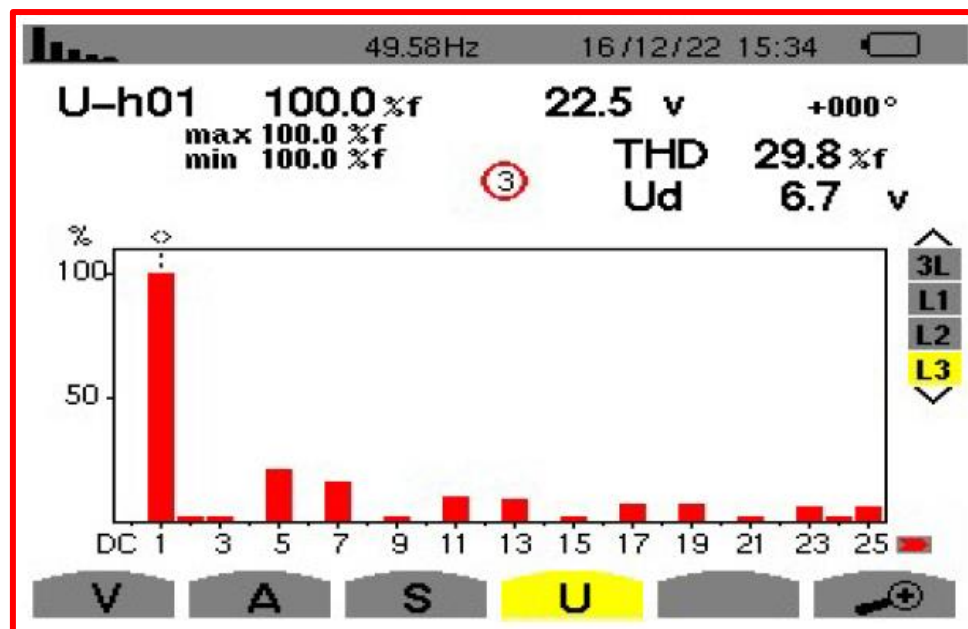


Figura 351. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la tensión de línea V_{uw} del equipo 3.

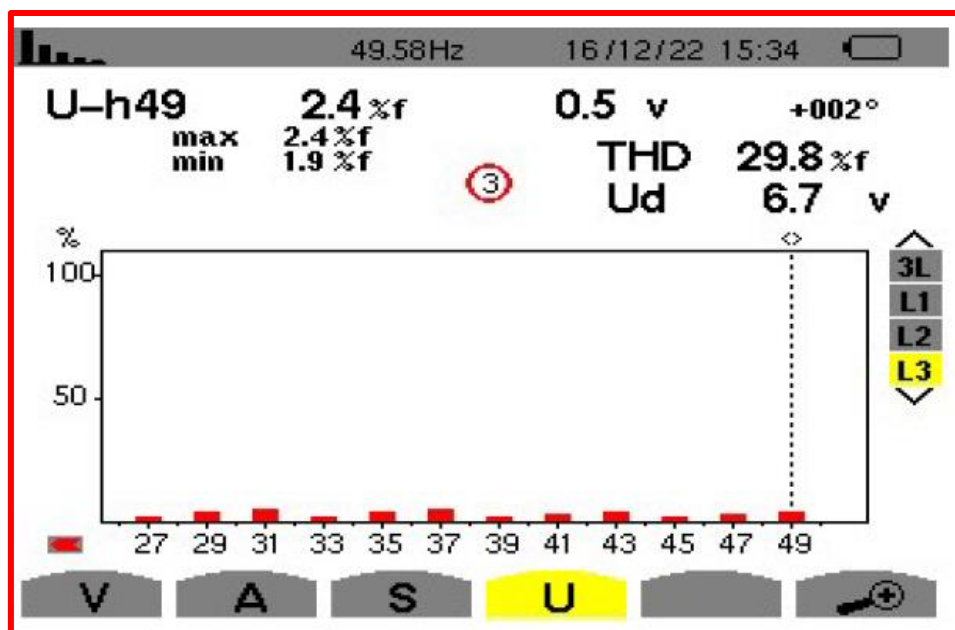


Figura 352. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la tensión de línea V_{UW} del equipo 3.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 53 realiza una comparativa entre el THD real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en "Audacity"	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
V_{UV}	27,31 %	29,80 %	31,08 %
V_{VW}	28,65 %	30,10 %	31,08 %
V_{UW}	28,12 %	29,80 %	31,08%

Tabla 53. Comparativa entre el THD real de las tensiones de línea V_{UV} , V_{VW} , V_{UW} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase.

En las figuras 353, 354 y 355 se muestran los espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} y I_{WN} obtenidos mediante el programa “Audacity”.

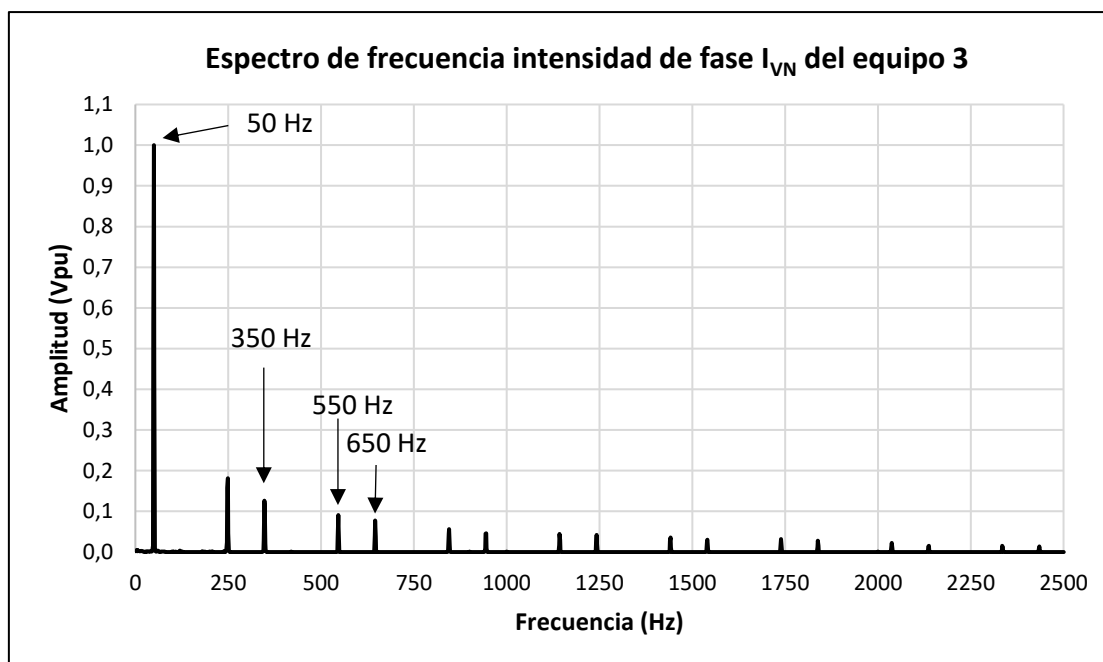


Figura 353. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.

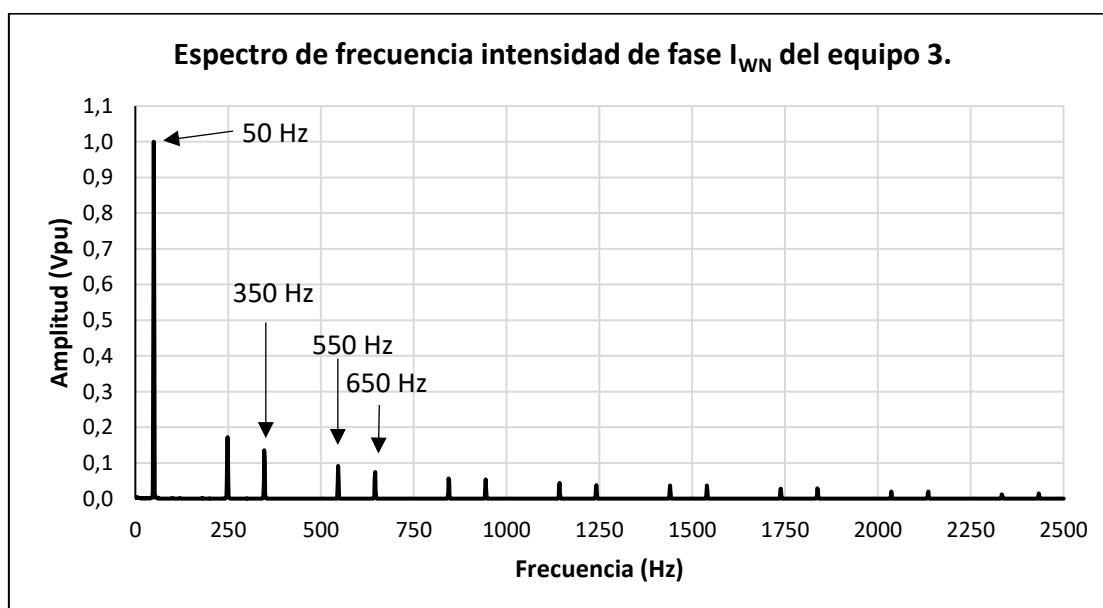


Figura 354. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.

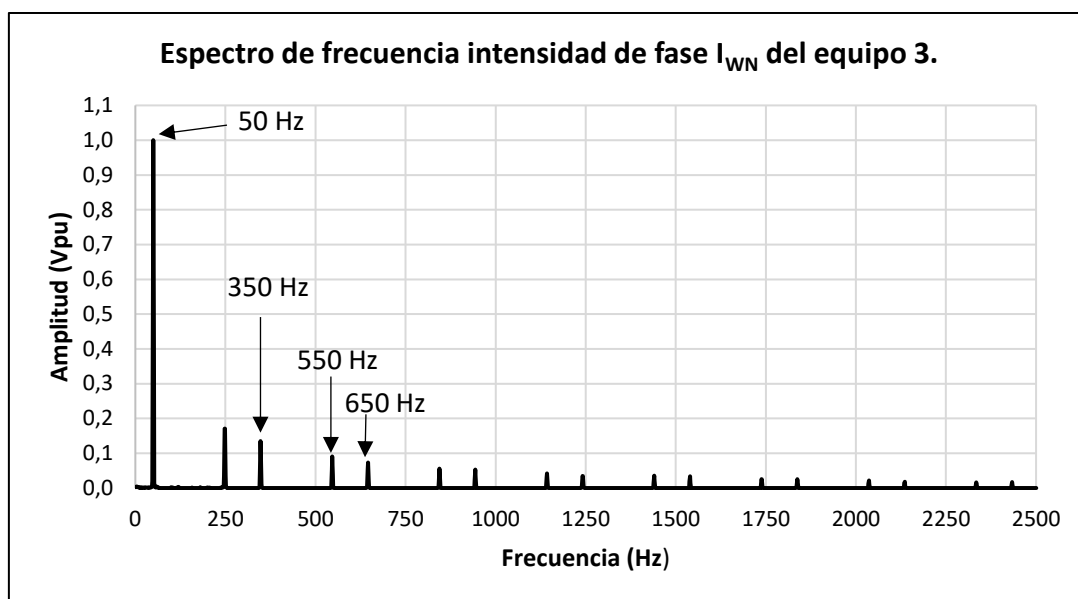


Figura 355. Espectro de frecuencia intensidad de fase I_{WN} del equipo 3.

Espectros de frecuencia de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} e I_{UN} obtenidos con un analizador de espectros profesional.

En las figuras 356 y 357 se muestra el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{UN} junto al THD obtenido por un analizador de espectros profesional.

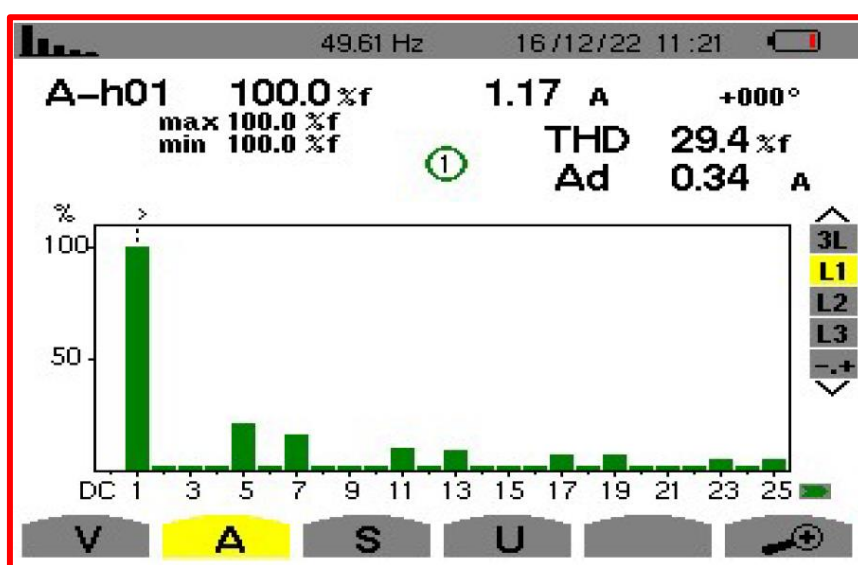


Figura 356. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.

