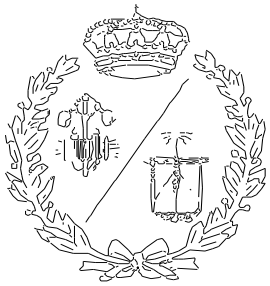
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Grado

CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA TRIFÁSICO TAIPEI

(TAIPEI THREE-PHASE POWER FACTOR CORRECTOR)

Para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

Autor: Diego Gambarte Manzano

Tutor: F. Javier Díaz Rodríguez

Julio - 2016

ÍNDICE GENERAL

DOCUMENTO Nº1: MEMORIA

DOCUMENTO Nº2: ANEXO-DISEÑO PCB

DOCUMENTO Nº3: PLANOS

DOCUMENTO Nº4: PLIEGO DE CONDICIONES

DOCUMENTO Nº5: PRESUPUESTO

Documento Nº1:

MEMORIA

ÍNDICE DE LA MEMORIA

0 INTRODUCCIÓN 8
0.1 Aspectos generales de la soldadura 8
0.2 Tipos de soldadura 10
0.2.1 Soldadura por arco 10
0.3 Soldadura por electrodo revestido 11
0.3.1 Soldadura TIG 12
0.3.2 Soldadura MIG/MAG 13
0.4 Contextualización general del plan de innovación 14
0.4.1 Corrección del factor de potencia 15
0.4.2 Inversores resonantes de alta frecuencia 15
0.4.3 Transformadores planares 16
0.4.4 Dispositivos FPGA 16
0.4.5 Conexión en paralelo de diferentes módulos 17
1 OBJETO DEL PRESENTE PROYECTO 18
1.1 Objeto del proyecto 18
1.2 Necesidad del proyecto 18
2 ESTADO DEL ARTE 19
2.1 Prototipo demostrador 19
2.2 Experimentación de diversos módulos de soldadura 23
2.3 Técnicas actuales de rectificacion y pfc 26
3 NORMAS Y REFERENCIAS 29
3.1 Disposiciones legales y normas aplicadas 29
3.1.1 Ámbito académico 29
3.1.2 Ámbito de la elaboración formal de proyectos técnicos 29
3.2 Programas de cálculo 29
3.3 Bibliografía 30
4 DEFINICIONES Y ABREVIATURAS 31
5 ESTUDIO DE VIABILIDAD 34
5.1 Necesidad de innovación 34
5.1.1 Ventajas del Carburo de silicio (SiC) 34
5.2 Aspectos técnicos de la máquina de soldadura 36
5.3 Convertidor taipei 36
5.3.1 Estudio del convertidor TAIPEI 38
5.4 Especificaciones previstas 40

6 DISEÑO, CÁLCULO Y DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUTO 41
6.1 Calculos iniciales 41
6.2 Simulación incial 41
6.2.1 Entorno de simulación 41
6.2.2 Simulación a frecuencia de conmutación constante 42
6.2.3 Simulación a frecuencia de conmutación variable 44
6.3 Simulación de casos extremos de frecuencia de conmutación 46
6.3.1 Frecuencia de conmutación muy baja 46
6.3.2 Frecuencia de conmutación muy alta 48
6.4 Simulación de casos extremos de tensión de alimentación 49
6.4.1 Alimentación de trabajo máxima 50
6.4.2 Alimentación de trabajo mínima con carga nominal 52
6.4.3 Alimentación de trabajo mínima con carga superior a la nominal 54
6.4.4 Alimentación máxima 56
6.5 Rediseño del circuito 57
7 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LAS INDUCTANCIAS 61
7.1 Diseño de las inductancias de entrada 61
7.2 Diseño de las inductancias acopladas 74
8 PUESTA EN MARCHA DEL CIRCUITO DE CONTROL 79
8.1 Introducción 79
8.2 Principales componenetes utilizados 79
8.2.1 Controlador Half-bridge L6599 79
8.2.2 Driver optoacoplado FOD3184 80
8.2.3 Driver IR2214 81
8.2.4 Otros IC utilizados 82
8.3 Primeras pruebas experimentales 83
9 CIRCUITO DE POTENCIA 93
9.1 CMF20120D 93
9.2 STTH3012 94
9.3 MKP1848510094K2 94
9.4 MAL215957471E3 94
9.5 WM7469-ND 95

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 0.1. Soldadura por electrodo revestido 11
FIGURA 0.2. Soldadura TIG 12
FIGURA 0.3. Soldadura MIG 13
FIGURA 0.4. Diagrama de bloques del sistema de alimentación para equipos de soldadura por arco 15
FIGURA 2.1. Fotografía del equipo de soldadura de 300 a. 19
FIGURA 2.2 TEnsión e intensidad de la red de alimentación durante la operación de soldadura con el circuito existente.PF = 0,992. CH2 V_{RED} 500 V/DIV. CH4 I_{RED} 5 A/DIV. 20
FIGURA 2.3. Doble inversor resonante (derecha) derivado del inversor resonante clase d serie paralelo (izquierda). 20
FIGURA 2.4.Función intensidad (I_D) VS. tensión (V_{DS}) en un dispositivo de potencia durante su conmutación. 21
FIGURA 2.5. Suma de dos formas de onda de intensidad. 22
FIGURA 2.6. Secuencia de establecimiento del arco de soldadura. 23
FIGURA 2.7. Formas de onda de tensión e intensidad en soldadura: A) TIG (250 A Y 13 V), B) ELECTRODO (100 A Y 22 V) Y C) MIG-MAG (250 A Y 29,5 V). 24
FIGURA 2.8. Tensión en intensidad de arco en un modo pulsante a 250 Hz, D=50%. 25
FIGURA 2.9. Resumen de resultados de los ensayos de soldadura en modo pulsante 25
FIGURA 2.10. Diferencias entre cráteres 26
FIGURA 2.11. Etapa rectificadora del módulo de la tecnología actual 26
FIGURA 2.12. Diagrama de control de la etapa rectificadora según la tecnología actual. 27
FIGURA 2.13. Disposición de los circuitos rectificadores conectados a la red según la tecnología actual. 27
FIGURA 5.1. Características de materiales de fabricación de dispositivos de potencia 35
FIGURA 5.2. Aplicación de los dispositivos de potencia en función de la FC 35
FIGURA 5.3. Tipos de soldadura 36
FIGURA 5.4. Ensayo de tipo convencional de carga 36
FIGURA 5.5. Convertidor TAIPEI 37
FIGURA 5.6. Formas de onda del taipei rectifier cuando $V_{AN} > 0$, $V_{BN} < 0$ y $V_{CN} < 0$ 39
FIGURA 6.1. Conexionado del rectificador trifásico 42
FIGURA 6.2. Formas de onda de V_A, V_B, V_C, ASÍ COMO I_{L1}, I_{L2} E I_{L3} multiplicadas por cinco .. 42
FIGURA 6.3. Formas de onda de I_{L1}, I_{L2} E I_{L3} 43
FIGURA 6.4. Comprobación del ZVS 43
FIGURA 6.5. Tensión de salida ante variación de carga 1 43
FIGURA 6.6. Tensión de salida ante una reducción de la carga 44
FIGURA 6.7. Modelado del VCO 44
FIGURA 6.8. Formas de onda ante reducción de carga con frecuencia de conmutación variable 45
FIGURA 6.9. Potencia de salida durante la variación de carga 45
FIGURA 6.10. Corriente a través de D3 45
FIGURA 6.11. Corriente a través de los seis diodos 46
FIGURA 6.12. Tensión de puerta y corriente por el interruptor ($I_S + I_D$) ($I_{MÁX}$=8A) 46
FIGURA 6.13. Tensión de salida e intensidades por las inductancias multiplicadas por cinco. 47
FIGURA 6.14. Intensidad a través de L_1, L_2, Y L_3 47
FIGURA 6.15. Tensión de salida 47
FIGURA 6.16. Intensidades por las inductancias multiplicadas por cinco y tensión de salida .. 48
FIGURA 6.17. Intensidades a través de L_1, L_2 Y L_3 49
FIGURA 6.18. Tensión de salida 49

FIGURA 6.19. Corrientes, multiplicadas por cinco, a través de L_1, L_2, y L_3 y tensión de salida. 50
FIGURA 6.20. Corriente a través de L_1, L_2, Y L_3 50
FIGURA 6.21. Tensión de salida 51
FIGURA 6.22. Ampliación de la intensidad a través de L_3 52
FIGURA 6.23. Intensidades a través de L_1, L_2 Y L_3 53
FIGURA 6.24. Tensión de salida 53
FIGURA 6.25. Corrientes a través de L_1, L_2 Y L_3 54
FIGURA 6.26. Tensión de salida 55
FIGURA 6.27. Ampliación de la intensidad a través de L1 55
FIGURA 6.28. Tensión de salida e intensidades a través de las inductancias, multiplicadas por veinte 56
FIGURA 6.29. Intensidades a través de L_1, L_2 y L_3 57
FIGURA 6.30. Tensión de salida 57
FIGURA 6.31. Esquema de corriente a través de una inductancia 58
FIGURA 6.32. Corrientes a través de L_1, L_2, L_3 y V_O 60
FIGURA 6.33. Corrientes a través de L_1, L_2 Y L_3 60
FIGURA 6.34. Tensión de salida 60
FIGURA 7.1. Calculo de la inducción máxima 61
FIGURA 7.2. *HEWLETT PACKARD 4284A* 64
FIGURA 7.3. Medición de L_1 sin corriente 65
FIGURA 7.4. Medición L_1 con corriente de 5A 66
FIGURA 7.5. Medición L_1 con corriente 10A 66
FIGURA 7.6. Medición L_1 con corriente 15A 67
FIGURA 7.7. Medición L_1 con corriente 20A 67
FIGURA 7.8. Inductancia L_1 finalizada 68
FIGURA 7.9. Medición L_2 sin corriente 68
FIGURA 7.10. Medición L_2 con corriente 5A 69
FIGURA 7.11. Medición L_2 con corriente 10A 69
FIGURA 7.12. Medición L_2 con corriente 15A 70
FIGURA 7.13. Medición L_2 con corriente 20A 70
FIGURA 7.14. Inductancia L_2 finalizada 71
FIGURA 7.16. Medición L_3 con corriente 5A 72
FIGURA 7.17. Medición L_3 con corriente 10A 72
FIGURA 7.18. Medición L_3 con corriente 15A 73
FIGURA 7.19. Medición L_3 con corriente 20A 73
FIGURA 7.20. Inductancia L_3 finalizada 74
FIGURA 7.21. Corriente a través de las bobinas acopladas 75
FIGURA 7.22. Bobinas acopladas genéricas 75
FIGURA 7.23. Caso particular de bobinas acopladas 76
FIGURA 7.24. Intensidad soportada por las bobinas acopladas 76
FIGURA 7.25. Corriente a través de inductancias acopladas de 499UH 77
FIGURA 7.26. Corriente resultante a través de inductancias acopladas de 499UH 78
FIGURA 7.27. Bobinas acopladas finalizadas 78
FIGURA 8.1. Esquema *L6599* 79
FIGURA 8.2. Esquema *FOD3184* 80
FIGURA 8.3. Esquema *IR2214* 81
FIGURA 8.4. Esquema *TL084CN* 82
FIGURA 8.5. Esquema SFH*610A-3* 83
FIGURA 8.6. Primer conexionado del circuito de control 83
FIGURA 8.7. Conexionado inicial del circuito de control 84
FIGURA 8.8. Prueba inicial controlador. F_C=50KHZ 85
FIGURA 8.9. Prueba inicial controlador. F_C≈140KHZ 85
FIGURA 8.10. Prueba inicial controlador. F_C≈130KHZ 86

FIGURA 8.11. Prueba inicial controlador. F_C>140KHZ 86
FIGURA 8.12. COnexionado de los *MOSFET*S al *L6599*..... 87
FIGURA 8.13. Prueba inicial con *MOSFETS*. V_{DS}..... 87
FIGURA 8.14. *CC* con primeras resistencias de puerta. V_{DS} 88
FIGURA 8.15. *CC* con resistencia de carga final. V_{GS}..... 89
FIGURA 8.16. Transición *ON-OFF*. V_{GS} 89
FIGURA 8.18. Señales de conmutación con circuito de puerta mejorado 90
FIGURA 8.19. V_{DS} con resistencia de puerta. V_{CC}= 150V 91
FIGURA 8.20. V_{DS} con circuito de puerta. V_{CC}= 150V 91
FIGURA 8.21. Distorsión en la señal de conmutación con V_{CC}>150V 92
FIGURA 8.22. Ampliación de la distorsión en la señal de conmutación con V_{CC}>150V 92
FIGURA 9.1 Mosfet de potencia 93
FIGURA 9.2. Diodo de recuperación ultrarrápida 94
FIGURA 9.3. Condensador C_O..... 94
FIGURA 9.4. Condensadores C_1 Y C_2..... 94

0 INTRODUCCIÓN

El proyecto fin de grado que he realizado y que a continuación se va a desarrollar, se encuentra dentro del marco de un proyecto de innovación, que cuenta con la colaboración de la Universidad de Cantabria como ejecutora, y de DEGIMA, S.A., como empresa financiadora del plan de innovación, así como de futura beneficiada de los avances que se lleven a cabo en los sistemas abarcados por este plan.

La empresa DEGIMA, S.A. ha realizado diversos proyectos de investigación apoyados en convenios de colaboración con el equipo de trabajo del Laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento TEISA de la Universidad de Cantabria que han permitido obtener una tecnología y gran experiencia en el diseño de etapas de conversión de potencia para aplicaciones de soldadura por arco TIG, Electrodo y MIG.

El objetivo general de este plan de innovación es el de mejorar una máquina de soldadura por arco de 300 A, que se obtuvo como producto de la anterior colaboración entre la Universidad de Cantabria y DEGIMA, y obtener de la nueva colaboración una máquina similar, pero de 600A.

0.1 ASPECTOS GENERALES DE LA SOLDADURA

La soldadura es un proceso de fijación en donde se realiza la unión de dos o más piezas de un material, (generalmente metales o termoplásticos), usualmente logrado a través de la coalescencia (fusión), en la cual las piezas son soldadas fundiendo (se puede agregar un material de aporte) que, al fundirse, forma un charco de material fundido entre las piezas a soldar (el baño de soldadura) y al enfriarse, se convierte en una unión fija a la que se le denomina cordón.

A veces se utiliza conjuntamente presión y calor, o solo presión por sí misma, para producir la soldadura. Esto está en contraste con la soldadura blanda (en inglés soldering) y la soldadura fuerte (en inglés brazing), que implican el derretimiento de un material de bajo punto de fusión entre piezas de trabajo para formar un enlace entre ellos, sin fundir las piezas de trabajo.

Muchas fuentes de energía diferentes pueden ser usadas para la soldadura, incluyendo una llama de gas, un arco eléctrico, un láser, un rayo de electrones, procesos de fricción o ultrasonido. La energía necesaria para formar la unión entre dos piezas de metal generalmente proviene de un arco eléctrico.

La soldadura se realiza habitualmente en un ambiente industrial, pero puede realizarse en muchos lugares diferentes, incluyendo al aire libre, bajo del agua y en el espacio.

Independientemente de la localización, la soldadura sigue siendo peligrosa, y se deben tomar precauciones para evitar quemaduras, descarga eléctrica, humos venenosos, y la sobreexposición a la luz ultravioleta.