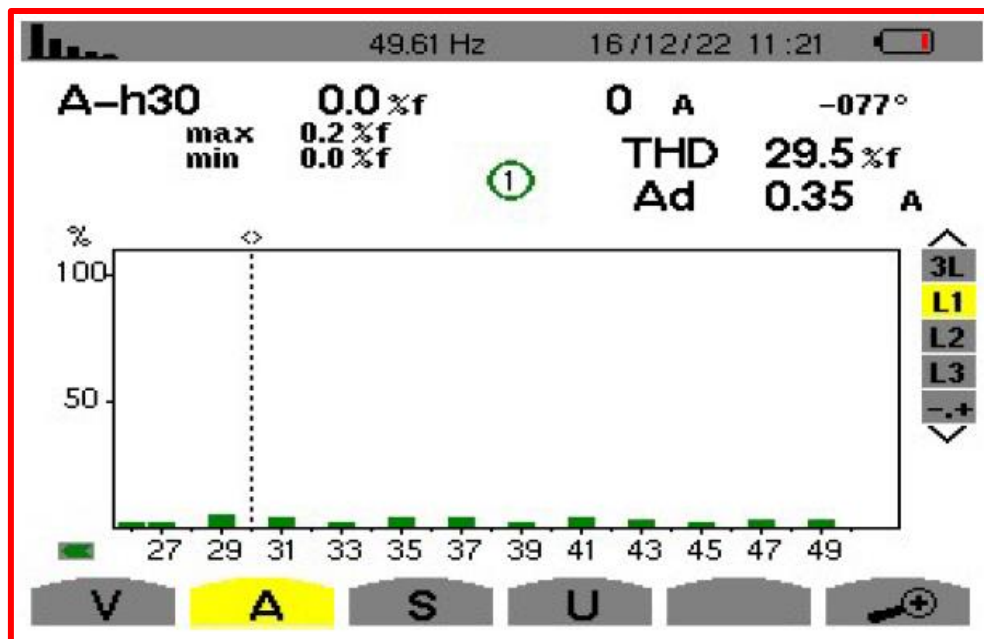


Figura 357. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{UN} del equipo 3.

Las figuras 358 y 359 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{VN} junto al THD obtenido.

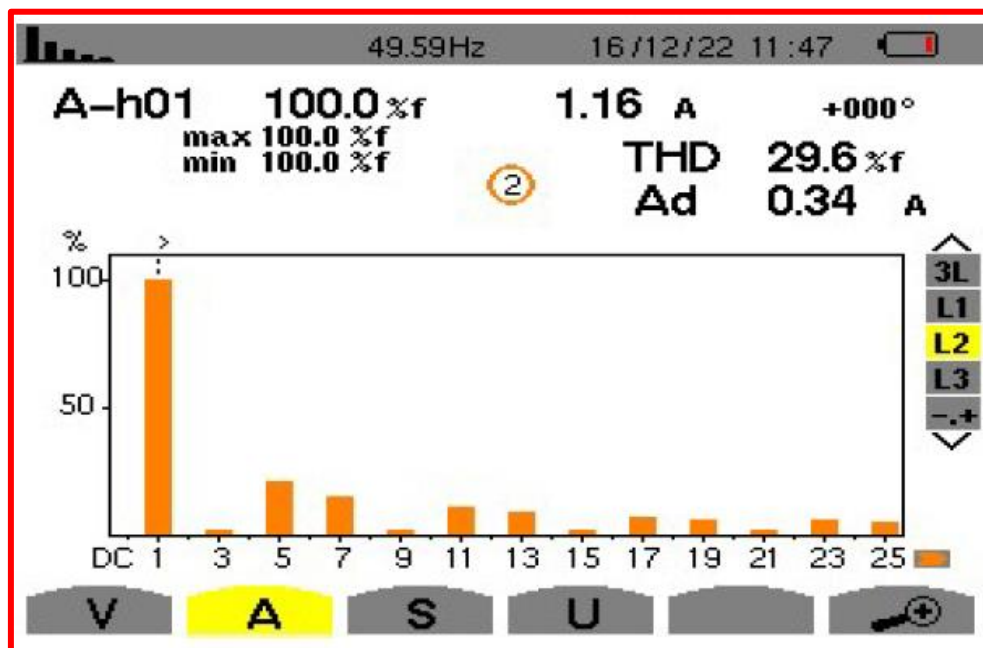


Figura 358. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.

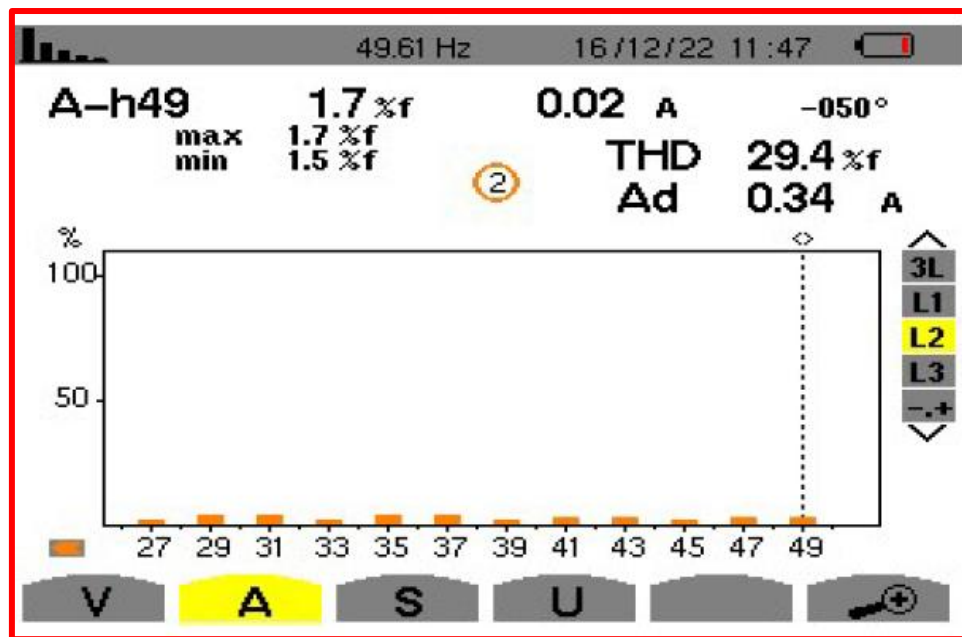


Figura 359. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{VN} del equipo 3.

Las figuras 360 y 361 muestran el espectro de frecuencia de la intensidad de fase I_{WN} junto al THD obtenido.

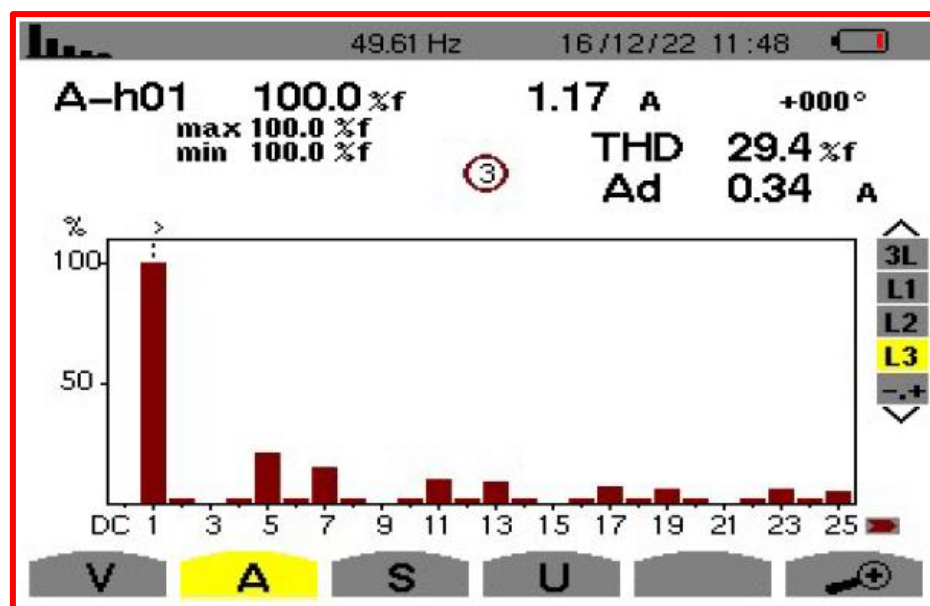


Figura 360. Espectro de frecuencia de los 25 primeros armónicos de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 2.

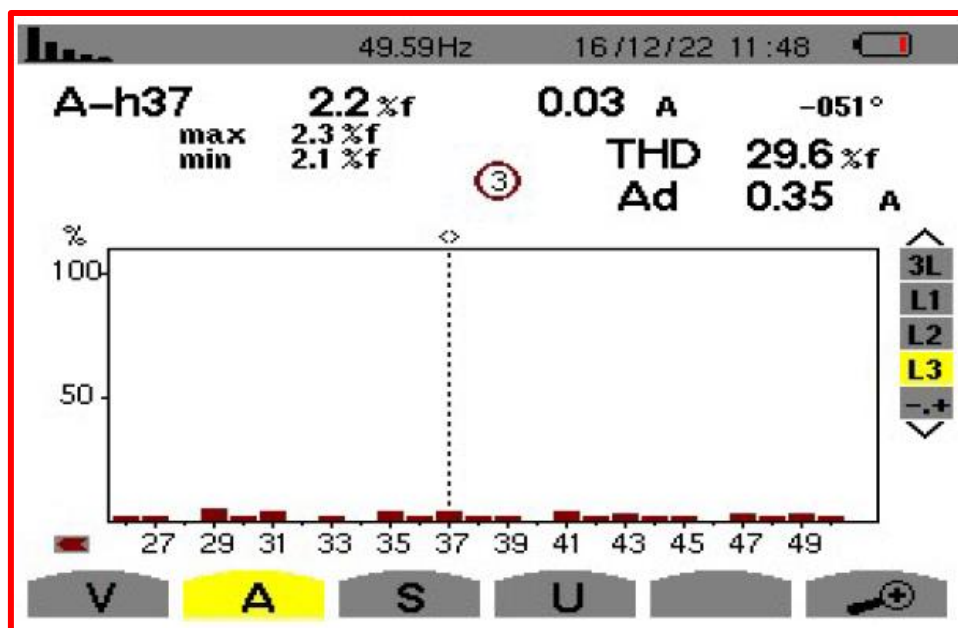


Figura 361. Espectro de frecuencia del armónico 25 al 50 de la intensidad de fase I_{WN} del equipo 3.

De los espectros mostrados se aprecia que solo existen los armónicos impares que no son múltiplos de 3, como se demostró en el capítulo 3.

Al mismo tiempo se observa que la amplitud de los armónicos se halla próxima a los valores que se obtienen de la tabla 3, donde la amplitud del armónico es inversamente proporcional al orden del susodicho.

La tabla 54 realiza una comparativa entre el THD real y obtenido teóricamente.

Señal	THD (%) obtenido en "Audacity"	THD (%) obtenido en el analizador de espectros profesional	THD (%) teórico
I_{UN}	27,19 %	29,40 %	31,08 %
I_{VN}	26,85 %	29,60 %	31,08 %
I_{WN}	27,48 %	29,40 %	31,08 %

Tabla 54. Comparativa entre el THD real de las intensidades de fase I_{UN} , I_{VN} , I_{WN} del equipo 3 y el obtenido teóricamente.

Por los resultados obtenidos y sus grandes similitudes con lo mostrado en el capítulo 3 se afirma que los espectros de frecuencia de estas señales son correctos

Capítulo 7.

Documentación de prácticas.

ÍNDICE DEL DOCUMENTO DE PRÁCTICAS.

1. Introducción.....	pág. 343
2. Circuitería generadora de tiempos muertos programable.....	pág. 346
3. Circuitería adaptadora de tensiones.....	pág. 349
4. Inversor trifásico.....	pág. 353
5. Estructura de los equipos inversores.....	pág. 355

1. Introducción.

Los inversores de potencia son sistemas electrónicos que permiten obtener tensiones e intensidades alternas a partir de tensiones y corrientes continuas.

En la figura 362 se muestra un diagrama de bloques que contiene los elementos básicos de un inversor.

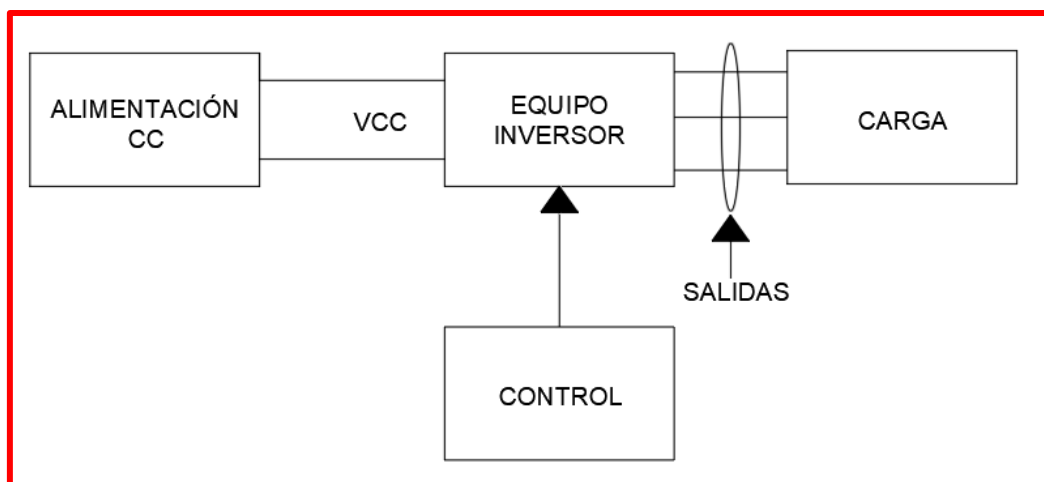


Figura 362. Diagrama de bloques de un inversor.

El diagrama de bloques del sistema inversor está formado por cuatro bloques principales:

- Un bloque de alimentación, que aporta tensión y corriente continua.
- Un bloque de control, constituido por el μC . Este bloque genera las señales de control para el funcionamiento en conmutación de los transistores que forman parte del bloque inversor.
- Un bloque inversor, que genera las señales de salida del sistema como respuesta a las señales de control generadas por el μC .
- Un bloque denominado carga, que contiene como su propio nombre indica que la carga que se conecta a las salidas del inversor

Este bloque está constituido por la parte de potencia del inversor y las dos circuiterías de control necesarias para su correcto funcionamiento.

La parte de potencia emplea un módulo inversor formado por transistores IGBT. Mediante estos transistores se convierte la tensión y corriente continua en tensión y corriente alterna.

De manera ideal, la parte de potencia del inversor (bloque inversor) “traduce” las señales de control generadas por el μC , que son señales de baja tensión y corriente en señales de

alta tensión y corriente, las cuales presentan las mismas características temporales. Es decir, un inversor puede verse como un amplificador de dichas señales de control a niveles de tensión y corriente más elevados.

Las circuiterías de control del equipo inversor realizan la adaptación de las señales de control procedentes del bloque de control para que puedan actuar correctamente sobre los IGBT. Dicha parte de control se compone de dos circuiterías:

- La circuitería generadora de tiempos muertos programable, mediante la cual se gestiona la conmutación de los transistores.
- La circuitería adaptadora de tensiones, que realiza la adaptación de los niveles de tensión digitales de las señales de salida de la circuitería generadora de tiempos muertos programable a los niveles de tensión que se requieren para la activación y desactivación de los transistores IGBT (15 V y 0 V), respectivamente.

Estructura del transistor IGBT y su funcionamiento en conmutación.

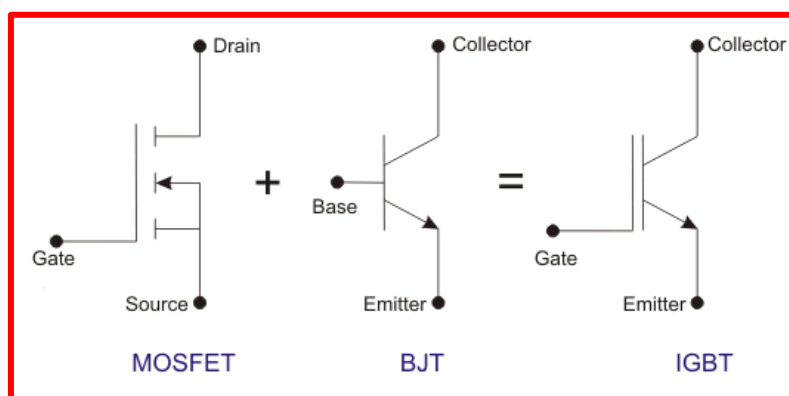


Figura 363. Estructura del transistor IGBT.

Fuente: [Transistor bipolar de puerta aislada | IGBT \(riverglennapts.com\)](http://riverglennapts.com)

El transistor IGBT resulta de una hibridación entre un transistor bipolar (BJT) y un transistor de efecto de campo de metal-óxido semiconductor (MOSFET). El transistor IGBT combina las características de ambos transistores. El transistor IGBT presenta tres terminales, denominados puerta (“Gate” en la figura), emisor (“Emitter” en la figura) y colector (“Collector en la figura).

El funcionamiento en conmutación de los transistores IGBT se basa en el encendido y apagado controlado de dichos dispositivos por medio de señales de control (señal de control de puerta y señal de control del emisor), cuyas características de funcionamiento se muestran posteriormente.

Módulo IGBT. Terminología asociada a los transistores IGBT del módulo inversor.

En la figura 364 se muestra la circuitería interna del módulo inversor.

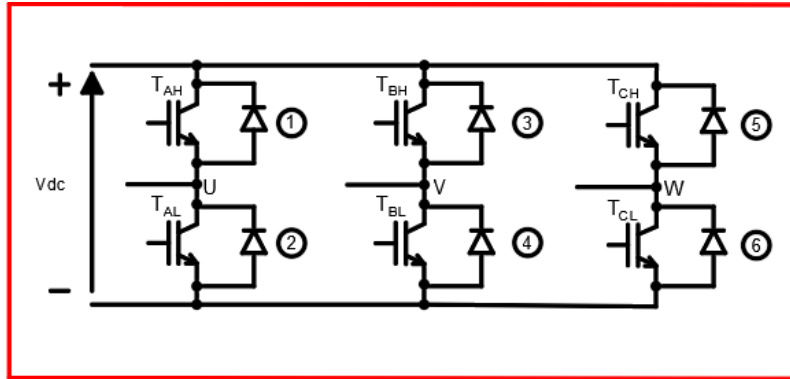


Figura 364. Interior del módulo inversor.

El módulo IGBT se compone de seis transistores IGBT, cada uno con su respectivo diodo “Damper” de protección.

La etiqueta “V_{dc}” hace referencia a la tensión continua de alimentación del inversor. Cada columna de transistores recibe el nombre de rama, existiendo tres ramas en el módulo (A, B y C).

Cada una de estas ramas presenta dos transistores, el transistor de la parte alta y el transistor de la parte baja, de tal forma que la terminología es como sigue:

- En la rama A se localizan los transistores 1 y 2, cuyas etiquetas son “T_{AH}” y “T_{AL}”. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida U del inversor.
- En la rama B se localizan los transistores 3 y 4, cuyas etiquetas son “T_{BH}” y “T_{BL}”. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida V del inversor.
- En la rama C se localizan los transistores 5 y 6, cuyas etiquetas son “T_{CH}” y “T_{CL}”. Dichas etiquetas representan al transistor de la parte alta y de la parte baja, respectivamente. La toma intermedia entre ambos transistores es la salida W del inversor.

2. Circuitería generadora de tiempos muertos programable.

En la figura 365 se muestra un recorte del esquema eléctrico de la circuitería generadora de tiempos muertos programable, donde aparecen los elementos necesarios para esta descripción.

La circuitería generadora de tiempos muertos programable genera las señales de control de los transistores IGBT que componen el módulo y los respectivos tiempos muertos entre las señales de control de los transistores pertenecientes a una misma rama, con el objetivo de impedir que los transistores de una misma rama entren en conducción simultáneamente.

La introducción de dichos tiempos muertos tiene como finalidad generar un intervalo de tiempo que permita desactivar uno de los dos transistores que forman la rama antes de que se active el otro.

Este tiempo muerto tiene la duración de un periodo de reloj de la señal de salida “RCO” del contador (U8). La duración de este tiempo muerto se puede modificar cambiando los valores de cuenta con los que se recarga el contador, de tal forma que a medida que el valor de cuenta es superior este tiempo muerto se reduce. Esto resulta en una mejora en lo que respecta a las prestaciones de los equipos, pero existe el riesgo de que si la duración de este tiempo muerto no es la suficiente puede producirse la activación simultánea de los transistores de una misma rama, pudiendo dañar a los transistores de esta.

La circuitería generadora de tiempos muertos programable tiene como entradas las tres señales de control procedentes del microcontrolador (“Ctl_chA_uC”, “Ctl_chB_uC” y Ctl_chC_uC) y como salida las señales de control de los transistores IGBT con los tiempos incluidos (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”).

Las tres señales generadas por el microcontrolador “Ctl_chA_uC”, “Ctl_chB_uC” y Ctl_chC_uC, deben conectarse a las patillas 6, 8 y 10 del conector “CN10”, respectivamente

Estas señales de salida (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”) gobiernan el funcionamiento en conmutación de los transistores IGBT que forman el módulo, previo paso por la circuitería adaptadora de tensiones, ya que estas señales de salida tienen niveles de tensión digitales y requieren ser adaptadas a los niveles de tensión requeridos por los transistores IGBT para que puedan ser activados y desactivados.

Para verificar que la evolución y adaptación de estas señales de control es correcta se presentan una serie de puntos de prueba denominados TP (“Test point”), de tal forma que se puede acceder de una manera sencilla a las señales y comprobar su estado.

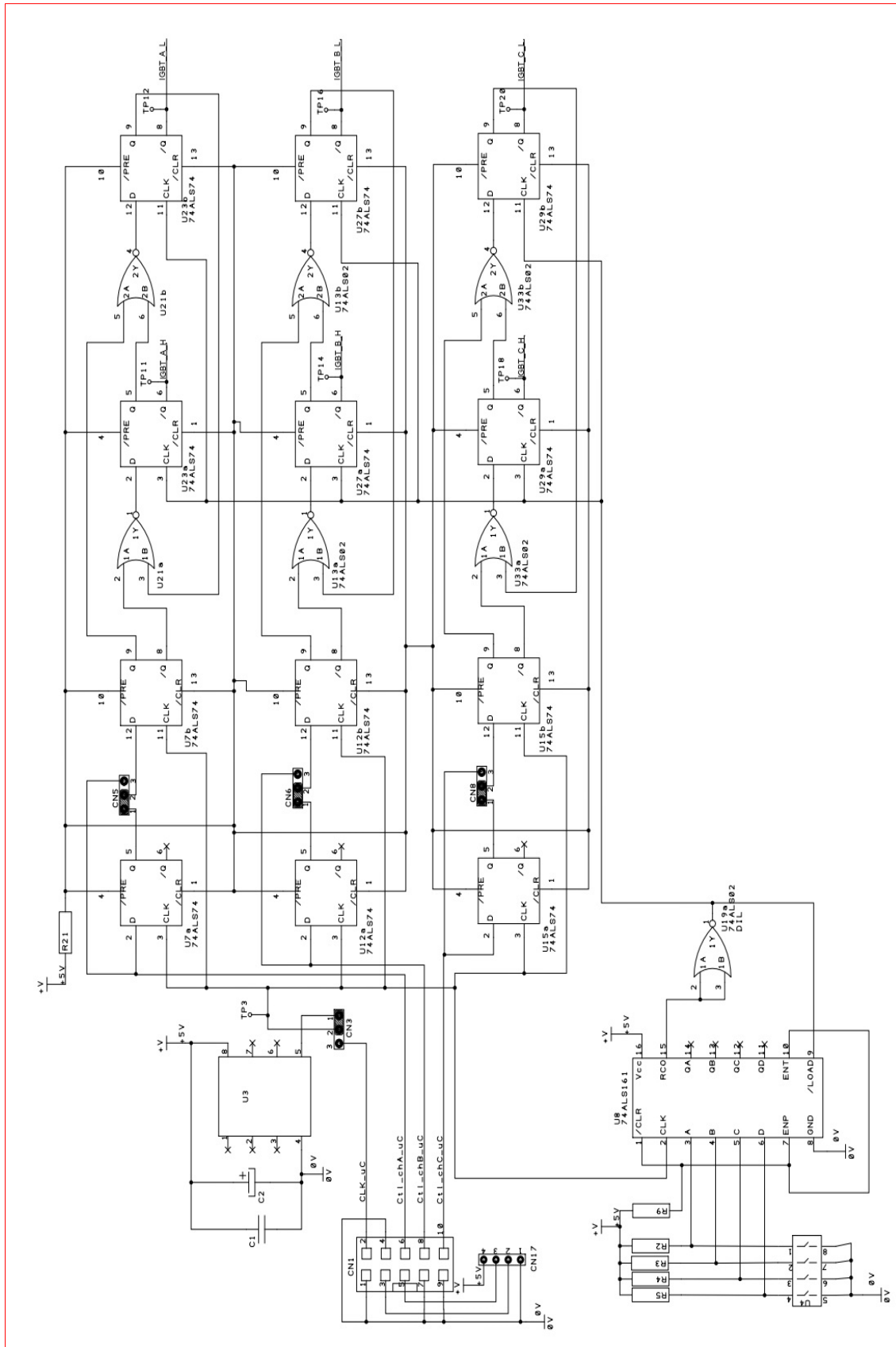


Figura 365. Recorte del esquema eléctrico de la circuitería generadora de tiempos muertos.