Hasta el final del siglo XIX, el único proceso de soldadura era la soldadura de fragua, que los herreros han usado por siglos para juntar metales calentándolos y golpeándolos. La soldadura por arco y la soldadura a gas fueron unos de los primeros procesos en desarrollarse a finales del mismo siglo, siguiéndoles, poco después, la soldadura por resistencia y soldadura eléctrica.

La tecnología de la soldadura avanzó rápidamente durante el principio del siglo XX debido a que la Primera y la Segunda Guerra Mundial condujeron a la demanda de métodos de unión fiables y baratos.

Después de las guerras, fueron desarrolladas varias técnicas modernas de soldadura, incluyendo métodos manuales como la Soldadura manual de metal por arco, (ahora uno de los métodos de soldadura más utilizados), así como procesos semiautomáticos y automáticos tales como Soldadura GMAW, soldadura de arco sumergido, soldadura de arco con núcleo de fundente y soldadura por electroescoria.

Los progresos continuaron con la invención de la soldadura por rayo láser y la soldadura con rayo de electrones a mediados del siglo XX.

Hoy en día, la ciencia continúa avanzando. La soldadura robotizada está bastante extendida en las instalaciones industriales actuales, y los investigadores continúan desarrollando nuevos métodos de soldadura y ganando mayor comprensión de la calidad y las propiedades de la soldadura.

Se dice que la soldadura es un sistema porque intervienen los elementos propios de este, es decir, las 5 M: mano de obra, materiales, máquinas, medio ambiente y medios escritos (procedimientos). Para considerar una unión satisfactoria, debe pasar las pruebas mecánicas (tensión y flexión).

0.2 TIPOS DE SOLDADURA

A continuación, se va a hacer una breve exposición sobre los tipos de soldadura que se han tratado tanto en el equipo existente como en el que surgirá del presente plan de innovación.

0.2.1 Soldadura por arco

Los procedimientos de soldaduras más empleados industrialmente son aquellos donde la fuente de calor tiene su origen en un arco eléctrico.

La soldadura por arco eléctrico se basa en someter a dos conductores que están en contacto a una diferencia de potencial, por lo que termina estableciéndose una corriente eléctrica entre ambos.

Si posteriormente se separan ambas piezas, se provoca una chispa que va a ionizar el aire circundante, permitiendo el paso de corriente a través del aire, aunque las piezas no estén en contacto.

Los motivos principales de utilizar el establecimiento de un arco eléctrico son:

- genera una concentración de calor en una zona muy delimitada;
- se alcanzan temperaturas muy elevadas (> 5.000 ºC);
- se puede establecer en atmósferas artificiales;
- permite la posibilidad de establecerse en forma visible (arco descubierto) o invisible (arco sumergido o encubierto);
- permite la posibilidad de establecerse de diversas formas, estableciendo diferentes métodos de soldadura según el caso (entre la pieza y un electrodo fusible, entre la pieza y un electrodo no fusible, entre dos electrodos fusibles o no fusibles, entre las propias piezas a unir).

Existen una gran variedad de procedimientos de soldadura, donde la base de la fuente de calor es el arco eléctrico. Todos estos procedimientos se pueden separar en dos grandes grupos, por arco descubierto y por arco encubierto. A continuación, se enumeran los distintos procedimientos agrupados en cada grupo:

- Arco descubierto:
    - Soldadura por arco manual con electrodos revestidos;
    - Soldadura bajo gas protector con electrodo no fusible (TIG, TIG Orbital, Plasma);
    - Soldadura bajo gas protector con electrodo fusible (MIG, MAG, Oscilador, Electrogas);
- Arco encubierto:

- Soldadura por arco sumergido;
- Soldadura por electroescoria (este procedimiento, aunque en realidad es un procedimiento de soldadura por resistencia, el comienzo del proceso se realiza mediante un arco eléctrico).

La aplicación de este método de soldadura acapara todo el sector industrial, debido a las opciones que presentan tanto por su automatización como por su gran productividad.

A continuación, se va a ampliar la información de dos de los tipos de soldadura por arco que se han mencionado, ya que son para los que se desarrolló la máquina de soldadura existente, así como la que resultará del actual plan de innovación:

- Soldadura por electrodo revestido
- Soldadura TIG
- Soldadura MIG

0.3 Soldadura por electrodo revestido

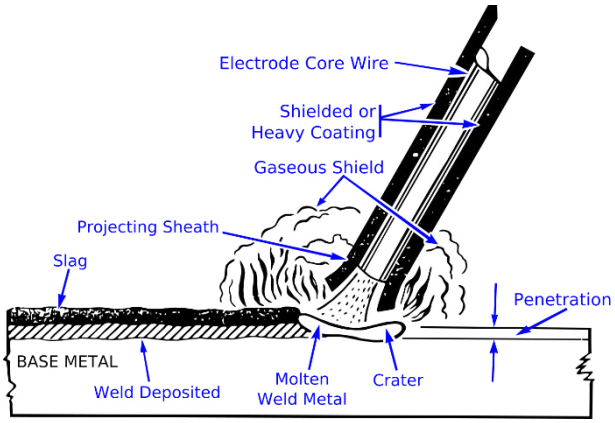


Figura 0.1. Soldadura por electrodo revestido

La técnica de la soldadura por arco eléctrico tomó importancia en el sector industrial cuando el sueco Oscar Kjellberg en 1.904 descubre el electrodo revestido.

Este hecho es de suma importancia, y es el punto de inflexión que permitió posteriormente el gran desarrollo de la soldadura por arco eléctrico.

Hasta entonces se habían podido hacer experimentos de soldar electrodos desnudos, pero su uso acarreaba muchos inconvenientes, entre los cuales caben destacar:

- La fijación de elementos nocivos en el baño de fusión
- La generación de una fuerte porosidad dentro de la soldadura por los gases ocluidos
- Hay problemas de estabilización y soplado del arco eléctrico;

- En general, se consigue una soldadura de mala calidad.

El desarrollo del electrodo revestido va a permitir solventar todas estas cuestiones, y tendrá una aplicación fundamental para la soldadura de metales férreos.

El fundamento de la soldadura por electrodo es la diferencia de potencial que se establece entre el electrodo que cuelga de la pinza y la pieza a soldar o metal base que se conecta a masa.

Esta diferencia de potencial ioniza la atmósfera circundante, por lo que el aire pasa a ser conductor, cerrándose el circuito y estableciéndose un arco eléctrico entre el electrodo y la pieza a soldar.

El calor del arco eléctrico va a fundir el extremo del electrodo y parcialmente el metal base, creando el baño de fusión, donde se irá depositando el electrodo fundido originando así el cordón de soldadura.

0.3.1 Soldadura TIG

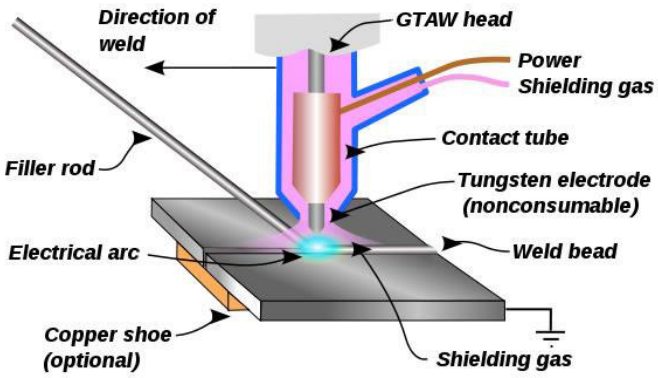


Figura 0.2. Soldadura TIG

La soldadura TIG (del inglés *tungsten inert gas*) se caracteriza por el empleo de un electrodo permanente de tungsteno, aleado a veces con torio o circonio en porcentajes no superiores a un 2%.

Actualmente, el torio no se usa, porque está prohibido debido a que es altamente perjudicial para la salud.

Dada la elevada resistencia a la temperatura del tungsteno (funde a 3410 °C), acompañada de la protección del gas, la punta del electrodo apenas se desgasta tras un uso prolongado. Los gases más utilizados para la protección del arco en esta soldadura son el argón y el helio, o mezclas de ambos.

La gran ventaja de este método de soldadura es, básicamente, la obtención de cordones más resistentes, más dúctiles y menos sensibles a la corrosión que, en el resto de procedimientos, ya que el gas protector impide el contacto entre el oxígeno de la atmósfera y el baño de fusión.

Además, dicho gas simplifica notablemente la soldadura de metales ferrosos y no ferrosos, por no requerir el empleo de desoxidantes, con las deformaciones o inclusiones de escoria que pueden implicar.

Otra ventaja de la soldadura TIG es que facilita la obtención de soldaduras limpias y uniformes debido a la escasez de humos y proyecciones que tiene. La movilidad del gas que rodea al arco transparente permite al soldador ver claramente lo que está haciendo en todo momento, lo que repercute favorablemente en la calidad de la soldadura.

El cordón obtenido es por tanto de un buen acabado superficial, que puede mejorarse con sencillas operaciones de acabado, lo que incide favorablemente en los costes de producción. Además, la deformación que se produce en las inmediaciones del cordón de soldadura es menor.

Como inconvenientes está la necesidad de proporcionar un flujo continuo de gas, con la subsiguiente instalación de tuberías, bombonas, etc., y el encarecimiento que supone.

Además, este método de soldadura requiere una mano de obra muy especializada, lo que también aumenta los costes.

Por tanto, no es uno de los métodos más utilizados, sino que se reserva para uniones con necesidades especiales de acabado superficial y precisión.

0.3.2 Soldadura MIG/MAG

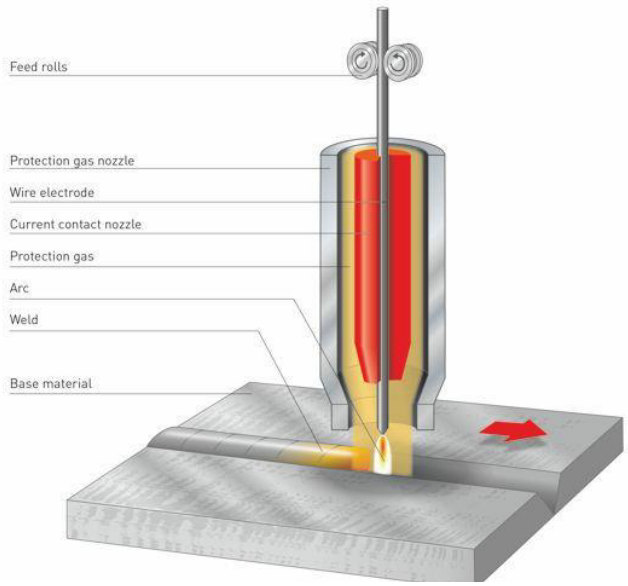


Figura 0.3. Soldadura MIG

La soldadura MIG/MAG (*Metal Inert Gas* o *Metal Active Gas*, dependiendo del gas que se inyecte) es un proceso de soldadura por arco bajo gas protector con electrodo consumible.

El arco se produce mediante un electrodo formado por un hilo continuo y las piezas a unir, quedando este protegido de la atmósfera circundante por un gas inerte (soldadura MIG) o por un gas activo (soldadura MAG).

La soldadura MIG/MAG es un proceso versátil, pudiendo depositar el metal a una gran velocidad y en todas las posiciones.

Este procedimiento es muy utilizado en espesores pequeños y medios, en estructuras de acero y aleaciones de aluminio, especialmente donde se requiere un gran trabajo manual.

La introducción de hilos tubulares es particularmente favorable para la producción de estructuras pesadas donde se necesita de una gran resistencia de soldadura.

La soldadura por gas inerte de metal (MIG) utiliza un electrodo de metal que sirve como material de relleno para la soldadura y se consume durante la soldadura.

El argón es también el gas primario utilizado en la soldadura MIG, a menudo mezclado con dióxido de carbono.

La soldadura MIG fue desarrollada para metales no ferrosos, pero se puede aplicar al acero.

0.4 CONTEXTUALIZACIÓN GENERAL DEL PLAN DE INNOVACIÓN

Dentro del plan anteriormente mencionado, existen varias fases. El objetivo específico de esta fase, es la de recolectar información de las posibles implementaciones del sistema de alimentación de la nueva máquina de soldadura, así como de resultados experimentales de estas posibles implementaciones.

Los elementos en los que se apoya la propuesta de sistema de alimentación para equipos de soldadura por arco se representan en la Figura 0.4 y son los siguientes:

- Corrección del factor de potencia
- Convertidores resonantes de alta frecuencia
- Transformadores planares
- Rectificación síncrona
- FPGA

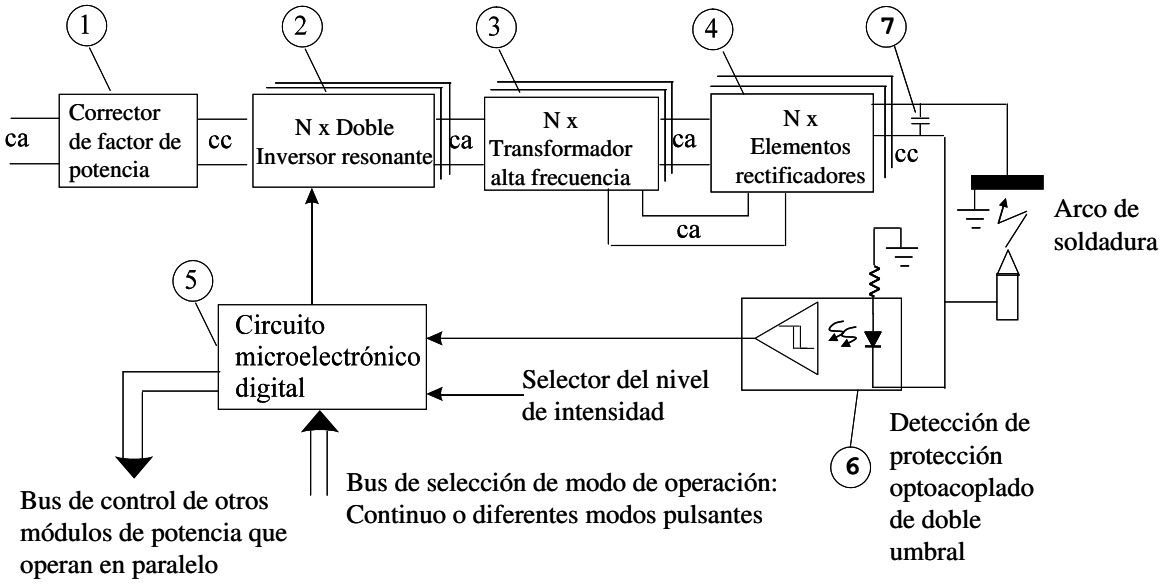


Figura 0.4. Diagrama de bloques del sistema de alimentación para equipos de soldadura por arco

0.4.1 Corrección del factor de potencia

Esta etapa inicial, hace que la potencia demandad de la red a la que se conecta el equipo de soldadura sea virtualmente unidad teniendo un reducido contenido armónico. El corrector del factor de potencia permite cumplir con las normas más estrictas de calidad de suministro eléctrico y hace que la corriente demandada de la red sea mínima para el consumo de una potencia dada.

Esta etapa proporciona una tensión continua y estable de salida que se utiliza para dotar de fiabilidad al sistema de soldadura, pudiendo evitar otros lazos de control que afecten al flujo principal de energía desde la red al arco de soldadura.

Gracias a esta etapa, se consigue mayor simplicidad y robustez para el sistema de alimentación.

0.4.2 Inversores resonantes de alta frecuencia

Los inversores resonantes modifican las formas de onda cuadradas de los convertidores de potencia conmutados para convertirlas en aproximadamente sinusoidales mediante circuitos LC.

La relación entre la frecuencia de conmutación y la de resonancia permite ajustar propiedades de interés para esta aplicación, como puede ser la obtención de transiciones suaves de conmutación en los dispositivos de potencia, y conseguir que la intensidad de salida (y por tanto la intensidad del arco) sea independiente de la carga.

La conmutación suave supone una gran mejora de rendimiento y de reducción de ruidos electromagnéticos. Por este motivo, estos convertidores permiten:

- Aumentar la frecuencia de conmutación
- Reducir el tamaño de los filtros y transformadores
- Mejorar la respuesta dinámica de la conversión de potencia

Tradicionalmente, el control de los convertidores resonantes se realiza modificando su frecuencia de conmutación en relación a la frecuencia de resonancia de los tanques LC. En la aplicación existente, se fijó la frecuencia de conmutación para obtener las propiedades de una fuente de corriente, con alta impedancia de salida.

El ajuste de nivel de corriente se realiza modificando la fase relativa entre las tensiones aplicadas a los circuitos resonantes de cada fase, manteniendo la frecuencia de conmutación y así se siguen manteniendo las propiedades de fuente de corriente para cualquier punto de operación.

La sintonización del punto de operación como fuente de corriente junto con la estabilización previa de la tensión continua permite operar en lazo abierto o diseñar lazos de control muy sencillos, garantizando una operación robusta y de calidad que aprecian los soldadores.

0.4.3 Transformadores planares

Son dispositivos de transformación y aislamiento, de tamaño más reducido que los convencionales, y de parámetros más repetitivos.

Estos componentes amplifican la corriente de arco, reduciendo la intensidad en las etapas previas de conversión de potencia, lo que equivale a un mayor rendimiento.

El aislamiento habilita la conexión de diferentes etapas ente si para alcanza la potencia deseada.

0.4.4 Dispositivos FPGA

Las señales de mando de los convertidores de potencia resonantes y los rectificadores síncronos se generan con dispositivos digitales que operan en saturación (valores de 0 o 1) y presentan buena inmunidad al ruido.

Los dispositivos Field Programmable Gate Array (FPGA) son dispositivos configurables en los que se materializan diseños de circuitos digitales.

A diferencia de los microprocesadores, que recorren de forma secuencial unas instrucciones alojadas en una memoria, los diseños digitales pueden ser concurrentes en las FPGAs, y así, conseguir velocidades efectivas mayores.

Cualquier especificación adicional de coordinación de la operación de diferentes módulos de potencia, control o protección es, en principio, fácilmente rediseñable utilizando estos dispositivos.

0.4.5 Conexión en paralelo de diferentes módulos

Dado que la tensión de red es esencialmente constante, que la corriente del arco de soldadura se obtiene con convertidores de potencia operando en modo corriente, y partiendo de unas condiciones de operación dadas, modificar la potencia de soldadura implica modificar la corriente tanto desde el punto de vista de la red como de la carga.

Esto hace necesario proponer una tecnología de sistemas de alimentación para soldadura escalable en potencia. Se parte de módulos de potencia base, y se conectan en paralelo hasta que el sistema resultante permita cubrir la potencia máxima especificada.

La solución modular hace que la distribución térmica sea más uniforme, aumenta el ciclo de trabajo de operación, reduce el coste de posibles reparaciones y facilita el diseño de máquinas de soldadura ajustando el precio en función de la potencia deseada.

Cabe destacar que las prestaciones dinámicas resultantes de un sistema de realimentación de potencia *n*P son las mismas que las del módulo base de potencia P, siendo *n* el número de etapas conectadas en paralelo.

Las prestaciones dinámicas tienen interés para establecer modos de operación de arcos pulsantes de calidad.

1 OBJETO DEL PRESENTE PROYECTO

1.1 OBJETO DEL PROYECTO

El presente proyecto aborda el estudio de viabilidad, diseño y construcción de la etapa correctora del factor de potencia de la máquina de soldadura que se plantea en el plan de innovación. Se trata de un convertidor rectificador que está basado en la topología TAIPEI, que es de reciente aparición (2013), y que se ha considerado necesario poner a prueba su funcionamiento, para estudiar la viabilidad de su posterior incorporación en el nuevo equipo de soldadura resultante de la colaboración entra la Universidad de Cantabria y DEGIMA.

Hay que destacar, que además de realizar la acción de rectificación trifásica, interesa realizar a su vez la acción de corrección del factor de potencia de la red a la que se conecte la futura máquina. Esta función también es llevada a cabo por el rectificador TAIPEI.

1.2 NECESIDAD DEL PROYECTO

De la mano del descubrimiento de nuevos circuitos y componentes que pueden realizar las acciones de corrección del factor de potencia y de rectificación de manera más eficaz que los circuitos tradicionalmente utilizados, surge la necesidad de incluir estos nuevos circuitos y componentes en las aplicaciones existentes.

En este caso, aparte de introducir la nueva topología TAIPEI, también se van a introducir nuevos componentes fabricados a partir de carburo de silicio (SiC).

Estos componentes son los MOSFETs que regulan la tensión mediante su conmutación, y los diodos, que rectifican la forma de onda alterna de cada fase.

2 ESTADO DEL ARTE

La investigación realizada hasta ahora tiene como resultado el desarrollo de una tecnología de aplicación industrial.

Se han resuelto las diferentes cuestiones que determinan la viabilidad de las técnicas de conversión de potencia propuestas en la aplicación de soldadura por arco y definen las prestaciones que consiguen. Así mismo, se dispone de dos prototipos demostradores de 100 A y 300 A de corriente de arco que permiten realizar pruebas de laboratorio. También se han realizado pruebas en ambiente industrial en las instalaciones de DEGIMA.

2.1 PROTOTIPO DEMOSTRADOR

La colaboración DEGIMA – UC ha resultado en la realización de un bastidor para alojar toda la electrónica, interruptores, cableado y conectores de un prototipo de 300 A, según se muestra en la Figura 2.1.

La electrónica tiene un peso aproximado de 10 kg, mientras que el bastidor realizado en acero inoxidable AISI 316 pesa alrededor de 15 kg. Se estima que el bastidor realizado en aluminio pesa alrededor de 5 kg. Según los catálogos comerciales consultados, máquinas de intensidad de salida similares tienen un peso de alrededor de 35 kg.

Los módulos de potencia se han dimensionado para ofrecer 1kW con 25 A de intensidad de arco, disponiéndose, por tanto un total de doce módulos.

Figura 2.1. Fotografía del equipo de soldadura de 300 A.

Los correctores de factor de potencia tienen conexión fase – neutro y se han distribuido entre las tres fases.

El control de la intensidad de entrada y de la tensión de salida es lineal de doble lazo y se utiliza un dispositivo integrado comercial específico de aplicación a correctores del factor de potencia. Un ejemplo de resultado de la corrección del factor de potencia se muestra en la Figura 2.2.

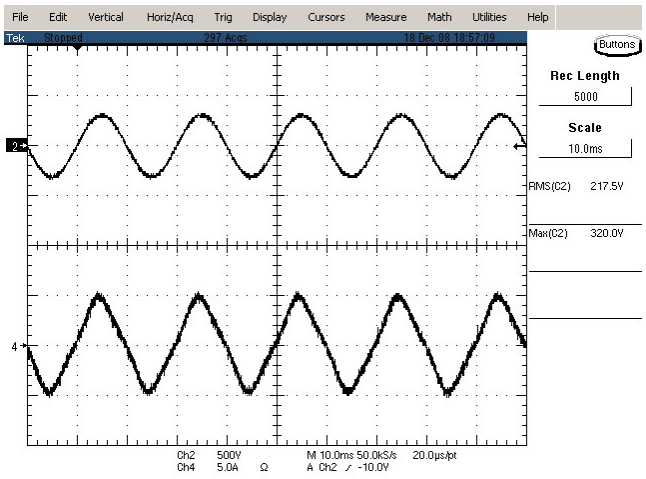


Figura 2.2 Tensión e intensidad de la red de alimentación durante la operación de soldadura con el circuito existente.PF = 0,992. Ch2 V_{red} 500 V/div. Ch4 I_{red} 5 A/div.

Sobre el control de esta etapa se ha realizado una investigación adicional para diseñar un control no lineal de la corriente, (evitando sensores de intensidad) aplicando técnicas digitales de estimación y control.

Actualmente se continúa con una investigación en esta línea para extenderla a otros circuitos correctores del factor de potencia con flujo de energía bidireccional y convertidores trifásicos que tiene interés en el diseño de módulos de mayor potencia para aplicaciones de soldadura por arco.

Tras el corrector del factor de potencia, se dispone una etapa inversora resonante bifásica, según se muesstra en la Figura 2.3.

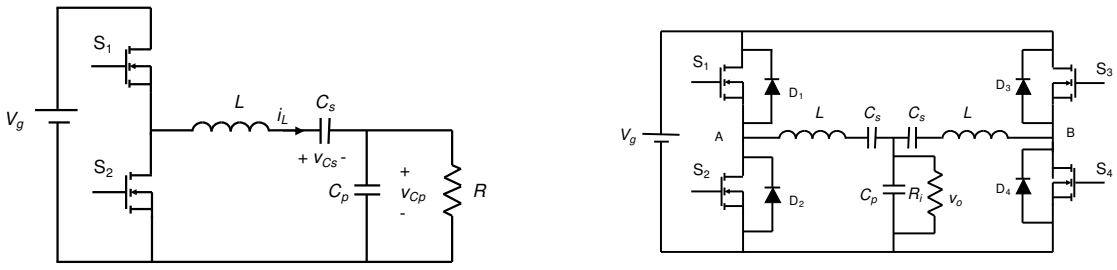


Figura 2.3. Doble inversor resonante (derecha) derivado del inversor resonante clase D serie paralelo (izquierda).

Este convertidor permite regular la intensidad de salida, manteniendo la frecuencia de conmutación constante, mediante el desfase de las señales de mando de cada sección clase D.

Los convertidores resonantes consiguen que la conmutación *OFF-ON* de los dispositivos de potencia se realice sin producir pérdidas (potencia disipada), mejorando el rendimiento y el comportamiento electromagnético al eliminarse también los ruidos de conmutación.

En la Figura 2.4 se muestra la función intensidad frente a la tensión de un dispositivo de potencia en los transitorios de conmutación de éste.

En el caso de conmutaciones que generan formas de onda cuadradas (*hard-switch*) existe un área encerrada por la función *v-i*, que representa energía disipada, además de picos de sobre tensión e intensidad debidos a elementos parásitos.

En el caso de conseguir transiciones "suaves" (*soft-switch*), como las que obtienen los convertidores resonantes, las pérdidas y los picos de conmutación se eliminan. Como consecuencia de esto es posible aumentar la frecuencia de conmutación.

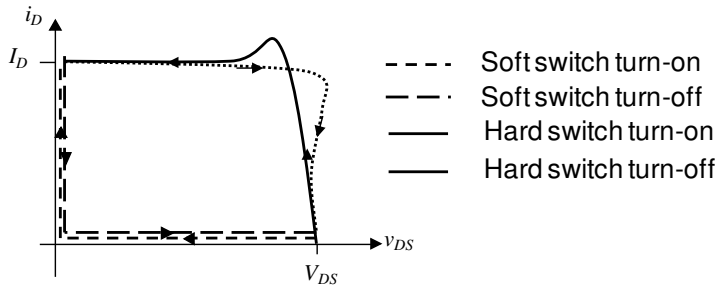


Figura 2.4.Función intensidad (i_D) vs. Tensión (v_{DS}) en un dispositivo de potencia durante su conmutación.

La conexión en paralelo de diferentes etapas permite también dar un paso más en la reducción de tamaño al eliminar el filtro de salida.

El rizado de intensidad, ya de por sí de alta frecuencia, igual al doble de la frecuencia de conmutación, se puede multiplicar por el número de módulos en paralelo a utilizar mediante la técnica conocida como *interleaving*, que consiste en desplazar de forma equilibrada la fase de la componente alterna de la intensidad de salida de cada módulo, como se representa en la Figura 2.5.

La amplitud del rizado queda reducida y la frecuencia aumentada, con lo que los cables de conexión del sistema de alimentación a la carga suponen un filtro suficiente para la aplicación.

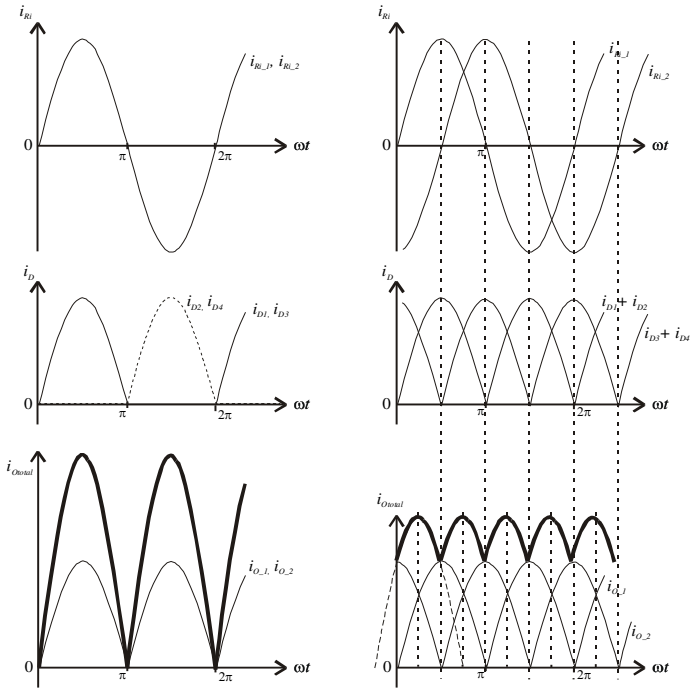


Figura 2.5. Suma de dos formas de onda de intensidad.

Izquierda en fase, derecha en interleaving. Arriba formas de onda alterna de salida del inversor resonante. Medio formas de onda rectificadas. Abajo suma resultante de las formas de onda.

La frecuencia de conmutación elevada, junto con el buen rendimiento energético son la base para reducir el tamaño de los sistemas de conversión de potencia.

A partir de unas buenas prestaciones dinamicas de la etapa de potencia, un control rápido y preciso, se consigue prescindir de sistemas externos de inicio y fin del proceso de soldadura sin generar los cráteres característicos de la generación de arco por contacto y su finalización. La reducción y distribución de la potencia disipada produce menor aumento de temperatura en los circuitos electrónicos, permitiendo su mayor compactación junto con el aumento del factor de marcha.

Se ha diseñado una nueva situación de circuito en *stand-by* por la que en lugar de pasar a *OFF* los dispositivos de potencia del convertidor resonante, pasan a conmutar a doble frecuencia de la nominal. En esta situación la ganancia disminuye mucho.