El funcionamiento de esta circuitería generadora de tiempos muertos es como sigue: a partir de la señal de control de la rama A del microcontrolador (“Ctl_chA_uC”) se obtienen dos señales de control (“IGBT_A_H” e “IGBT_A_L”) para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama A, el de la parte alta y el de la parte baja.

Por otro lado, a partir de la señal de control de la rama B del microcontrolador (“Ctl_chB_uC”) se obtienen dos señales de control (“IGBT_B_H” e “IGBT_B_L”) para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama B, el de la parte alta y el de la parte baja.

De igual manera que en los dos casos anteriores, a partir de la señal de control de la rama C del microcontrolador (“Ctl_chC_uC”) se obtienen las dos señales de control (“IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”) para el control de los dos transistores IGBT que forman la rama C, el de la parte alta y el de la parte baja.

Estas señales de control (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”) son señales digitales que conmutan entre 0 V y 5 V y que presentan la misma frecuencia que la señal de control generada por el microcontrolador para cada una de las ramas.

Entre las dos señales de control que se obtienen por cada una de las ramas (rama A: “IGBT_A_H” - “IGBT_A_L”. Rama B: “IGBT_B_H” - “IGBT_B_L”. Rama C: “IGBT_C_H” - “IGBT_C_L”) existe una diferencia de tiempo entre el cambio de nivel de una de ellas y el cambio de nivel de la otra tras el cambio de nivel de la señal de control que genera el microcontrolador, de tal forma que con esta circuitería se impide que en la misma rama uno de los transistores se desactive correctamente antes de que se active el otro. Esta diferencia de tiempo entre la activación y desactivación de los transistores IGBT mencionada anteriormente es la denominada “tiempo muerto”.

Para la visualización de estas señales se tiene que situar la sonda en los siguientes puntos de prueba:

- Señal “IGBT_A_H” e “IGBT_A_L”: Puntos de prueba TP11 y TP12, respectivamente.
- Señal “IGBT_B_H” e “IGBT_B_L”: Puntos de prueba TP14 y TP16, respectivamente.
- Señal “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”: Puntos de prueba TP18 y TP20, respectivamente.

Todas estas señales tienen como referencia de tensión el 0 V de la tensión de alimentación de la placa de control (5 V), luego la pinza de referencia de tensión de la sonda debe conectarse a la referencia de tensión de las señales digitales.

Para la medición de los tiempos muertos se deben visualizar en el osciloscopio las dos señales de control que componen cada una de las ramas (rama A: “IGBT_A_H” - “IGBT_A_L”. Rama B: “IGBT_B_H” - “IGBT_B_L”. Rama C: “IGBT_C_H” - “IGBT_C_L”) y acotar el intervalo de tiempo que hay entre el cambio de nivel de una de las señales y la otra.

3. Circuitería adaptadora de tensiones.

En las figura 366 y 367 se muestra un recorte del esquema eléctrico de la circuitería adaptadora de tiempos donde aparecen los elementos necesarios para esta descripción.

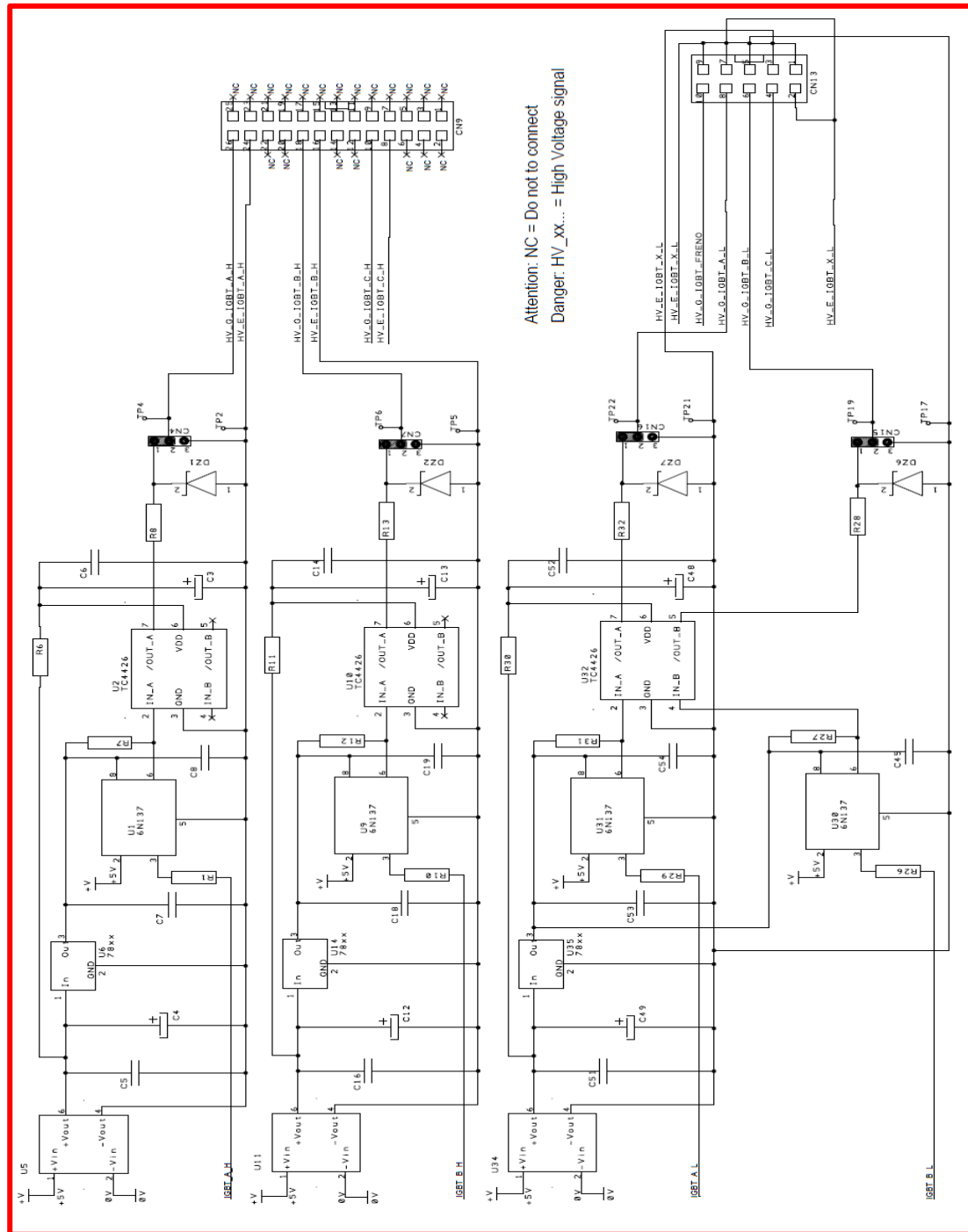


Figura 366. Esquema eléctrico circuitería "Amplificadores IGBT 1".

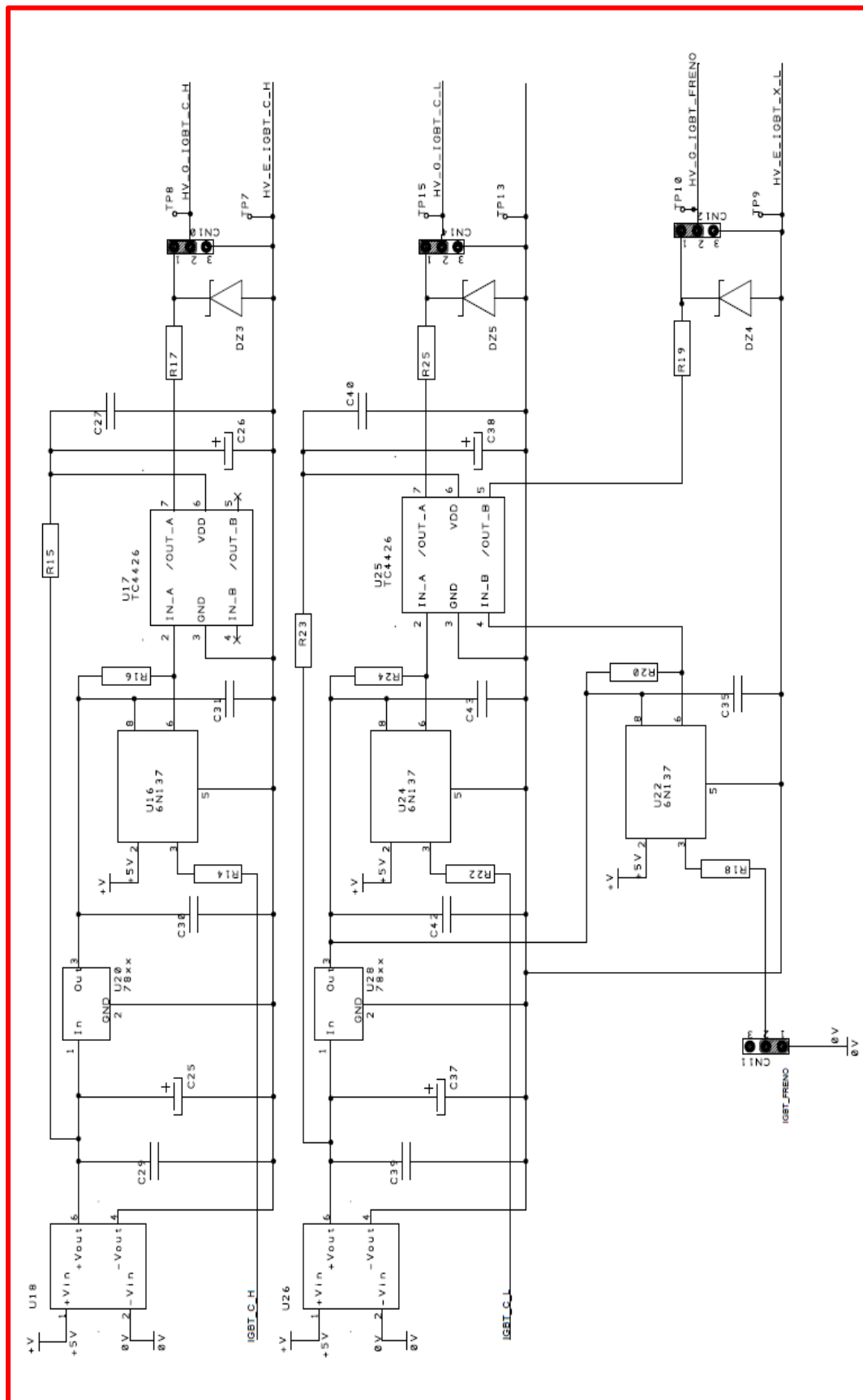


Figura 367. Esquema eléctrico "Amplificadores IGBT 2".

Esta circuitería realiza la adaptación de tensiones de las señales de control salientes de la circuitería generadora de tiempos muertos programable, con el objetivo de que las señales de control generadas puedan tener efecto sobre los transistores IGBT.