Los beneficios se observan en el establecimiento de arco. La tensión de vacío requerida para pasar el circuito de *stand-by* a establecer el arco de soldadura es menor. Otras consecuencias derivadas de la anterior son que no se requiere un circuito auxiliar para establecer el arco de soldadura y que la capacidad de descarga es menor, reduciéndose también el tamaño del condensador de salida. Se observa, así mismo, que el establecimiento del arco de soldadura es más suave.

En la Figura 2.6 se muestra la secuencia de establecimiento de arco para un caso de 50 A de intensidad de salida.

En la fase (a), el circuito está en espera y actúa la protección para que la tensión de salida no supere 60 V. Al actuar la protección, el circuito trabaja a alta frecuencia y la tensión de salida disminuye. Al llegar la tensión a un umbral inferior, el circuito recupera su frecuencia nominal de ganancia elevada y recarga el condensador de salida.

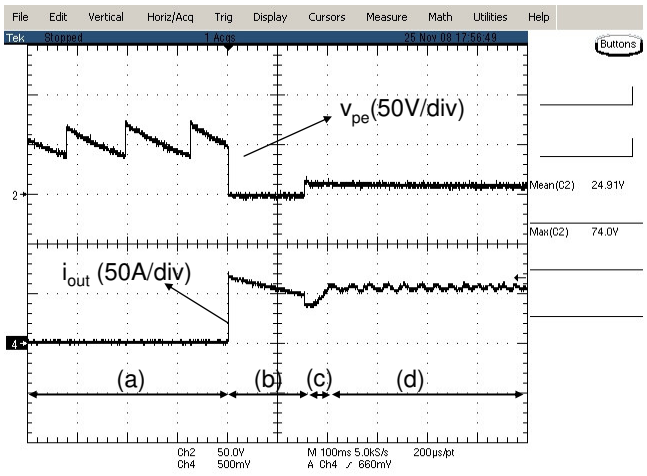


Figura 2.6. Secuencia de establecimiento del arco de soldadura.

- En la fase (b) se establece un cortocircuito entre electrodo y pieza. Se observan los siguientes aspectos:
    - La sobrecorriente de descarga no supera el 50 %.
    - Ausencia de oscilaciones.
    - Aproximación de la corriente al valor objetivo (50 A).
- En la fase (c) se establece el arco de soldadura al separar el electrodo de la pieza. La oscilación, en esta situación crítica, es muy reducida; tanto de tensión como de intensidad. La corriente apenas modifica su valor objetivo.
- En la fase (d) ya se ha establecido el arco de soldadura, manteniéndose la intensidad y tensión constantes. El rizado de intensidad es de 250 kHz (doble de la frecuencia de conmutación en condiciones nominales).

2.2 EXPERIMENTACIÓN DE DIVERSOS MÓDULOS DE SOLDADURA

Se han realizado un mayor número de pruebas de soldadura TIG en modo continuo y pulsante, si bien también hay experiencias de soldadura con electrodo y MIG en modo continuo.

En el caso de la soldadura MIG no se han llegado a completar las especificaciones dinámicas de estabilidad requeridas en coordinación con la alimentación del hilo de aportación de material de soldadura. Las formas de onda obtenidas indican que se cumple el comportamiento esperado de estabilidad de intensidad y bajo rizado, como se muestra en la Figura 2.7.

La situación de mayor rizado se produce en la soldadura con electrodo, donde se hace especialmente conveniente aplicar *interleaving* para ajustar la tensión de protección en vacío a un umbral superior, pero cercano al de operación de soldadura, sin que el rizado de tensión alcance el umbral durante la operación.

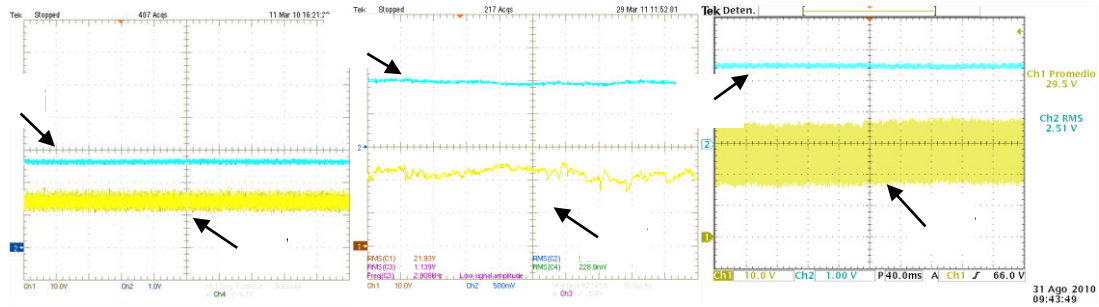


Figura 2.7. Formas de onda de tensión e intensidad en soldadura: a) TIG (250 A y 13 V), b) electrodo (100 A y 22 V) y c) MIG-MAG (250 A y 29,5 V).

Se han realizado diversas experiencias de soldadura TIG en modo pulsante en las que se muestran perfiles abruptos (ver Figura 2.8) de los pulsos de corriente de arco, que son consecuencia de la buena respuesta dinámica del sistema de alimentación.

A falta de estudios metalográficos que determinen la calidad de la soldadura, se observa que los modos pulsantes pueden producir ahorros de energía, puesto que se han conseguido cordones de soldadura proporcionalmente de mayor longitud que en modo de corriente continua.

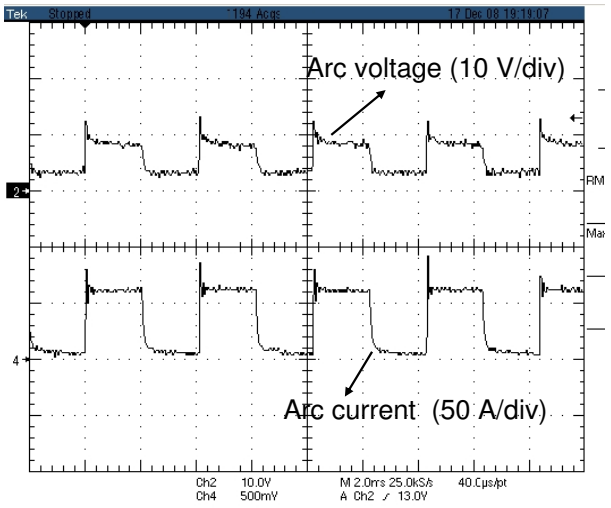


Figura 2.8. Tensión en intensidad de arco en un modo pulsante a 250 Hz, D=50%.

El resultado de pruebas de soldadura TIG realizadas con arcos pulsantes a diferentes frecuencias y ancho de pulso se resume en la Figura 2.9, donde se observa que, a frecuencias pulsantes intermedias, la longitud del cordón de soldadura obtenido, normalizada con la longitud de cordón de soldadura de arco continuo, es mayor que ciclo de trabajo del pulso.

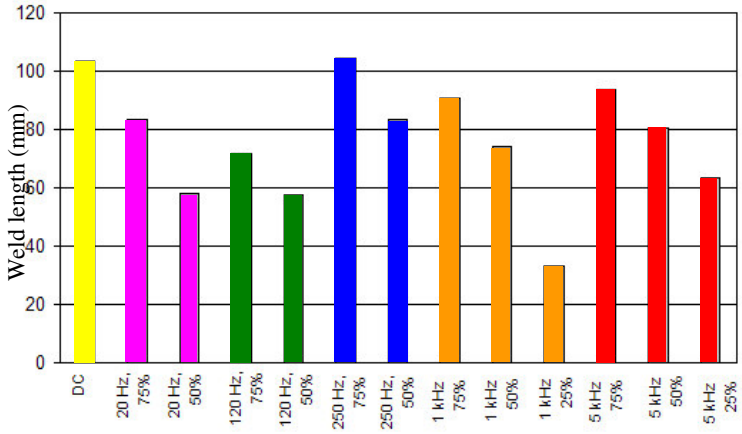


Figura 2.9. Resumen de resultados de los ensayos de soldadura en modo pulsante.

La flexibilidad del circuito digital permite incluir nuevas prestaciones y hacer estudios de modos de operación más convenientes para cada caso. Ejemplos de esta adaptación son las pruebas realizadas para determinar la situación de menor intensidad por las inductancias en modo *stand-by* que ha resultado en una reducción del tamaño de las mismas o la realización de una disminución “suave” de la intensidad del arco que reduce el cráter que finaliza el cordón de soldadura, como se muestra en la Figura 2.10.

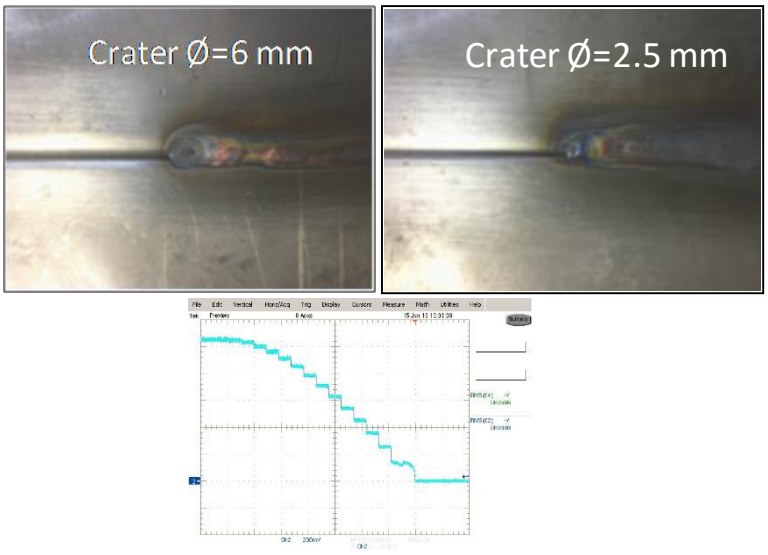


Figura 2.10. Diferencias entre cráteres

Izquierda: Cráter con extinción abrupta de la corriente de arco. Centro: Cráter con extinción suave de la corriente de arco. Derecha: Extinción suave de la corriente de arco programada mediante el circuito digital.

2.3 TÉCNICAS ACTUALES DE RECTIFICACION Y PFC

La técnica de conversión de potencia *ac-dc* desde la red eléctrica al bus de continua empleada hasta el momento es monofásica, es decir, con conexión a la red fase neutro. La rectificación activa obtiene un factor de potencia virtualmente unidad, alto rendimiento y un THDi bajo. La topología empleada es un puente de diodos y un convertidor Boost según se representa en la Figura 2.11.

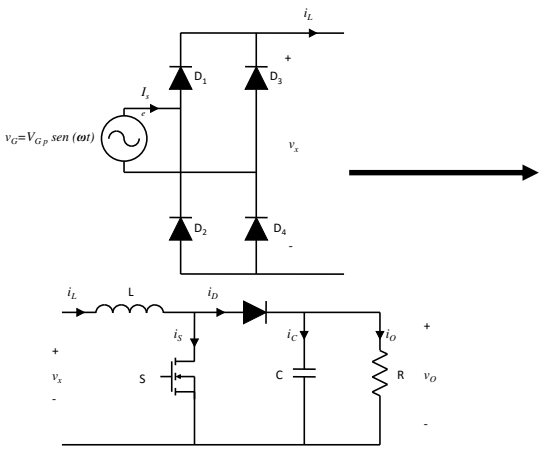


Figura 2.11. Etapa rectificadora del módulo de la tecnología actual.

La corrección del factor de potencia y el control de la tensión de salida se realizan en cada módulo de forma individual con controles lineales, según el diagrama de la Figura 2.12.

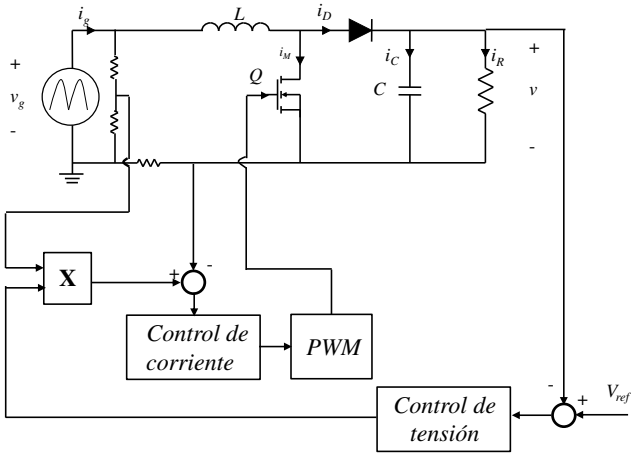


Figura 2.12. Diagrama de control de la etapa rectificadora según la tecnología actual.

En una red trifásica, los diferentes módulos de soldadura se distribuyen entre las tres fases. La conexión de tres módulos queda dispuesta de la forma que se indica en la Figura 2.13.

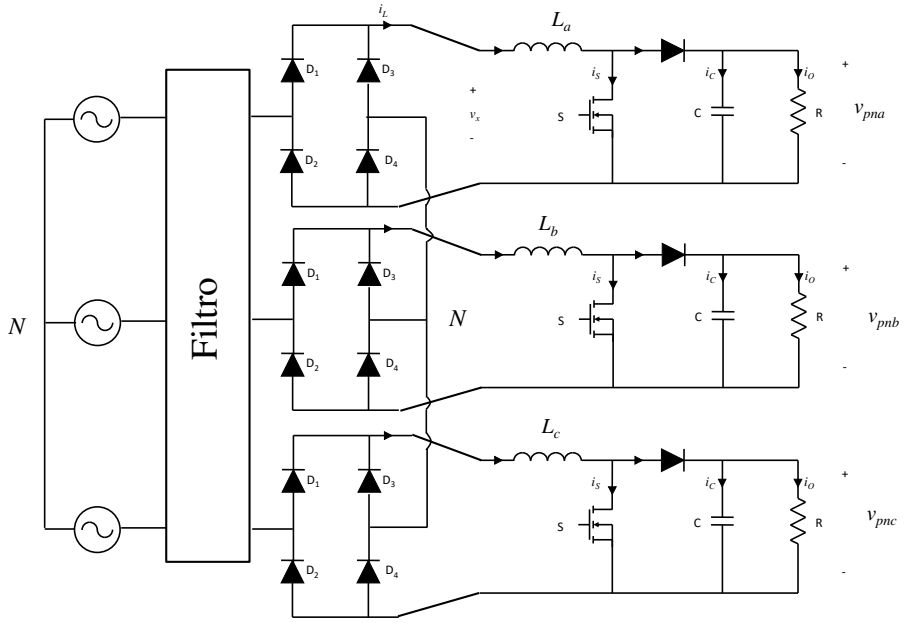


Figura 2.13. Disposición de los circuitos rectificadores conectados a la red según la tecnología actual.

Como se observa en la Figura superior, esta disposición requiere el acceso al neutro, *N*, y se obtienen tres tensiones de salida continua que no pueden conectarse entre sí, ya que debido a la falta de aislamiento, de conectarse, se producirían cortocircuitos entre las tensiones de fase de la red de alimentación.

Una opción para no utilizar el neutro es crear un neutro artificial, pero la tensión fase–neutro artificial quedaría desequilibrada si las cargas de cada fase están desequilibradas.

En el estado actual de la tecnología, se obtiene una tensión de salida común conectando en paralelo las diferentes fases tras la conversión resonante, que sí incluye transformador de aislamiento.

La innovación en la etapa de conversión *ac* – *dc* incluye, además del cambio de la tecnología de dispositivos de la que se hablará posteriormente, la utilización de una nueva topología que no requiera conexión al neutro de la red y que obtenga una única tensión de salida continua a partir de las tres fases.