La adaptación de estas señales consiste en modificar los niveles de tensión digitales de las señales de control (señales que conmutan entre 0 V y 5 V) procedentes de la circuitería generadora de tiempos muertos programable, a señales de control con tensiones superiores (señales que conmutan entre 0 V y 15 V), que actúan directamente sobre los transistores IGBT.

Al igual que en la circuitería generadora de tiempos muertos programable, se presentan una serie de puntos de prueba denominados TP (“Test point”), de tal forma que se puede acceder de una manera sencilla a las señales y comprobar su estado.

La circuitería adaptadora de tensiones tiene como entradas las señales de control procedentes de la circuitería generadora de tiempos muertos programable (“IGBT_A_H”, “IGBT_A_L”, “IGBT_B_H”, “IGBT_B_L”, “IGBT_C_H” e “IGBT_C_L”) y como salida las señales de control adaptadas. Dichas señales de control son las siguientes:

- “HV_G_IGBT_A_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama A.
- “HV_G_IGBT_A_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama A.
- “HV_G_IGBT_B_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama B.
- “HV_G_IGBT_B_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama B.
- “HV_G_IGBT_C_H” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte alta de la rama C.
- “HV_G_IGBT_C_L” : señal de control de la puerta del transistor IGBT de la parte baja de la rama C.

Las señales de control de puerta de los transistores de la parte alta tienen su propia referencia de tensión. Dicha referencias de tensión están asociadas al emisor de dichos transistores.

Las referencias tensión de las señales anteriormente mencionadas son las siguientes:

- “HV_E_IGBT_A_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama A.
- “HV_E_IGBT_B_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama B.
- “HV_E_IGBT_C_H” : señal de control del emisor del transistor IGBT de la parte alta de la rama C.

Por otro lado, todas las señales de control de puerta de los transistores IGBT de la parte baja tienen la misma referencia de tensión. Dicha referencia de tensión es la siguiente:

- “HV_E_IGBT_X_L” : señal de control del emisor de cualquier transistor IGBT de la parte baja de cualquiera de las tres ramas.

La diferencia de potencial existente entre la señal de control de la puerta y el emisor de cada uno de los transistores es la que habilita la activación y desactivación de los transistores IGBT. La diferencia de potencial entre ambas señales se denomina tensión puerta-emisor (“ V_{GE} ”), de tal forma que cuando $V_{GE} = + 15 \text{ V}$ el transistor entra en conducción y cuando $V_{GE} = 0 \text{ V}$ el transistor entra en corte.

Para la visualización de estas señales se tiene que situar la sonda en los siguientes puntos de prueba:

- Señales “HV_G_IGBT_A_H” - “HV_E_IGBT_A_H”: Puntos de prueba “TP4” y “TP2”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP4” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP2”.

- Señales “HV_G_IGBT_A_L” - “HV_E_IGBT_X_L”: Puntos de prueba “TP22” y “TP21”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP22” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP21”.

- Señales “HV_G_IGBT_B_H” - “HV_E_IGBT_B_H”: Puntos de prueba “TP6” y “TP5”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP6” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP5”.

- Señales “HV_G_IGBT_B_L” - “HV_E_IGBT_X_L”: Puntos de prueba “TP19” y “TP17”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP19” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP17”.

- Señales “HV_G_IGBT_C_H” - “HV_E_IGBT_C_H”: Puntos de prueba “TP8” y “TP7”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP8” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP7”.

- Señales “HV_G_IGBT_C_L” - “HV_E_IGBT_X_L”: Puntos de prueba “TP15” y “TP13”, respectivamente. Para visualizar correctamente la evolución de estas señales la sonda debe situarse en el punto de prueba “TP15” y la referencia de tensión de la sonda en el punto de prueba “TP13”.

La señal “HV_E_IGBT_X_L” presenta diferentes puntos de prueba, pero todos se conectan a la misma referencia de tensión.

Para la medición de los tiempos muertos en esta circuitería se deben visualizar en el osciloscopio las dos señales de control que componen cada una de las ramas, y acotar el intervalo de tiempo que hay entre que una señal desactiva al transistor que está en conducción hasta que la otra señal activa el transistor de la misma rama.

4. Inversor trifásico.

En la figura 368 se muestra un recorte del esquema eléctrico del inversor trifásico.

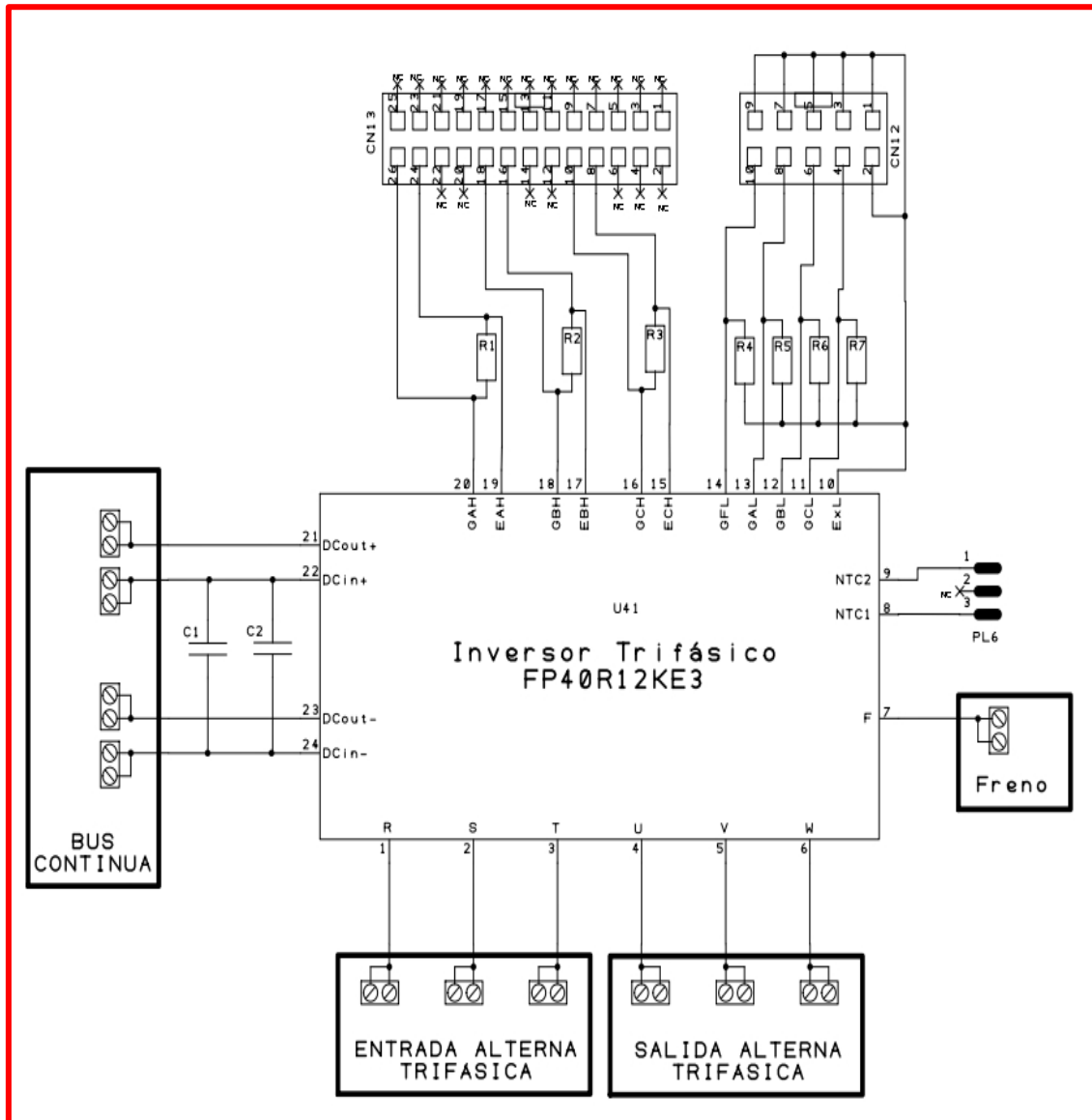


Figura 368. Recorte del esquema eléctrico del inversor .

Los elementos del esquema más importantes para el funcionamiento del equipo son los siguientes:

- El módulo inversor (U41), formado por los seis transistores IGBT que se emplean para el funcionamiento del inversor más un transistor de freno adicional.

- El bus de continua, al que se conecta la fuente de alimentación que suministra tensión continua al módulo inversor. La conexión se realiza de la fuente con el inversor se realiza por medio de las entradas “DC in+” y “DC in-”.
- Las tres salidas alternas trifásicas U, V y W, de las cuales se obtienen las señales de salida del inversor trifásico.
- Los conectores “CN13” y “CN12”. Mediante estos conectores se realiza la conexión del inversor con la circuiterías de control “Amplificadores IGBT 1” y “Amplificadores IGBT 2”.
 - La entrada 20 del módulo inversor (GAH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_A_H” (patilla 26 del conector “CN13”), mientras que la entrada 19 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_A_H” (patilla 24 del conector “CN13”).
 - La entrada 18 del módulo inversor (GBH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_B_H” (patilla 18 del conector “CN13”), mientras que la entrada 17 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_B_H” (patilla 18 del conector “CN13”).
 - La entrada 16 del módulo inversor (GCH) conecta la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte alta con la señal “HV_G_IGBT_C_H” (patilla 10 del conector “CN13”), mientras que la entrada 15 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_C_H” (patilla 8 del conector “CN13”).
 - La entrada 14 del módulo inversor (GFL) conecta la puerta del transistor IGBT de freno con la señal “HV_G_IGBT_FRENO” (patilla 10 del conector “CN12”), mientras que la entrada 10 conecta el emisor de dicho transistor con la señal “HV_E_IGBT_X_L” (patilla 24 del conector “CN13”).
 - La entrada 13 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama A de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_A_L” (patilla 8 del conector “CN12”).
 - La entrada 12 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama B de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_B_L” (patilla 6 del conector “CN12”).
 - La entrada 11 del módulo inversor conecta a la puerta del transistor IGBT de la rama C de la parte baja con la señal “HV_G_IGBT_C_L” (patilla 4 del conector “CN12”).
 - La entrada 10 del módulo inversor conecta al emisor de todos los transistores de la parte baja con la señal “HV_E_IGBT_C_L”.

5. Estructura de los equipos inversores.

Los equipos inversores que se emplean en la práctica se componen de dos placas:

- La placa de potencia, en la que se incluye el módulo inversor formado por seis transistores IGBT. Dichos transistores realizan la conversión de tensión y corriente continua a tensiones e intensidades alternas mediante señales de control que hacen funcionar a los transistores IGBT en conmutación.
- La placa de control, formada por dos circuiterías de control (circuitería generadora de tiempos muertos y circuitería adaptadora de tensiones) que permiten funcionar a los transistores IGBT del módulo inversor en conmutación.

Placa de potencia.

La placa de potencia se monta en base a un módulo IGBT formado por seis transistores y circuitería de control para gobernar la conmutación de los transistores de las diferentes ramas.

En las figuras 369 y 370 se muestran las cara superior e inferior de la placa de potencia, respectivamente.



Figura 369. Placa de potencia de los equipos inversores (cara superior).

La figura 370 muestra el dorso de la placa de potencia, donde se visualiza el módulo IGBT.

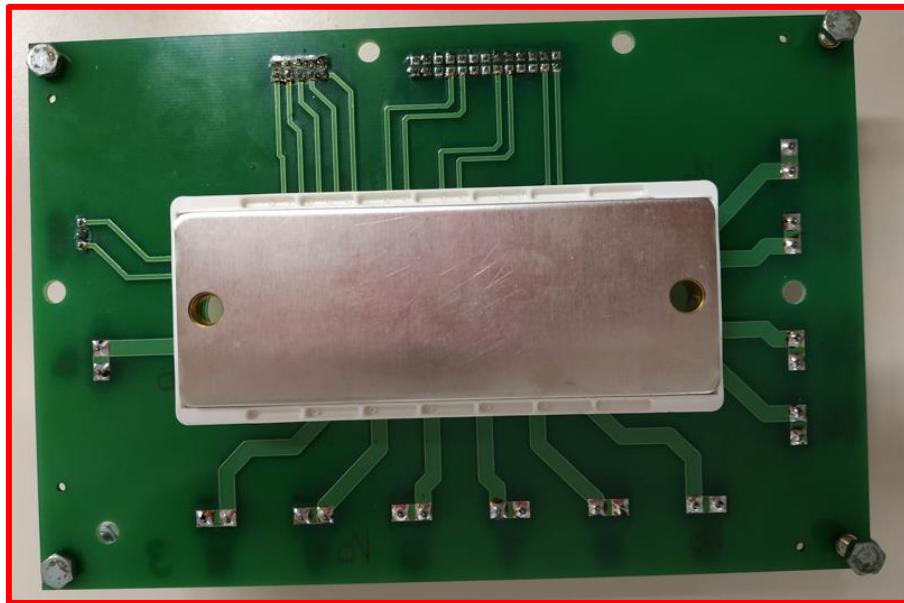


Figura 370. Cable plano flexible.