De las diferentes opciones que ofrece el conocimiento de la electrónica de potencia se seleccionan opciones adecuadas a los niveles de potencia del módulo de soldadura, es decir útiles para niveles superiores a 5 kW con adecuadas prestaciones de factor de potencia resultante y THDi.

3 NORMAS Y REFERENCIAS

3.1 DISPOSICIONES LEGALES Y NORMAS APLICADAS

3.1.1 Ámbito académico

− *Normativa del Trabajo Fin de Grado*, Universidad de Cantabria, 2012.

− *Normativa del Proyecto Fin de Grado en Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica Industrial y Automática*, Universidad de Cantabria, 2013.

3.1.2 Ámbito de la elaboración formal de proyectos técnicos

− *Criterios generales para la elaboración formal de los documentos que constituyen un proyecto técnico,* UNE 157001, 2014.

− *Numeración de las divisiones y subdivisiones en los documentos escritos*, UNE 50-132-94, 1994.

− *Magnitudes y unidades – Parte 1: Generalidades,* UNE-EN 8000, 2014.

− *Magnitudes y unidades – Parte 6: Electromagnetismo,* UNE-EN 8000-6, 2009.

− *Vocabulario electrotécnico – Parte 521: Dispositivos semiconductores y circuitos integrados,* UNE 21302-521, 2004.

− *Documentación técnica de productos – Formatos y presentación de los elementos gráficos de las hojas de dibujo,* UNE-EN ISO 5457, 2000.

− *Documentación técnica de productos – Campos de datos en bloques de títulos y en cabeceras de documentos,* UNE-EN ISO 7200, 2004.

3.2 PROGRAMAS DE CÁLCULO

- Cadence® OrCAD® Capture
- Cadence® OrCAD® PCB Editor
- DesignSpark PCB
- MathWorks® MATLAB®
- Microsoft® Project.

3.3 BIBLIOGRAFÍA

[1] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*The TAIPEI rectifier – A New Three-Phase Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier*," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2, No. 3 Feb. 2013, pp 686 – 694.

[2] B. Lojko, P. Fuchs, "*A contribution to the VCO modeling and simulation*", 19th International Conference Radioelektronika, 2009. RADIOELEKTRONIKA '09.

[3] Javier Biazan Gonzalez, "*Fuente de alimentacion bipolar para aplicacion de electroerosion*". 2011

[4] Milan M. Jovanociv, "*Three-Level TAIPEI Rectifier*". 2014

[5] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*Design Considerations and Performance Evaluation of Single-Stage TAIPEI Rectifier for HCDC Distribution Applications*", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2, No. 17 Oct. 2013

[6] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*Design Considerations and Performance Evaluation of Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier (Taipei Rectifier) for Telecom Aplplications*" IEEE Trans. on Power Electronics,2012.

[7] Wen-Shyue Chen, Yen-Shin Lai. "*Design of Laboratory Course for Learning Power Converters at Taipei Tech*", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, 2014.

4 DEFINICIONES Y ABREVIATURAS

En este apartado se recogen todas las siglas y abreviaturas que se usan en la Memoria del proyecto. A continuación, por orden alfabético, se enumeran acompañadas del término al que se refieren, y si procede, la definición del término:

AC *Alternating current(*Corriente alterna)

CAD *Computer-Aided Design* (Diseño Asistido por Ordenador): término bajo el que se engloba el software programado para facilitar las labores de creación de productos de cualquier naturaleza (mecánicos, eléctricos, químicos, etc).

CC *Control Circuit*: Término utilizado para hacer referencia a la etapa de control diseñada en el proyecto.

DC *Direct Current* (Corriente continua)

DCM *Discontinuous Conduction Mode* (Modo de Conducción Discontinua): es la manera en la que trabaja el TAIPEI. Depende de los valores que toma la corriente a través de las bobinas de entrada. Para trabajar en este modo, las corrientes deben llegar al valor de cero.

EM Contracción de Electromagnético

ESR *Equivalent Serie Resistance* (Resistencia equivalente en Serie)

F_o Frecuancia de oscilación. Tambien puede ser llamado frecuencia de conmutación (F_c)

FPGA *Field Programmable Gate Array*: Es un dispositivo programable que contiene bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción especializado.

OC *Overcurrent* (Sobrecorriente)

OV *Overvoltage* (Sobretensión)

OCP *Overcurrent Protection* (Protección contra Sobrecorrientes): Esta protección está presente en ciertos dispositivos electrónicos con el fin de protegerlos contra sobrecorrientes que puedan llegarles, y así, mantener la integridad física de dicho dispositivo.

OTP *Overtemperature Protection* (Protección contra sobretemperaturas): Protección contra elevadas temperaturas, que se encuentran presentes en ciertos dispositivos electrónicos.

OVP *Overvoltage Protection* (Protección contra Sobretensiones): Esta protección está presente en ciertos dispositivos electrónicos con el fin de protegerlos contra sobretensiones que puedan llegarles, y así, mantener la integridad física de dicho dispositivo.

PC *Power Circuito* (Circuito de Potencia): término para referirse a la etapa de potencia diseñada.

PCB *Printed Circuit Board*: Placa de aislante intercalada con capas de metal conductor, típicamente cobre, que conexiona eléctricamente los componentes de un circuito electrónico y que, además, sirve de soporte mecánico para los mismos.

PFC *Power Factor Correction* (Corrector del Factor de Potencia): Es una de las acciones que realiza el TAIPEI

PWM *Pulse-width modulation* (modulación por ancho de pulso): Técnica que consiste en modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica con el fin de variar la tensión que se le proporciona, por ejemplo, a una carga.

UV *Undervoltage*: Suele presentarse como un límite inferior de tensión por debajo del cual, un dispositivo concreto, deja de funcionar.

UVLO *Undervoltage-lockout:* Es un circuito electrónico utilizado para apagar otro dispositivo electrónico cuando se produce un evento que produce que la tensión se reduzca por debajo de un valor concreto.

VCO *Voltage-Controlled Oscilator*: oscilador cuya frecuencia de oscilación depende de una señal de tensión de entrada. Por tanto, puede usarse para modular una señal en frecuencia o en fase.

WBG *Wide-bandgap*: Son materiales semiconductores, que permiten a los dispositivos funcionar a mayores tensiones, frecuencias y temperaturas que a los materiales semiconductores convencionales, como el silicio.

ZVS *Zero-Voltage Switching*: Consiste en conseguir que al realizar la conmutación de MOSFETs, se haga de tal manera que en ningún

momento estén conduciendo a la vez. Para hacerlo, se suele dejar un *dead-band*, un margen de seguridad para asegurar que el *MOSFET* que debe estar apagado, lo está totalmente.

5 ESTUDIO DE VIABILIDAD

5.1 NECESIDAD DE INNOVACIÓN

Los dispositivos de potencia evolucionan para conseguir conmutar mayores niveles de tensión e intensidad a más frecuencia, que es la base de mejora de la densidad de potencia transformada por los convertidores electrónicos de potencia.

Los materiales semiconductores de mayor energía entre la banda de valencia y de conducción denominados Wide Band Gap (WBG), tienen mejores propiedades para el desarrollo de dispositivos electrónicos de potencia que operen a mayor temperatura, tensión y rapidez de conmutación que la tecnología de silicio, Si.

Una nueva generación de dispositivos de carburo de silicio, SiC, y Nitruro de Galio, GaN, consiguen ampliar las prestaciones de los convertidores electrónicos de potencia, mejorando el rendimiento, respuesta dinámica y reduciendo su tamaño.

Los nuevos dispositivos MOSFETs e IGBTs de silicio, y especialmente las novedades del carburo de silicio (SiC), son una oportunidad para plantear módulos básicos de soldadura de mayor potencia, pasando de 25 A a 200 A, 300 A o incluso 600 A, en la que la etapa correctora del factor de potencia podrá ser un convertidor trifásico con control digital, generando una tensión continua estabilizada de hasta 1000 V, frente a los 400 V actuales.

5.1.1 Ventajas del Carburo de silicio (SiC)

A continuación se va a hacer una exposición de las principales ventajas que presenta la nueva tecnología basada en carburo de silicio, frente al silicio tradicional:

- Presenta mayor energía de *bandgap* (E_g), que implica menores corrientes de fuga, y mayores temperaturas de operación. Mejora las emisiones
- Tiene mayor tensión de ruptura (E_C), con lo que se consigue un mejor compromiso entre la tensión soportada en *OFF* y la resistencia en conducción
- Gracias a una mayor velocidad de saturación de los electrones (V_{SAT}), presenta menores pérdidas de conmutación, puede trabajar a mayores frecuencias, y tiene mayores densidades de corriente
- Es capaz de soportar un campo eléctrico máximo muy superior al soportado por el Si.

- Debido a su gran conductividad térmica (λ), posibilita trabajar a mayor temperatura de funcionamiento, reduciendo la necesidad de disipadores térmicos, y con ello, el tamaño de los equipos finales.

En la Figura 5.1 se muestra una comparativa entre las características de las diferentes tecnologías, donde se pueden observar las principales ventajas del SiC anteriormente mencionadas.

Material	E_g (eV) @300K	μ_n (cm²/Vs)	μ_p (cm²/Vs)	V_{sat} (cm/s)	E_c (V/cm)	λ (W/cm.ºK)	ε_r
Si	1.12	1450	450	10^7	3×10^5	1.3	11.7
4H - SiC	3.2	950	115	2×10^7	3×10^6	5	10
GaN	3.39	1000	350	2×10^7	5×10^6	1.3	8.9
Diamond	5.6	2200	1800	3×10^7	5×10^7	20	5.7

Figura 5.1. Características de materiales de fabricación de dispositivos de potencia

En la Figura 5.2 se muestra el ámbito de aplicación de los nuevos dispositivos de potencia WGB, según información aportada por Infineon™.

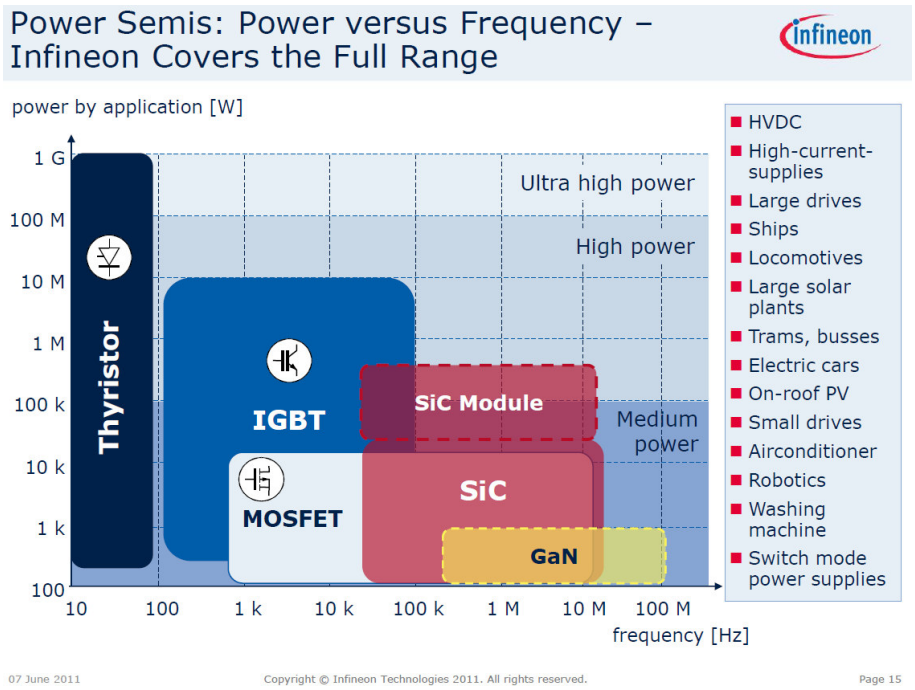


Figura 5.2. Aplicación de los dispositivos de potencia en función de la FC

5.2 ASPECTOS TÉCNICOS DE LA MÁQUINA DE SOLDADURA

Se pretenden realizar una fuente de potencia para soldadura, llegando a 600 A de corriente de arco de soldadura, a fin de dar servicio a los procesos definidos en la Norma UNE-EN 60974-1

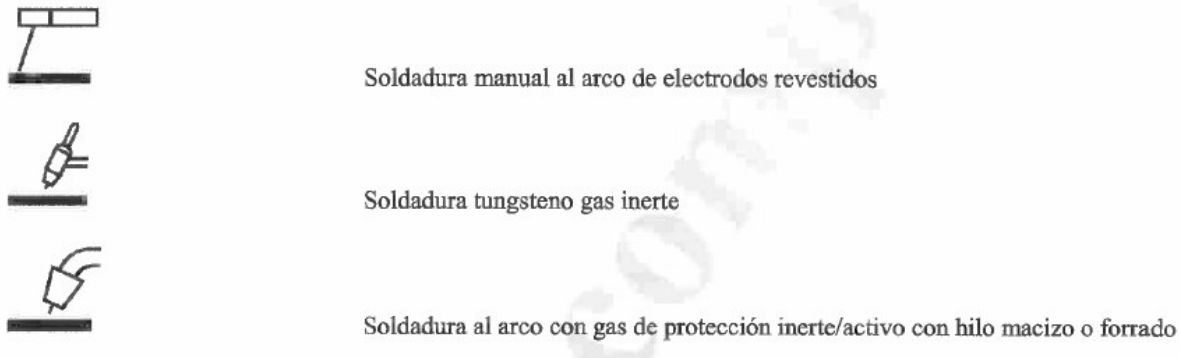


Figura 5.3. Tipos de soldadura

Según indica la propia norma, la tensión de vacío en DC no excederá de 113 V.

Los valores de ensayo de tipo convencional de carga son:

11.2.1 Soldadura manual eléctrica por arco con electrodo revestido

I_2 hasta 600 A: $U_2 = (20 + 0{,}04\, I_2)$ V

I_2 por encima de 600 A: $U_2 = 44$ V

11.2.2 Soldadura con electrodo de tungsteno y gas inerte

I_2 hasta 600 A: $U_2 = (10 + 0{,}04\, I_2)$ V

I_2 por encima de 600 A: $U_2 = 34$ V

11.2.3 Soldadura al arco metal gas inerte/activo y con hilo forrado sin gas

I_2 hasta 600 A: $U_2 = (14 + 0{,}05\, I_2)$ V

I_2 por encima de 600 A: $U_2 = 44$ V

Figura 5.4. Ensayo de tipo convencional de carga

5.3 CONVERTIDOR TAIPEI

La alternativa que se va a desarrollar en el presente documento va a ser con el rectificador TAIPEI. Esta topología se presenta en la Figura 5.5.

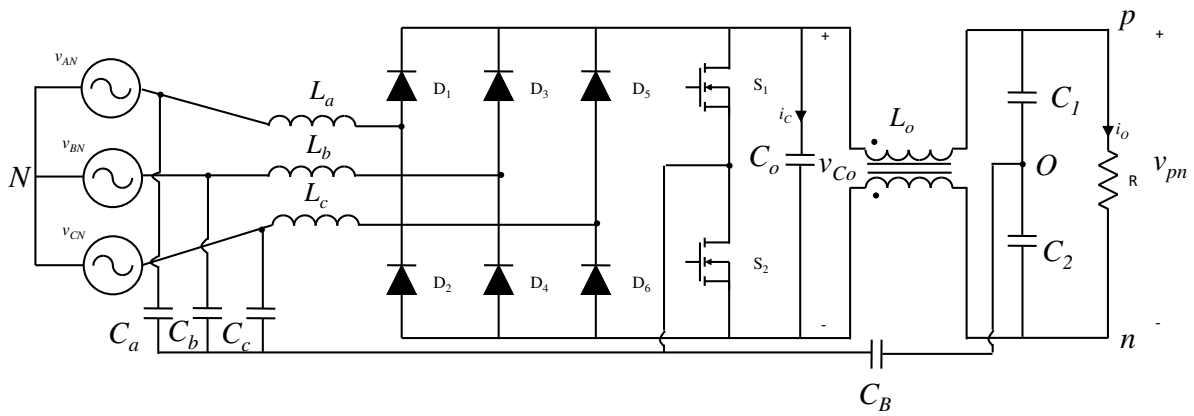


Figura 5.5. Convertidor TAIPEI.

Su operación, en modo de conducción discontinua DCM, no requiere un lazo de control de corriente para conseguir la corrección del factor de potencia deseado.

El principio de funcionamiento es simple y robusto, consiguiendo bajo THDi y con conmutación suave, a tensión cero (ZVS), en sus interruptores activos.

Es necesario crear un neutro artificial, *O* (ver Figura 5.5), pero se obtiene un equilibrio automático de la tensión en este neutro, que es igual a la tensión media, $V_O = V_{pn}/2$. Esta conexión del neutro artificial con el punto medio de los interruptores desacopla las corrientes de cada fase.

El punto *O* se puede conectar al neutro artificial formado por los condensadores de fase gracias a la inductancia de salida, L_o, que soporta el rizado de la tensión del neutro.

La inductancia L_o permite conectar varios convertidores en paralelo, como se tiene previsto en el caso de activar varios módulos de soldadura.

Los interruptores S_1 y S_2 (ver Figura 5.5) operan de forma complementaria con ciclo de trabajo, $D = 50\%$.

El parámetro de control del lazo externo es la frecuencia de conmutación (a mayor frecuencia de conmutación, menor potencia). Para potencia muy baja se utiliza el modo *Burst* (ráfagas).

El control de intensidad pico genera terceros armónicos que no llegan a la red porque circulan por los condensadores del neutro artificial.

5.3.1 Estudio del convertidor TAIPEI

La entrada del circuito tiene tres condensadores que se utilizan para crear un neutro virtual *N*. Esto es, un nodo con el mismo potencial que el neutro, el cual no es accesible en sistemas de tres hilos.

El potencial del punto medio de S_1 y S_2 es el mismo que el del Neutro de un sistema equilibrado de alimentación trifásica.

Como consecuencia de la conexión de este neutro virtual al punto medio de S_1 y S_2, se consigue el desacoplo de las tres corrientes de entrada. En este circuito desacoplado, la corriente en cada inductor es únicamente dependiente de la correspondiente tensión de fase, con lo que se consigue reducir el THDi y aumentar el PF.

En segundo lugar, el rectificador emplea un inductor L_o conectado entre S_1 y S_2 y la salida. Este inductor aísla la salida del rectificador de cambios de tensión entre los terminales del condensador flotante C_o y el neutro virtual, que se producen frecuentemente cuando S_1 y S_2 conmutan.

Gracias a L_o, el punto medio de los condensadores de salida C_1 y C_2 se conectan al neutro virtual, consiguiendo un ruido de modo-común muy bajo.

Para prevenir la saturación del inductor L_o, el punto medio de los condensadores de salida, se conecta al neutro virtual a través del condensador de bloqueo C_B. Con este condensador de bloqueo, como se muestra en la Figura 5.6, se consigue reducir la componente continua (o de baja frecuencia) de la corriente que pueden ser producidas por desajustes en los parámetros de los componentes, así como desajustes en los tiempos de control de S_1 y S_2.

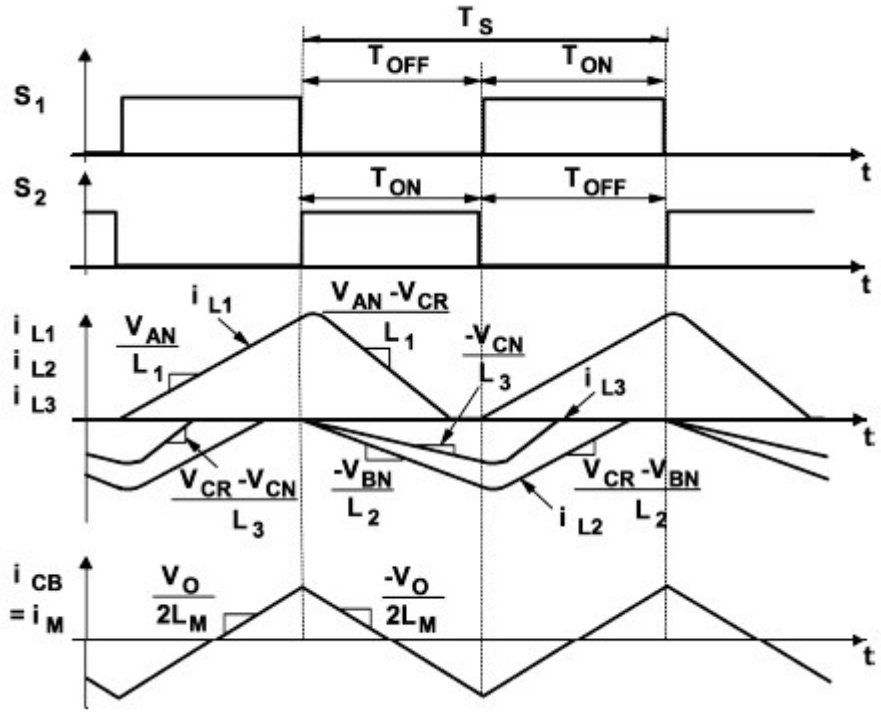


Figura 5.6. Formas de onda del Taipei Rectifier cuando $V_{AN} > 0$, $V_{BN} < 0$ y $V_{CN} < 0$

En tercer lugar, como se puede ver en la Figura 5.6, S_1 y S_2 trabajan en fase complementaria con aproximadamente el 50% del ciclo de trabajo y con un pequeño periodo muerto entre la conmutación del S_1 y S_2. Gracias a esto, S_1 y S_2 consiguen conmutar a tensión cero, ZVS (Zero-voltage switching).

Sin embargo, para mantener el ZVS ante una entrada variable de tensión o ante una variación de carga, el rectificador debe emplear una frecuencia de conmutación variable. La frecuencia mínima se establece con carga completa y la mínima tensión de entrada, mientras que la frecuencia máxima se establece cuando la carga es mínima y la tensión de entrada es máxima.

Finalmente, como en cualquier DCM *Boost Rectifier* en el que la corriente de entrada no es detectada, es también obtenida naturalmente estableciendo el ancho de banda de control de la tensión de salida mucho más bajo que la frecuencia de línea, es decir, manteniendo el periodo de conmutación T_s virtualmente constante durante el ciclo. Con periodo de conmutación constante, los picos de las corrientes por las inductancias son proporcionales con las correspondientes tensiones de fase.

Por tanto, con una corriente con forma de onda triangular, la frecuencia lineal de la distorsión de la corriente media es predominantemente causada por el tercer armónico.

Gracias a que el tercer armónico de la corriente no puede circular por un sistema de tres cables, solo puede circular a través de los condensadores C_a, C_b y C_c, con lo que se consigue que no afecte al circuito de potencia.

Teniendo en cuenta que el resto de armónicos contribuyen menos del 1% en el *THDi*, se consigue reducir considerablemente los ruidos provocados por los armónicos.

5.4 ESPECIFICACIONES PREVISTAS

Para finalizar con este apartado, y antes de pasar al diseño del circuito, se deja constancia, a continuación, de las especificaciones iniciales con las que se va a trabajar en este proyecto.

- Tensión de línea V_{LLrms} = 170-400 $\hat{V}$ +- 15%
- Frecuencia f = 50 Hz +- 5%
- Tensión de salida V_o = 1kV +- 10 %
- Rizado de la tensión de salida $\Delta V_o < 10\% V_o$
- Factor de potencia PF > 0,9
- Distorsión de corriente de línea THDi < 20%
- La potencia total convertida será 3 kW.

Como en cualquier proyecto de este tipo, estas especificaciones son las iniciales, que pueden sufrir cambios a lo largo del diseño debido a problemas de diversos tipos.

6 DISEÑO, CÁLCULO Y DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUTO

6.1 CALCULOS INICIALES

Se evalúa el comportamiento del convertidor TAIPEI para un circuito de P_o = 3 kW, diseñado para operar con una tensión de línea V_{LLrms} = 398 V, 50 Hz y una salida V_o = 1 kV.

En la referencia [1], y a partir de la Ecuación (6.1) se obtiene la ganancia en tensión:

$$M = \frac{V_o}{\hat{V}_{iN}} \qquad \hat{V}_{iN} = \sqrt{2}V_{iNrms} = 325 \text{ V} \qquad \Rightarrow \qquad M = 3{,}077 \tag{6.1}$$

Como 1,1 < M < 6 [1], la frecuencia de conmutación se puede aproximar por la expresión:

$$f_s \cong \frac{3V_o^2}{8L_i MP_{in}} \cdot \frac{0{,}48}{M - 0{,}92} \tag{6.2}$$

Suponiendo una frecuencia f_s = 50 kHz y un η = 100%, se obtiene el valor de las inductancias $L = L_1 = L_2 = L_3$ = 180 µH.

$$P_o = 3 \text{ kW},\ V_o = 1 \text{ kV} \Rightarrow I_o = 3 \text{ A}, \text{ R} = 333{,}33\ \Omega \tag{6.3}$$

6.2 SIMULACIÓN INCIAL

6.2.1 Entorno de simulación

Para realizar la simulación, se utiliza el software llamado OrCAD.

OrCAD es un software comercial compuesto por una serie de herramientas que facilitan el diseño de circuitos electrónicos. Permite dibujar esquemas de circuitos eléctricos, realizar la simulación del comportamiento del circuito y obtener las placas del circuito impreso equivalente.

En este caso, solo se va a utilizar las dos primeras aplicaciones. Se usará OrCAD Capture para dibujar el esquema de nuestro circuito electrónico y OrCAD Pspice para su simulación.

Para la realización de la PCB, se utilizará otro software que posteriormente será descrito.

6.2.2 Simulación a frecuencia de conmutación constante

En la Figura 6.1 se puede ver el esquema de nuestro circuito, dibujado en OrCAD capture, para su posterior simulación.

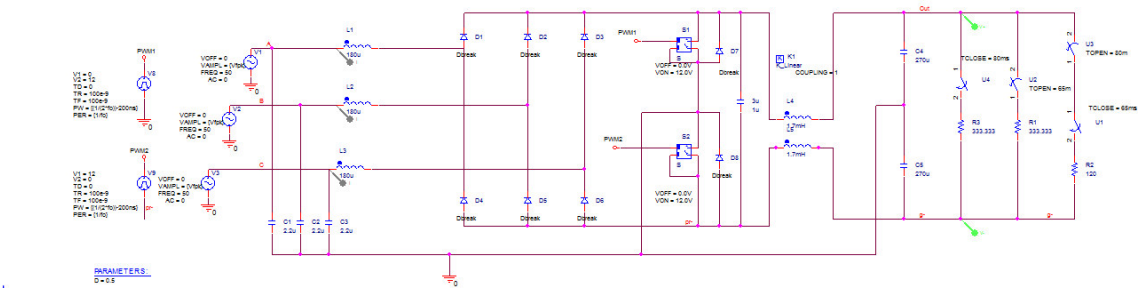


Figura 6.1. Conexionado del rectificador trifásico

A partir de los resultados del diseño, se procede a su simulación. Como se observa en la Figura 6.1, inicialmente se simula con señales PWM de frecuencia constante.

Los resultados más representativos de esta simulación pueden observarse en las Figuras 6.2, 6.3, 6.4, 6.5 y 6.6.

En la Figura 6.2, se muestra las formas de onda de las tensiones de cada fase (V_A, V_B y V_C), así como las formas de onda de las intensidades a través de las inductancias L_1, L_2 y L_3.En este caso,i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} se encuentran multiplicadas por cinco, para una mejor visualización.

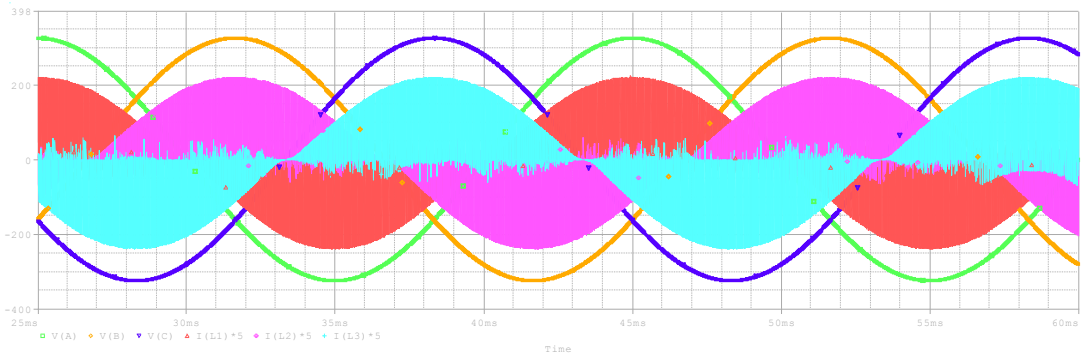


Figura 6.2. Formas de onda de V_A, V_B, V_C, así como i_{L1}, i_{L2} e i_{L3} multiplicadas por cinco

En la Figura 6.3, se muestran con mayor detalle las formas de onda de las intensidades a través de las inductancias.

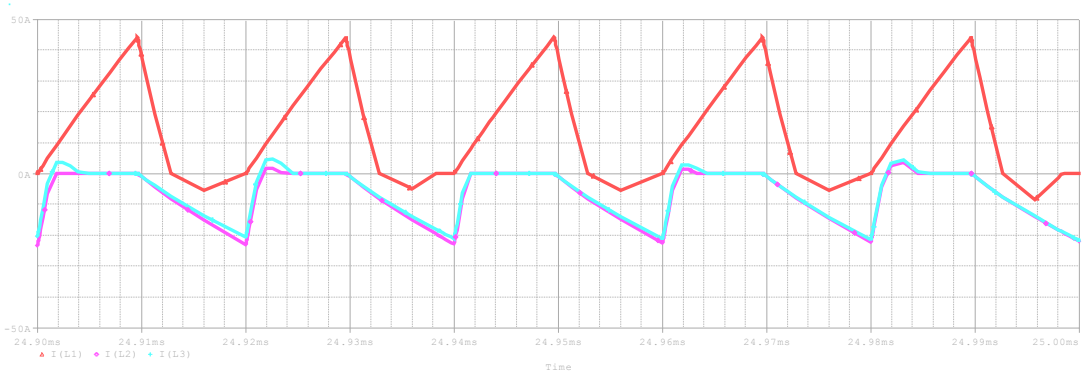


Figura 6.3. Formas de onda de i_{L1}, i_{L2} e i_{L3}

En la Figura 6.4 se muestra la tensión de puerta y corriente por el interruptor S1 (i_s + i_D). Ahí se observa perfectamente la conmutación a ZVS.