La figura 18 muestra el dorso de la placa de potencia, donde se visualiza el módulo IGBT.

La conexión de la placa de potencia con la placa de control se hace mediante cable plano flexible, como el que se muestra en la figura 371.

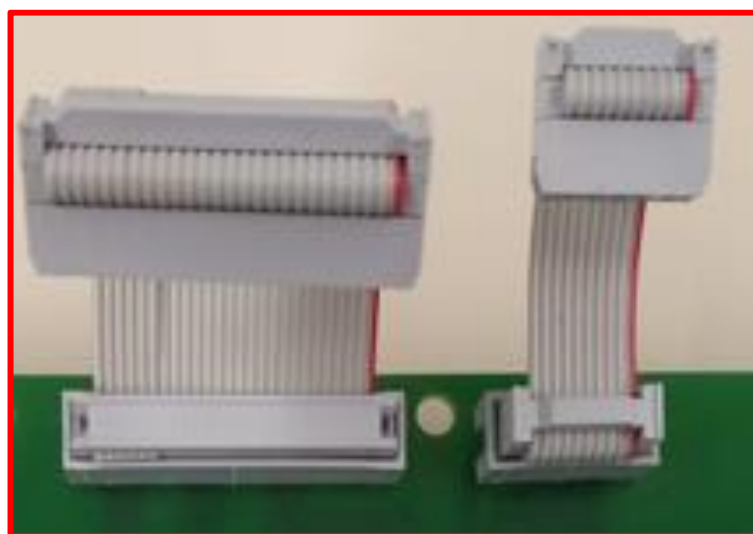


Figura 371. Placa de potencia de los equipos inversores (cara inferior).

Placa de control.

La placa de control del módulo inversor se muestra en la figura 372.

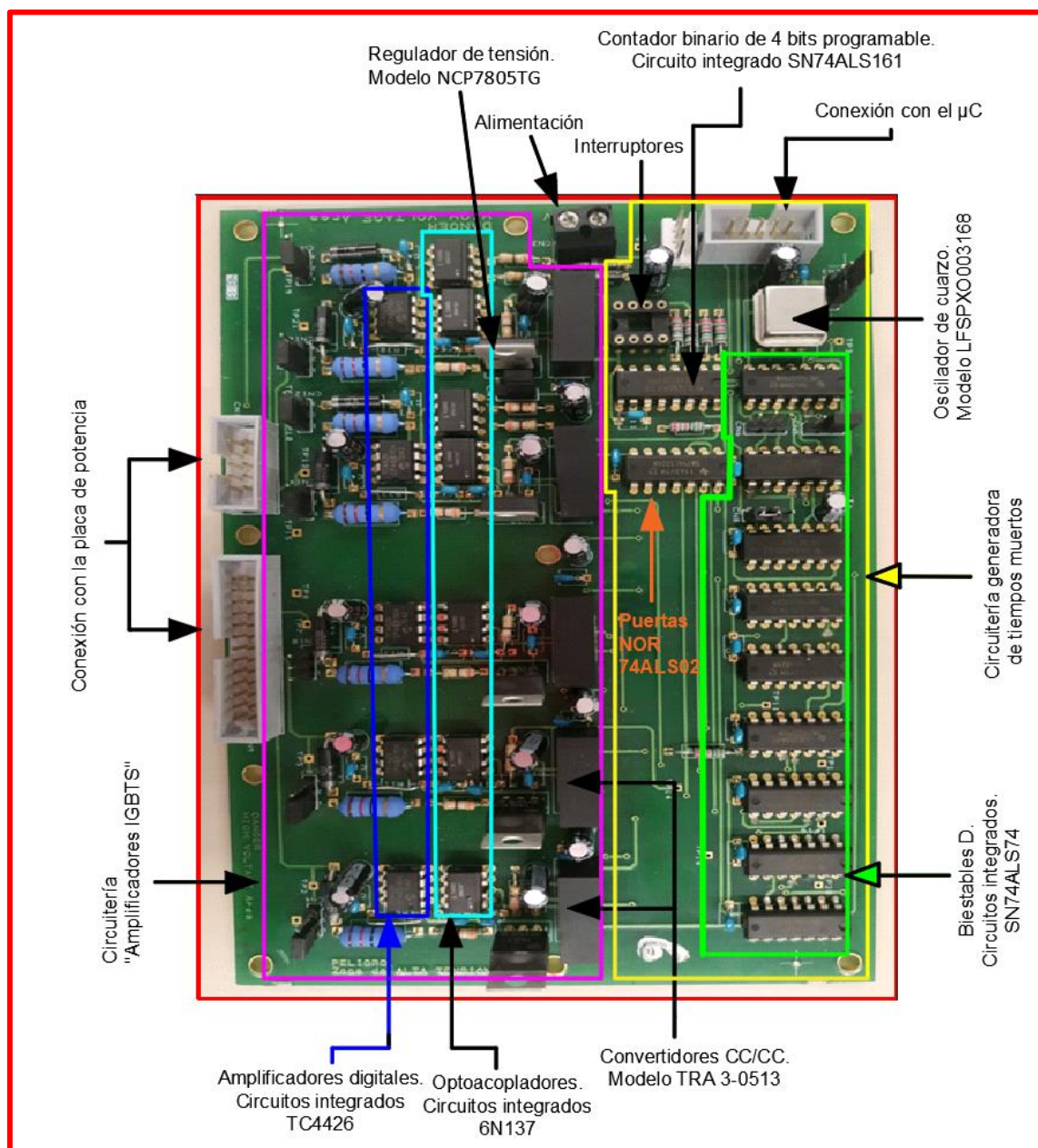


Figura 372. Placa de control de los equipos inversores.

En la figura 372 se muestra a la placa de control junto a la situación de los elementos que la componen.

CONCLUSIONES

La realización de este TFG ha permitido ampliar los conocimientos sobre inversores de potencia mediante un enfoque práctico, de igual manera que se espera que lo haga con los futuros alumnos que trabajen con estos equipos inversores de potencia.

A pesar del enfoque práctico del proyecto y de que la carga de trabajo se ha distribuido principalmente en horas de trabajo de laboratorio, la preparación de estos equipos ha llevado consigo un estudio teórico de toda la circuitería, hecho que ha implicado estudios adicionales como el de las series de Fourier de las señales y los tiempos muertos.

Todo el recorrido de este proyecto permitido reforzar los conceptos adquiridos sobre inversores de potencia, así como profundizar en aspectos como el control de los susodichos.

El estudio realizado en el capítulo 1 acerca de las características más elementales del transistor IGBT 1 ha permitido conocer e interpretar las características del módulo inversor empleado.

El estudio teórico de las configuraciones de inversor monofásico de puente completo y del inversor trifásico realizado en el capítulo 2 ha contribuido en repasar los conceptos vistos en la asignatura de electrónica de potencia, así como han contribuido a la interpretación de las señales de salida en ambas configuraciones.

El análisis de las series de Fourier de las señales de salidas de los equipos realizado en el capítulo 3 ha contribuido en el refuerzo de los conceptos asociados a dicha serie, así como ha permitido contrastar los espectros de frecuencias reales obtenidos de los equipos inversores.

En lo que respecta al control de los equipos, la circuitería generadora de tiempos muertos analizada en el capítulo 4 ha permitido visualizar el proceso que sigue cada una de las tres señales de control generadas por el microcontrolador para poder actuar sobre los IGBT (previa adaptación por la circuitería adaptadora de tensiones), generándose dos señales de control para cada uno de los transistores de las tres ramas, con los correspondientes tiempos muertos entre ambas señales.

De la circuitería adaptadora de tensiones analizada también en el capítulo 4 se ha comprendido cómo se transforman las señales con niveles digitales de tensión a señales con los valores de tensión necesarios para hacer funcionar a los transistores IGBT en conmutación, pudiendo contemplar los efectos que tienen las señales de entrada en las señales de salida del inversor.

En lo que respecta al montaje, realizado en el capítulo 5, se concluye que este ha contribuido a la capacidad de saber interpretar las conexiones de los esquemas y como realizarlas para que los equipos puedan funcionar correctamente.

De la verificación de los equipos realizada en el capítulo 6 se concluye que la evolución de todas las señales que forman parte del equipo inversor cumplen con lo analizado teóricamente, habiendo ligeras diferencias entre los valores reales y los teóricos.

Por otro lado, la generación de una documentación de prácticas en el capítulo 7 ha contribuido en la capacidad de sintetizar un documento para un lector que no conoce el funcionamiento de los equipos, haciendo énfasis en los aspectos más importantes de este para que el usuario que nunca ha utilizado estos equipos pueda hacerlo.

La contribución más destacable de este proyecto (a título personal) ha sido la posibilidad de poder analizar el funcionamiento de un inversor con el correspondiente seguimiento de todas las señales control que intervienen en el proceso, gracias a los puntos de prueba que presentan las circuiterías.

A modo de cierre de este trabajo, se resalta que los equipos inversores montados y verificados en este proyecto están operativos para su utilización en cualquier ámbito docente.

REFERENCIAS

- [1] P. J. Sotorrio-Ruiz, "Modulación TPWM-DM para inversores de potencia," 2015. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10630/10759>.
- [2] "Calculate and minimize the dead time for IGBTs". [Online]. www.infineon.com.
- [3] "IGBT Transistor - Basics, Characteristics, Switching Circuit and Applications." <https://circuitdigest.com/tutorial/igbt-transistor>.
- [4] "IGBT Working Principle – All You Need to Know." <https://www.wellpcb.com/igbt-working-principle.html>
- [5] "What is An Optocoupler: How It Works and More." <https://www.wellpcb.com/what-is-an-optocoupler.html>
- [6] "(2099) Transistor IGBT funcionamiento y utilizacion (Clase 53) – YouTube." <https://www.youtube.com/watch?v=PIFjPAwaTNk>
- [7] Muhammad H. Rashid, "Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones," 1998.
- [8] L. Balogh, "Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits Application Report Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits," 2017. <https://www.ti.com>
- [9] Óscar García Suárez, "Apuntes de electrónica de potencia. Inversores. CEI-UPM." <https://www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/7.1%20inversores%20.pdf>
- [10] J.D. Aguilar Peña, "Convertidores DC/AC, Universidad de Jaén" 1998. <https://www.ujaen.es/servicios/biblio/>
- [11] "TC4426 Datasheet (PDF) - Microchip Technology." <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/75052/MICROCHIP/TC4426.html>
- [12] "6N137-X009T Datasheet Vishay Semiconductors" | Mouser España." <https://www.mouser.es/ProductDetail/Vishay-Semiconductors/6N137>
- [13] "Basic IGBT Tutorial: Short-circuit Protection and Driving Circuit." <https://www.kynix.com/Blog/Basic-IGBT-Tutorial-Short-circuit-Protection-and-Driving-Circuit.html>
- [14] "Technische Information / Technical Information FP40R12KE3G." https://www.mouser.es/datasheet/2/196/ds_fp40r12ke3g_3_0_de-en-92898.pdf
- [15] Mauricio Alberto Tonelli, "Modulación vectorial de inversores de potencia". https://repositoriosdigitales.mincyt.gob.ar/vufind/Record/SEDICI_bd33e48fe7c4b2d8a75dfa0c286e074f (accessed Nov. 29, 2022).
- [16] "DC/DC Converters | tracopower.com." <https://www.tracopower.com/int/es/dc-dc-converters>
- [17] "NCP7805TG onsemi | Mouser España." <https://www.mouser.es/ProductDetail/onsemi/NCP7805TG?qs=IYuAOLy5nvboAruYeXBD4A%3D%3D>

- [18] "74ALS74 Datasheet(PDF) - Texas Instruments."
<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/27763/TI/74ALS74.html>
- [19] "¿IGBT o MOSFET? – Electrónica de Potencia – NeoTeo." <https://www.neoteo.com/igbt-mosfet-electronica-de-potencia/>
- [20] "What is IGBT - Working, Operation, Applications & Different Types of IGBT."
<https://components101.com/articles/what-is-igbt-working-operation-symbol-and-types>
- [21] "Velocidad de conmutación del módulo IGBT - Conocimiento - Mianyang Weibo Electronic Co., Ltd." <http://es.led-diode.com/info/switching-speed-of-igbt-module-33674681.html> (accessed Nov. 29, 2022).
- [22] M. Vellvehí, D. Flores, J. Millán, and X. Jordá Sanuy, "Presente y futuro de los IGBT," *Mundo electrónico*, ISSN 0300-3787, N° 294, 1999, págs. 42-47, no. 294, pp. 42-47, 1999, <https://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=132048&info=resumen&idioma=SPA>.
- [23] "SN74ALS161B data sheet, product information and support | TI.com."
<https://www.ti.com/product/SN74ALS161B> (accessed Nov. 29, 2022).
- [24] "Tema 2 Señales y espectros. ESIT Universidad de la Laguna".
<http://cc.etsii.ull.es/ftp/antiguo/COMUNI1/Apuntes/TICcap2.pdf>
- [25] C.J. Carrillo González, "Fundamentos del Análisis de Fourier," 2003.
http://grupo_ene.webs.uvigo.es/wordpress/publicaciones/Apuntes_Fourier.pdf

ANEXO

Esquema eléctrico circuitería generadora de tiempos muertos.....pág. I

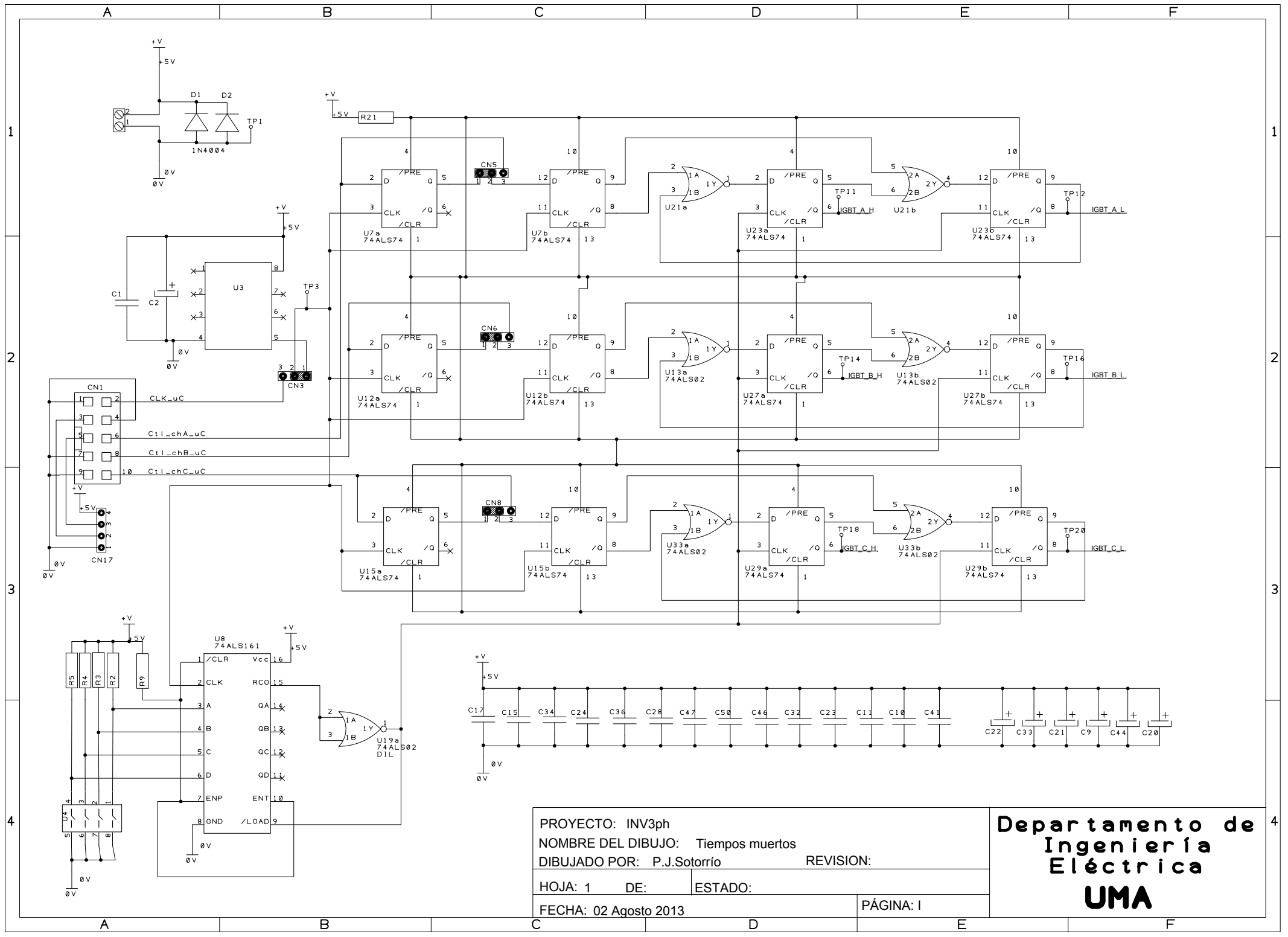
Esquema eléctrico circuitería “Amplificadores IGBTs”.....pág. II

Esquema eléctrico inversor trifásico.....pág. IV

Esquema eléctrico simplificado de la circuitería generadora de tiempos muertos en “Multisim”pág. V

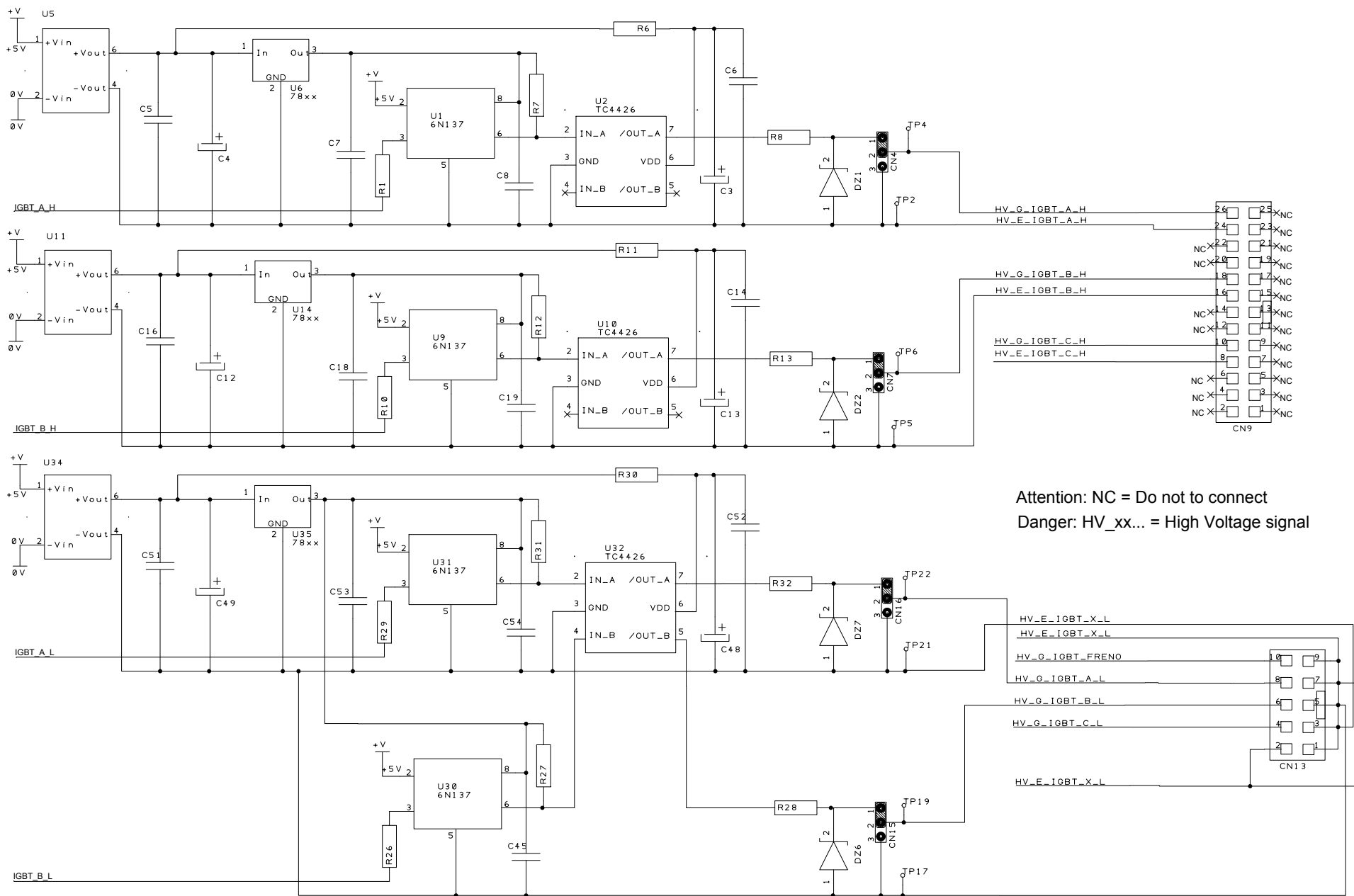
Esquema eléctrico simplificado “Amplificadores IGBT” en “Multisim”pág. VI

Lista de materiales inversor trifásico.....pág. VII



PROYECTO: INV3ph	
NOMBRE DEL DIBUJO: Tiempos muertos	
DIBUJADO POR: P.J.Sotorrío	REVISION:
HOJA: 1 DE:	ESTADO:
FECHA: 02 Agosto 2013	
PÁGINA: I	

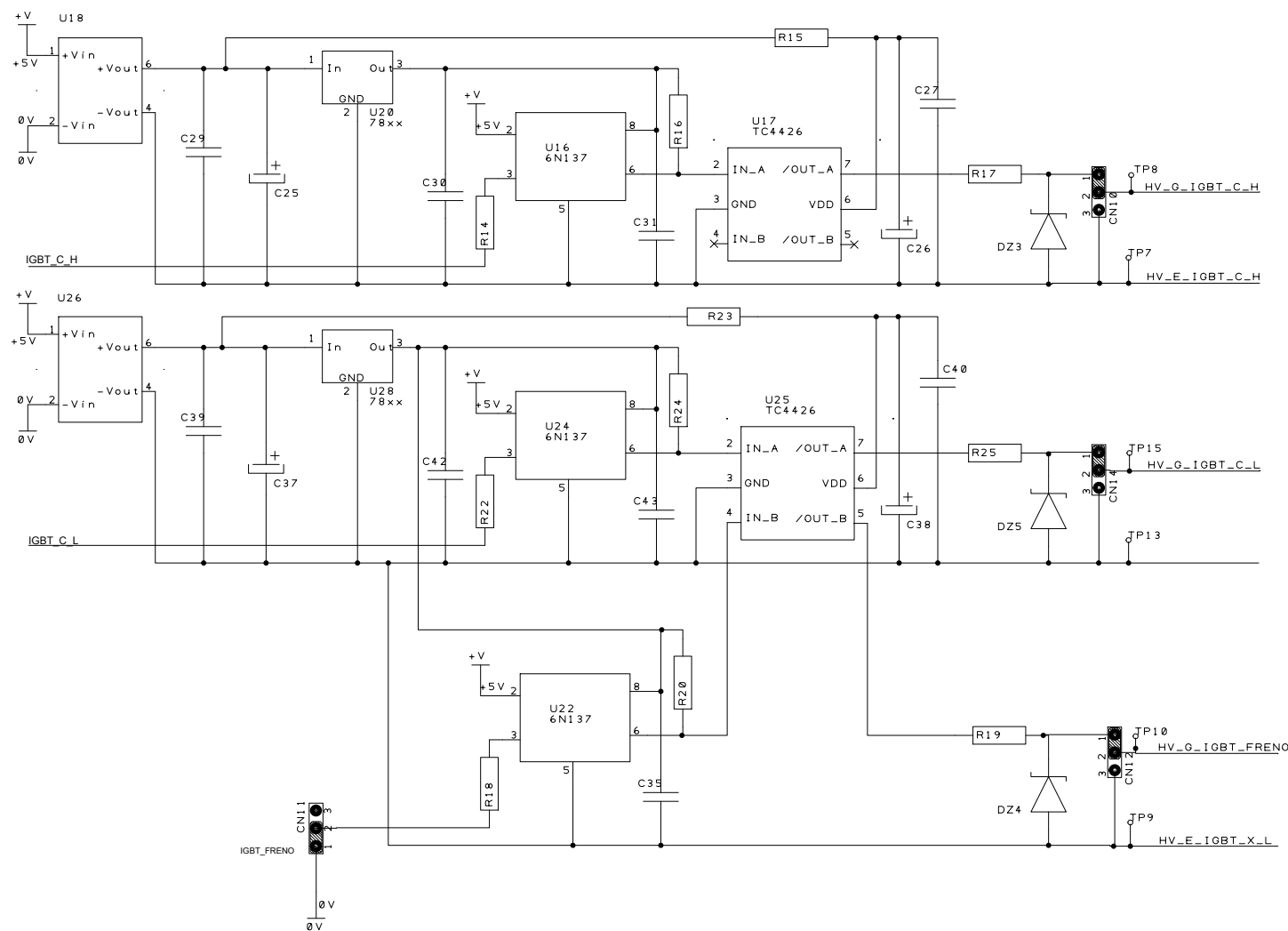
Departamento de
Ingeniería
Eléctrica
UMA