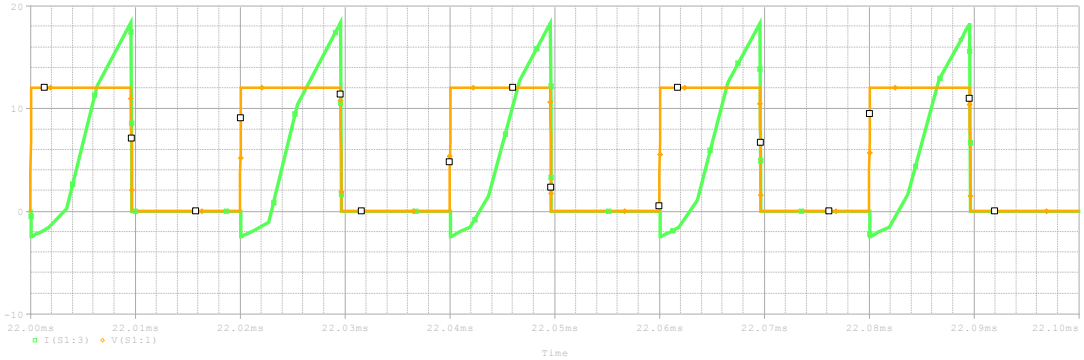


Figura 6.4. Comprobación del ZVS

A continuación, se muestra la tensión de salida ante diferentes variaciones de carga.

En la Figura 6.5, se realiza una variación de carga 333,33 Ω a 666,66 Ω, entre los tiempos 60 y 65 ms.

Durante ese periodo de tiempo se observa que, ante un crecimiento en la carga, se produce su correspondiente crecimiento en la tensión de salida.

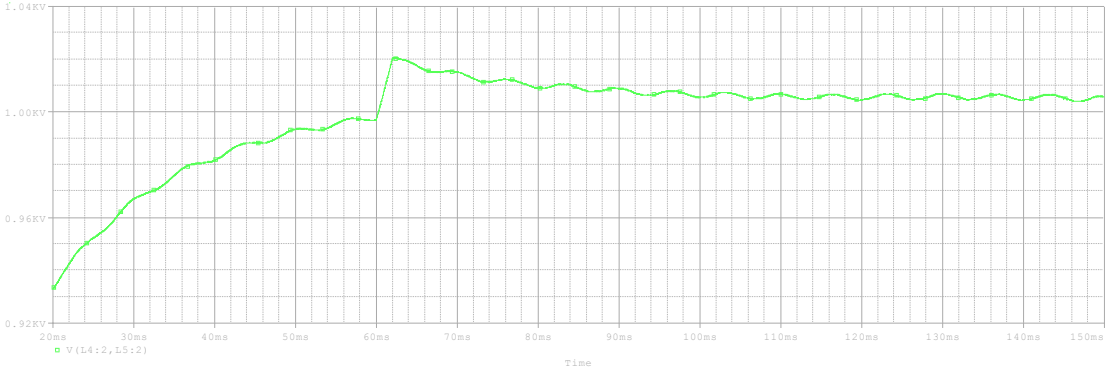


Figura 6.5. Tensión de salida ante variación de carga 1

En la Figura 6.6 se realiza otra variación de carga, pero en este caso se hace una reducción de la misma. Durante el mismo periodo de tiempo que en el caso anterior, la carga pasa de 333,33 Ω a 120 Ω.

En este caso se observa el comportamiento inverso. Ante una reducción en la carga, se produce una reducción en la tensión de salida.

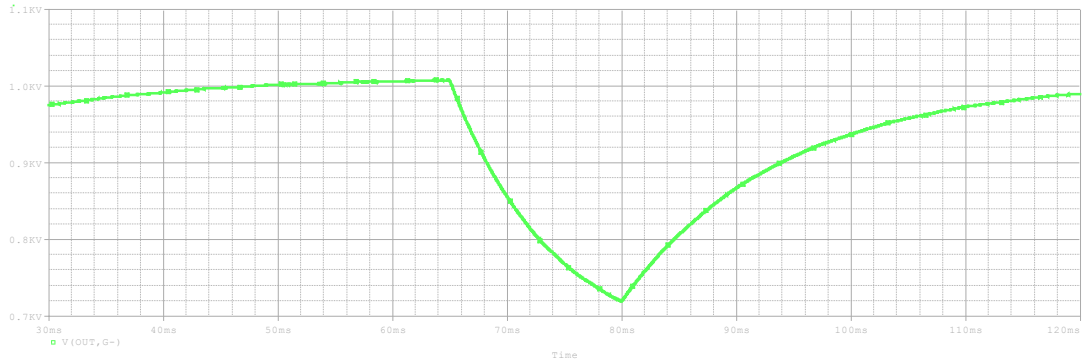


Figura 6.6. Tensión de salida ante una reducción de la carga

6.2.3 Simulación a frecuencia de conmutación variable

Para simular la frecuencia variable, se realiza mediante el modelado del comportamiento de un VCO, referencia [2].

El modelado del VCO puede observarse en la Figura 6.7.

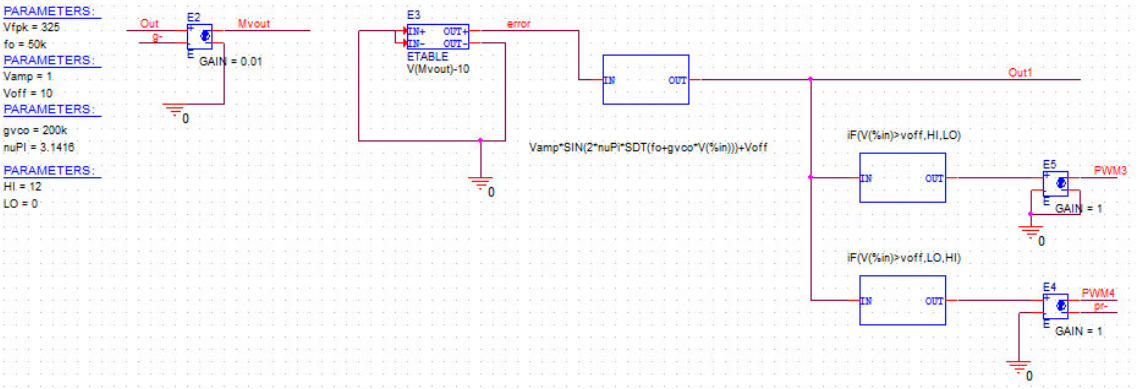


Figura 6.7. Modelado del VCO

Inicialmente, se procede a simular con una frecuencia de oscilación de 50kHz.

En la Figura 6.8 se muestra la tensión de salida (V_{out}), i_R *50, i_{L1}*5, i_{L2}*5, i_{L3}*5 ante una variación de carga de 333,33 Ω a 120 Ω entre los tiempos 65 ms a 80ms.

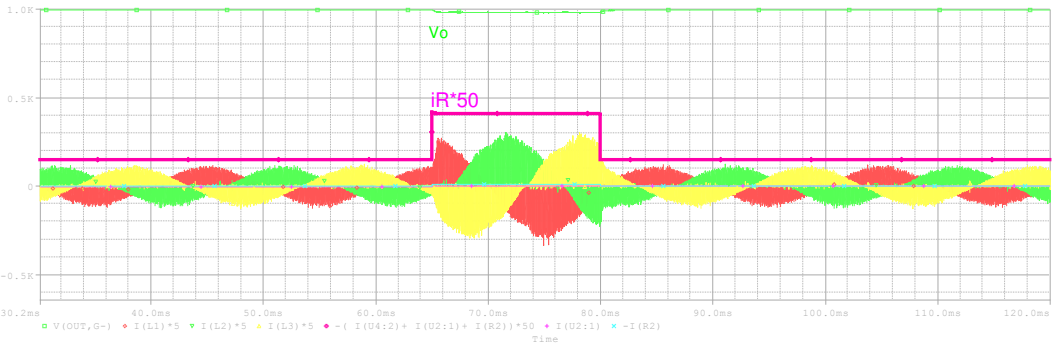


Figura 6.8. Formas de onda ante reducción de carga con frecuencia de conmutación variable

En la Figura 6.9 se muestra, cómo ante una variación de carga, la potencia sufre una variación aún mayor.

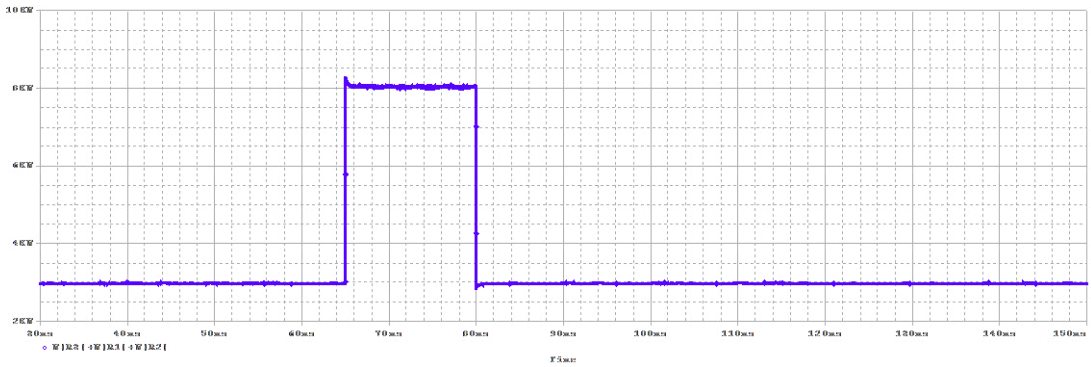


Figura 6.9. Potencia de salida durante la variación de carga

En las Figuras 6.10 y 6.11 se muestran las corrientes por los diferentes diodos del circuito.

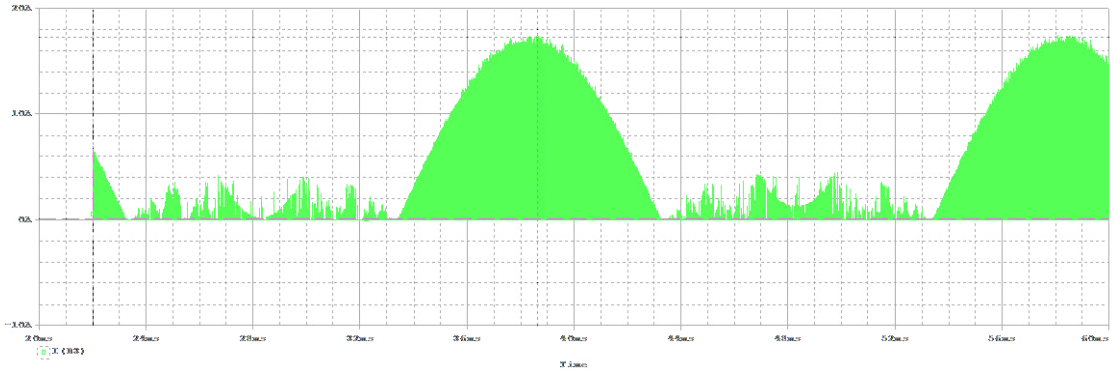


Figura 6.10. Corriente a través de D3

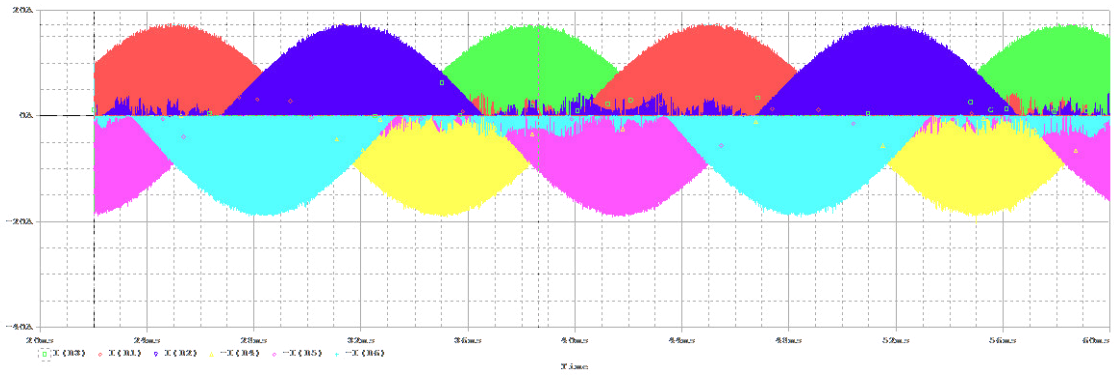


Figura 6.11. Corriente a través de los seis diodos

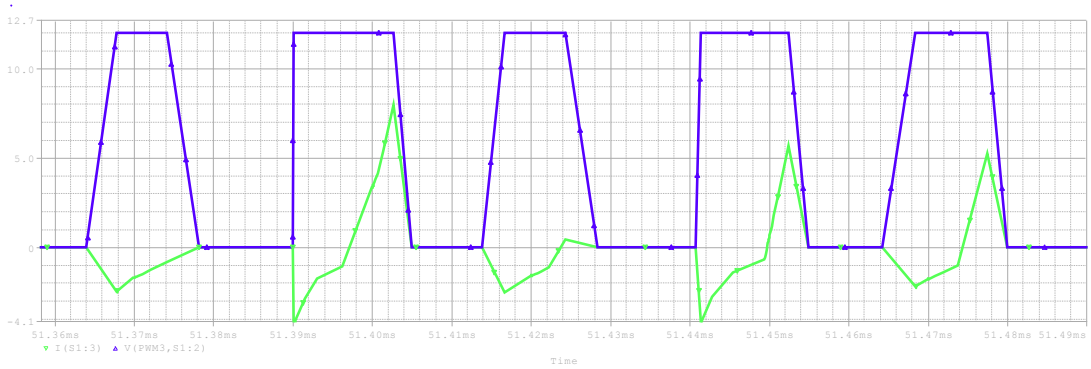


Figura 6.12. Tensión de puerta y corriente por el interruptor ($i_s + i_D$) ($I_{máx}$=8A)

En estas condiciones, que se pueden considerar nominales, se observa y se comprueba que tiene un buen comportamiento.

6.3 SIMULACIÓN DE CASOS EXTREMOS DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Para probar el comportamiento del circuito trabajando fuera de las condiciones nominales, se observa su comportamiento en el peor de los casos. Se hacen varias simulaciones variando la frecuencia de oscilación.

6.3.1 Frecuencia de conmutación muy baja

En primer lugar, se pone una frecuencia de oscilación muy baja, de 30kHz.