Attention: NC = Do not to connect
 Danger: HV_xx... = High Voltage signal

PROYECTO: INV3ph	
NOMBRE DEL DIBUJO: Drivers IGBTs	
DIBUJADO POR: P.J.Sotorrío	
REVISION:	
HOJA: 2	DE: ESTADO:
FECHA: 2 Agosto 2013	
PÁGINA: II	

**Departamento de
 Ingeniería
 Eléctrica
 UMA**



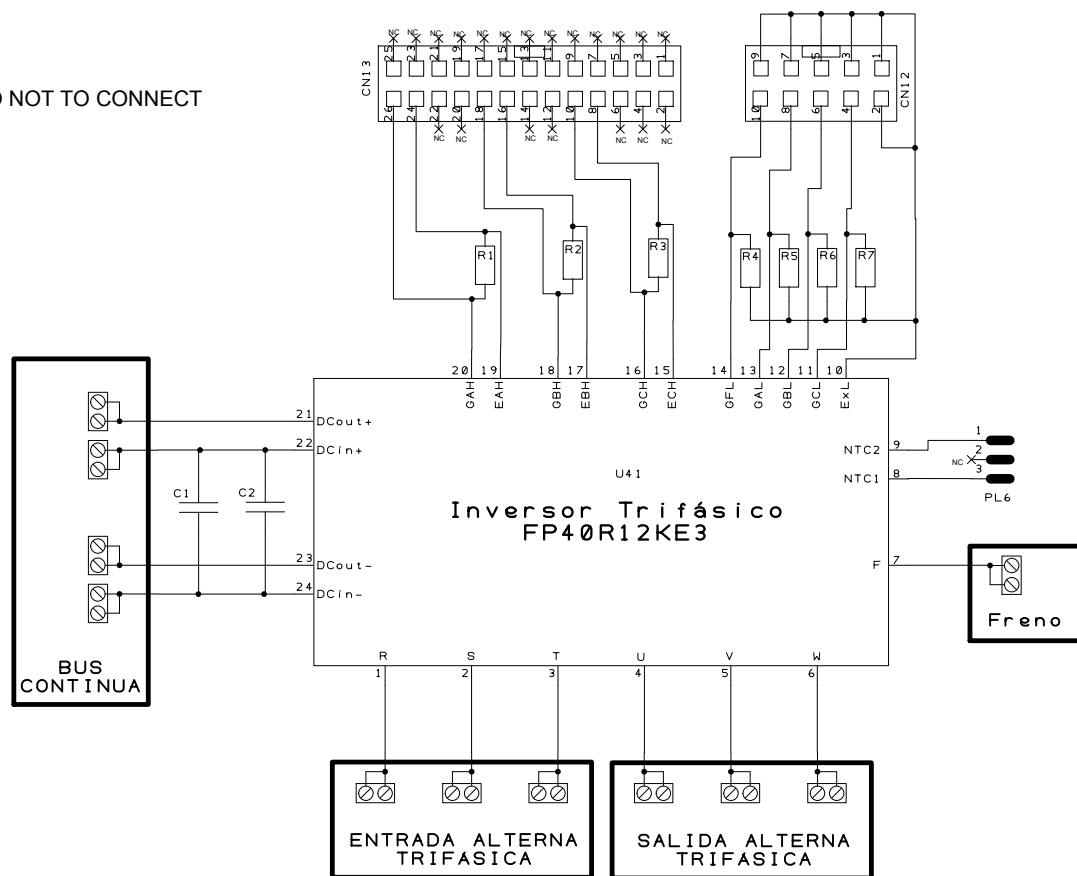
Danger: HV_xx... = High Voltage signal

PROYECTO: INV3ph	
NOMBRE DEL DIBUJO: Drivers IGBTs	
DIBUJADO POR: P.J.Sotorrió	REVISION:
HOJA: 3 DE:	ESTADO:
FECHA: 2 Agosto 2013	
PÁGINA: III	

**Departamento de
Ingeniería
Eléctrica
UMA**

WARNING: NC = DO NOT TO CONNECT

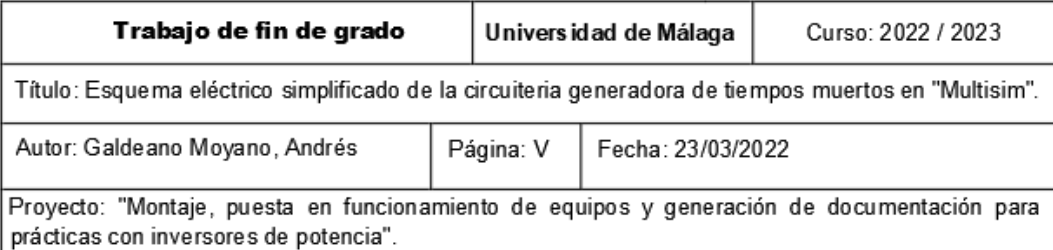
DANGER:
HIGH VOLTAGE

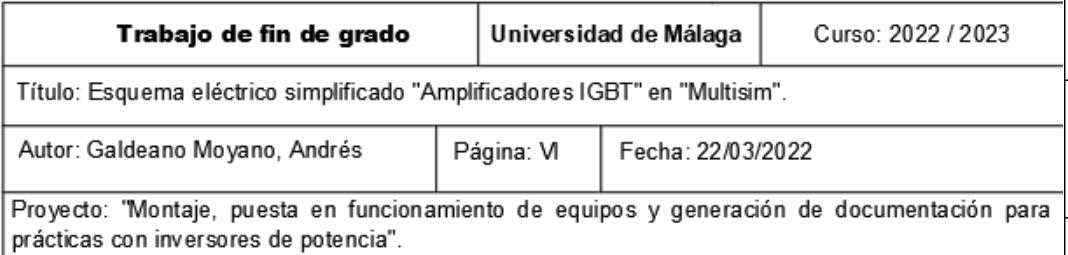


DANGER:
HIGH VOLTAGE

PROYECTO: INV5L - INV3ph	
NOMBRE DEL DIBUJO: INVERSOR 3ph	
DIBUJADO POR: P.J.Sotorrío	REVISION:
HOJA: 1 DE: 1	ESTADO:
FECHA: 02 Agosto 2013	PÁGINA: IV

Departamento de
Ingeniería
Eléctrica
UMA





Inversor trifásico (x1) + freno												
nº	Descripción	Modelo	Fabricante	Sumin.	Cod. Sumin.	Cant.	Precio	Importe	factor	Cant.	Importe	
1	FA 230Vac 5 V 5 A	TXM 025-105	TRACOPOWER	RS	770-3267	1	21,86	21,86	1	1	21,86	✓
2	Modulo inversor	FP40R12KE3	Infineon	RS	752-8316	1	109,17	109,17	1	1	109,17	✓
3	Disipador módulo	P3/180B	Semikron	RS	505-2860	1	55,74	55,74	1	1	55,74	✓
4								0,00	1	0	0,00	
5	Convertidor DC-DC 5 V-15 V/3 W	TRA 3-0513	TRACOPOWER	RS	770-1971	7	9,41	65,87	1	7	65,87	✓
6	Regulador 5 V/1 A	NCP7805TG	ON Semiconductor	RS	719-2768	7	0,22	1,54	1	7	1,54	✓
7	2 biestables D	SN74ALS74N	Texas Instruments	RS	030-2766	5	0,44	2,20	1	5	2,20	✓
8	4 NOR 2	SN74ALS02	Texas Instruments	RS	709-2582	3	0,50	1,50	1	3	1,50	✓
9	Contador binario	SN74ALS161	Texas Instruments	RS	063-8087	1	0,50	0,50	1	1	0,50	✓
10	Optoacoplador	6N137	Lite-on	RS	691-2325	7	0,47	3,29	1	7	3,29	✓
11	Diodo Zener 18 V/5 W	1N5355BRLG	ON Semiconductor	RS	687-8137	7	0,34	2,38	1	7	2,38	✓
12	Diodo ultrarrápido 600 V/1 A	BYV26C-TAP	Vishay	RS	700-3964	7	0,29	2,03	1	7	2,03	✓
13								0,00	1	0	0,00	✓
14	Driver IGBT	TC4426CPA	Microchip	RS	207-0174	7	1,04	7,28	1	7	7,28	✓
15	Condensador 1 uF/50 V	711-1407	RS	RS	711-1407	7	0,03	0,21	1	7	0,21	✓
16	Condensador 100 uF/25 V	25YK100M5X11	Rubycon	RS	193-6809	7	0,12	0,84	1	7	0,84	✓
17	Cond. cerám. multicapa 0,1 uF/50 V	RPEF51H104Z2M1A03A	Murata	RS	721-5240	28	0,07	1,96	1	28	1,96	✓
18								0,00	1	0	0,00	
19	Resistencia 12 Ω 2 W	ROX2SJ12R	TE Connectivity	RS	214-1692	11	0,17	1,87	1	11	1,87	✓
20	Resistencia 390 Ω	CFR25J390R	TE Connectivity	RS	013-1205	14	0,04	0,56	1	14	0,56	✓
21	Resistencia 10 kΩ 0,25 W	CFR16J10K	TE Connectivity	RS	013-5910	7	0,03	0,21	1	7	0,21	✓
22	Resistencia 5,1 kΩ 0,25 W	CFR50J5K1	TE Connectivity	RS	013-2668	1	0,04	0,04	1	1	0,04	✓
23	Oscilador 10 MHz	LFSPX0003168	IQD	RS	226-2042	1	3,26	3,26	1	1	3,26	✓
24	Cond. poliprop. 0,1 uF 1.000 Vdc	B32652A104K	Epcos	RS	190-8539	7	0,60	4,20	1	7	4,20	✓
25	Heatsink TO220 9,9 K/W	FK225SAL1	Fischer Elektronik	RS	189-9110	7	0,65	4,55	1	7	4,55	✓
26								0,00		0	0,00	
27								0,00		0	0,00	
D Total								266,08			266,08	

Varios												
nº	Descripción	Modelo	Fabricante	Sumin.	Cod. Sumin.	Cant.	Precio	Importe	factor	Cant.	Importe	
1	Prototyping board FR4 1 sided	RE130-LF	Roth Elektronik	RS	516-7568	7	4,62	32,34	1	7	32,34	
2								0,00		0	0,00	
3	Pasta disipación calor,tubo 20ml	ERHS20 T	RS	RS	554-311	4	4,79	19,16	1	4	19,16	
4								0,00		0	0,00	
5	Terminal para PCB negro 3 vías, 5,08mm	PM 5.08/3/90 3.5 SW	Weidmuller	RS	425-8736	75	0,37	27,75	1	75	27,75	
6								0,00		0	0,00	
7	2w closed housing jumper 2,54 mm pitch	AKSCT/Z BLACK	ASSMANN WSW	RS	674-2397P	20	0,04	0,80	1	20	0,80	
8								0,00		0	0,00	
9								0,00		0	0,00	
10								0,00		0	0,00	
11								0,00		0	0,00	
12								0,00		0	0,00	
13								0,00		0	0,00	
14								0,00		0	0,00	
15								0,00		0	0,00	
16								0,00		0	0,00	
17								0,00		0	0,00	
18								0,00		0	0,00	
19								0,00		0	0,00	
20								0,00		0	0,00	
21								0,00		0	0,00	
22								0,00		0	0,00	
23								0,00		0	0,00	
24								0,00		0	0,00	
25								0,00		0	0,00	
26								0,00		0	0,00	
27								0,00		0	0,00	
D Total								80,05			80,05	