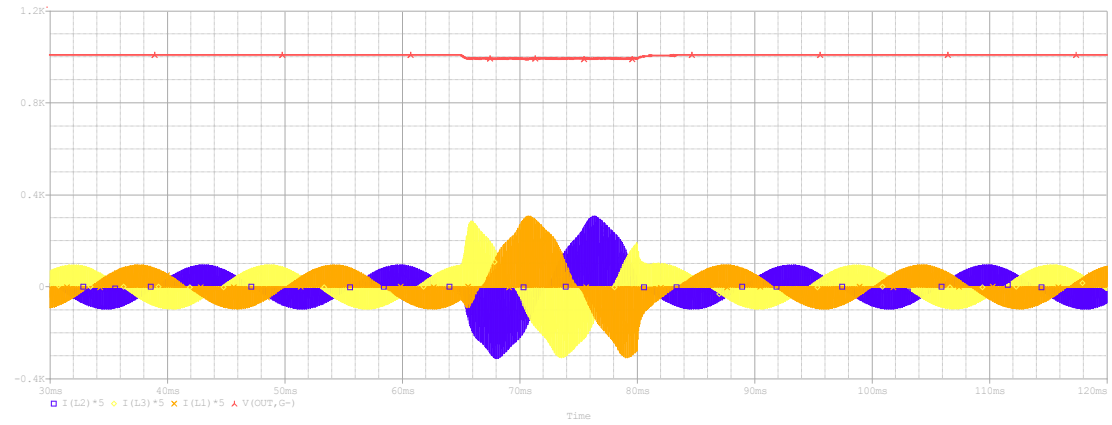


Figura 6.13. Tensión de salida e intensidades por las inductancias multiplicadas por cinco.

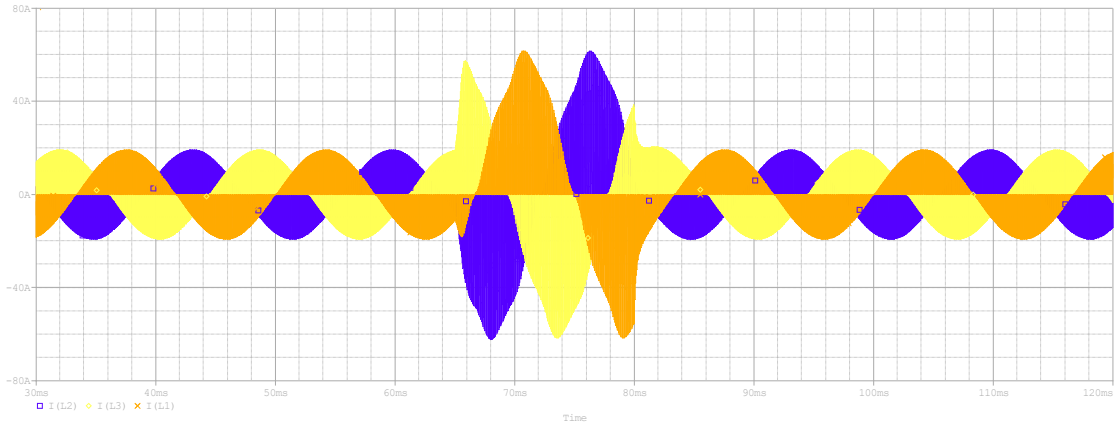


Figura 6.14. Intensidad a través de L_1, L_2, y L_3

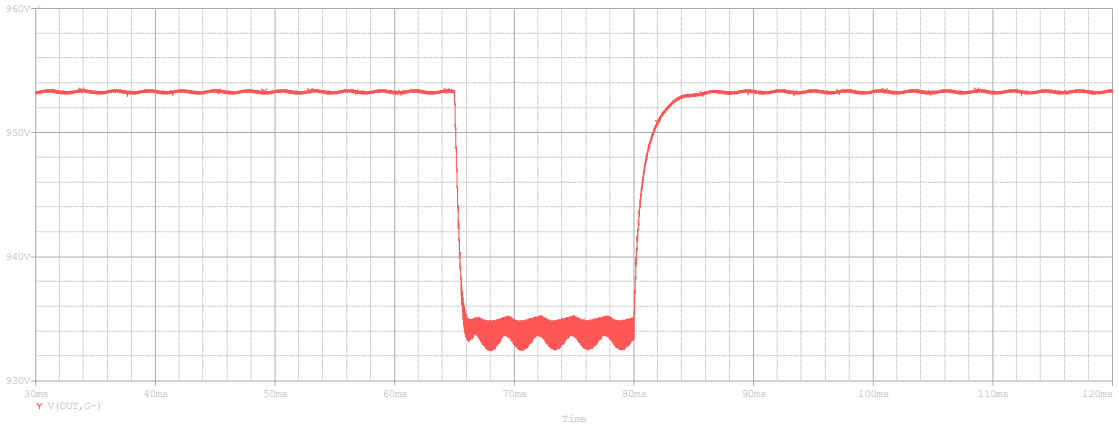


Figura 6.15. Tensión de salida

En las Figuras 6.13 a 6.15, se pueden observar las gráficas más representativas del comportamiento del circuito, siendo la Figura 6.13 la que muestra la relación de magnitudes existente entre las Figuras 6.14 y 6.15.

En todas ellas, se puede observar un buen comportamiento del circuito, aunque- como es de esperar- algo peor que cuando trabaja con las condiciones nominales.

Se observa que, al reducir el valor de la frecuencia de oscilación, aumentan las intensidades a través de las inductancias de entrada.

Para una f_o=30kHz, la intensidad máxima ante una variación de carga a 120 Ω es de en torno a 56A; En el caso de no producirse esta variación de carga, la intensidad máxima es de en torno a 20A.

6.3.2 Frecuencia de conmutación muy alta

En este caso, se realiza la simulación del extremo opuesto. Ahora se trabaja con una frecuencia de conmutación de 140kHz.

En las Figuras 6.16 a 6.18 se vuelven a representar los parámetros más interesantes del comportamiento del circuito.

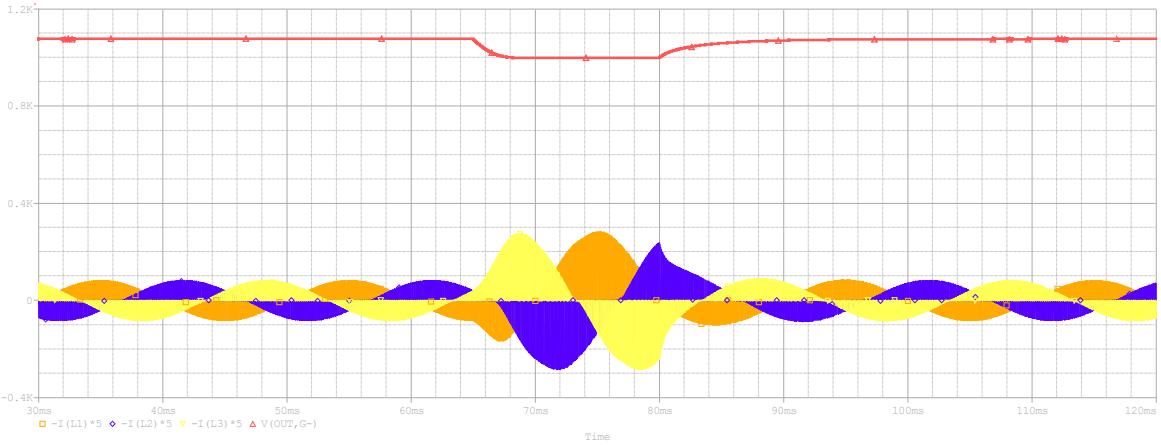


Figura 6.16. Intensidades por las inductancias multiplicadas por cinco y tensión de salida

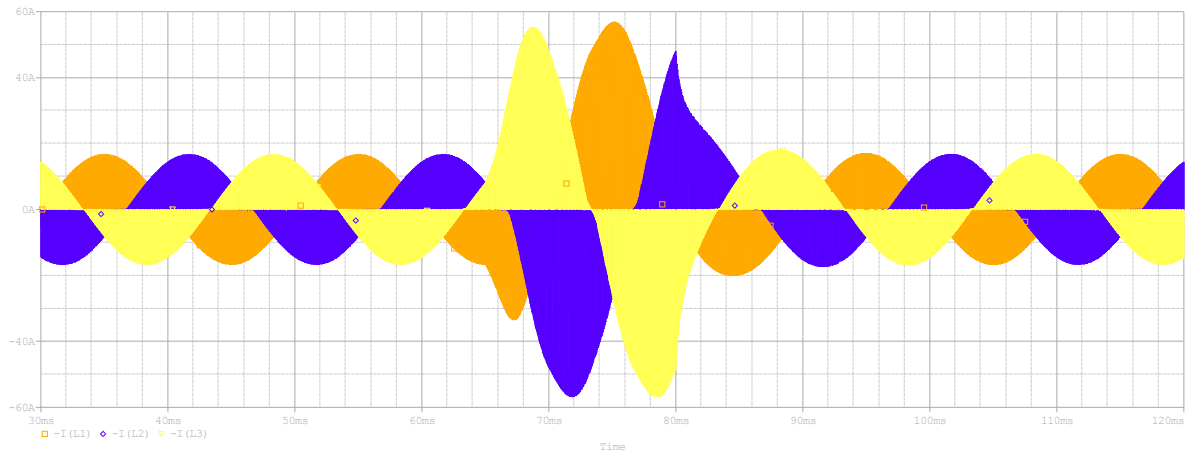


Figura 6.17. Intensidades a través de L_1, L_2 y L_3

Como se puede observar en la Figura 6.16 y más de cerca en la Figura 6.17, las corrientes a través de las inductancias son, como se esperaba, algo menores.

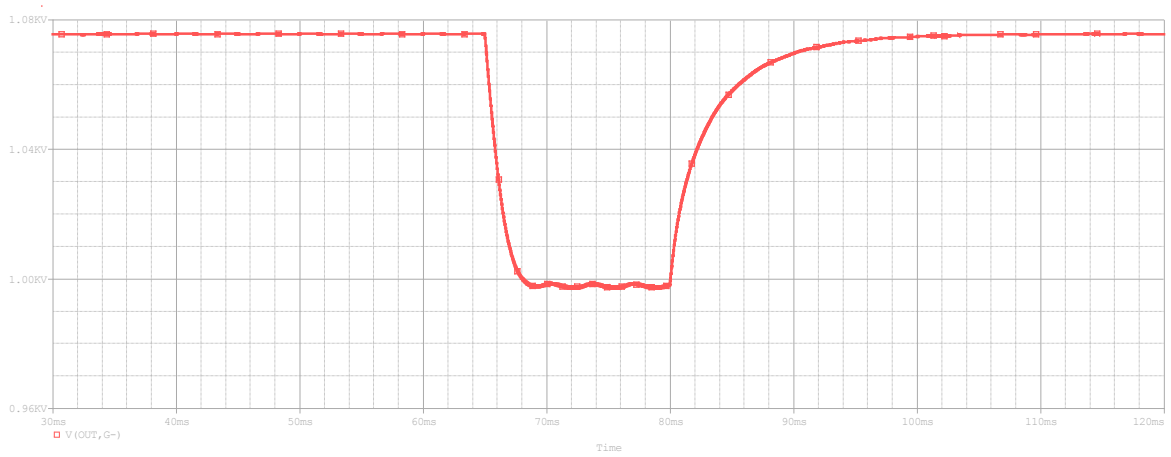


Figura 6.18. Tensión de salida

En cuanto a la tensión de salida (Figura 6.18), presenta un comportamiento similar al caso anterior, con una forma de onda muy similar, pero en este caso presenta valores superiores de tensión.

6.4 SIMULACIÓN DE CASOS EXTREMOS DE TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN

Como bien es sabido, no en todos los países hay el mismo sistema de alimentación que en Europa, por lo que se va a hacer un estudio de comportamiento en los casos extremos de alimentación.

6.4.1 Alimentación de trabajo máxima

En primer lugar, se realizan las simulaciones con la que se considera tensión de alimentación máxima, que es de 260V.

En cuanto a la frecuencia de oscilación, se elige el valor máximo (140kHz). Se elige este valor de frecuencia con el fin de comprobar si con la máxima tensión de alimentación y máxima frecuencia de oscilación se producen las mínimas corrientes y transformaciones de potencia.

Como en los casos anteriores, en las Figuras 6.19 a 6.21 se pueden observar los datos más representativos.

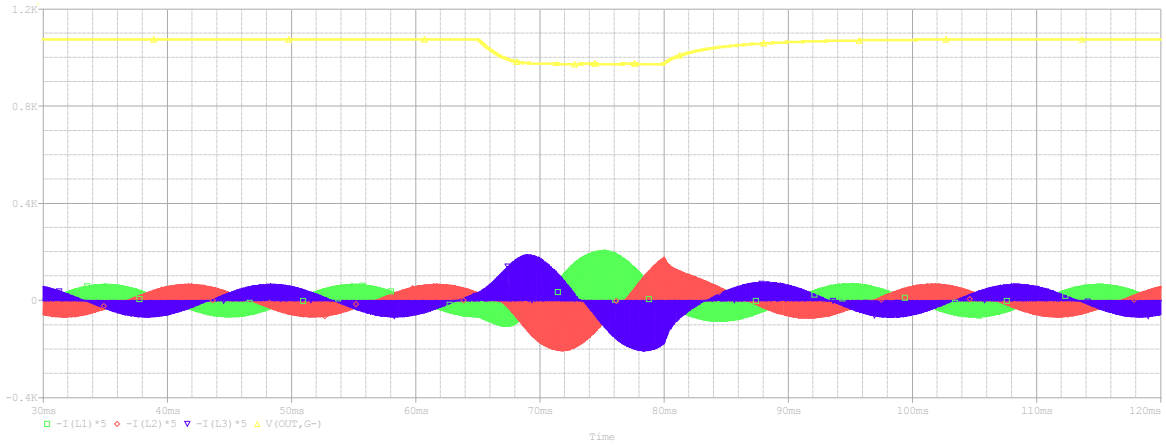


Figura 6.19. Corrientes, multiplicadas por cinco, a través de L_1, L_2, y L_3 y tensión de salida

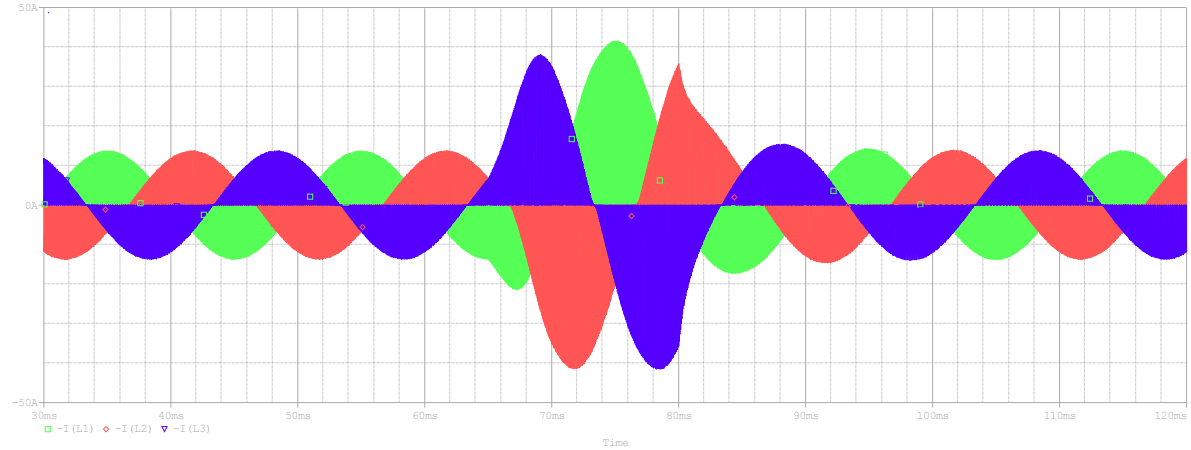


Figura 6.20. Corriente a través de L_1, L_2, y L_3

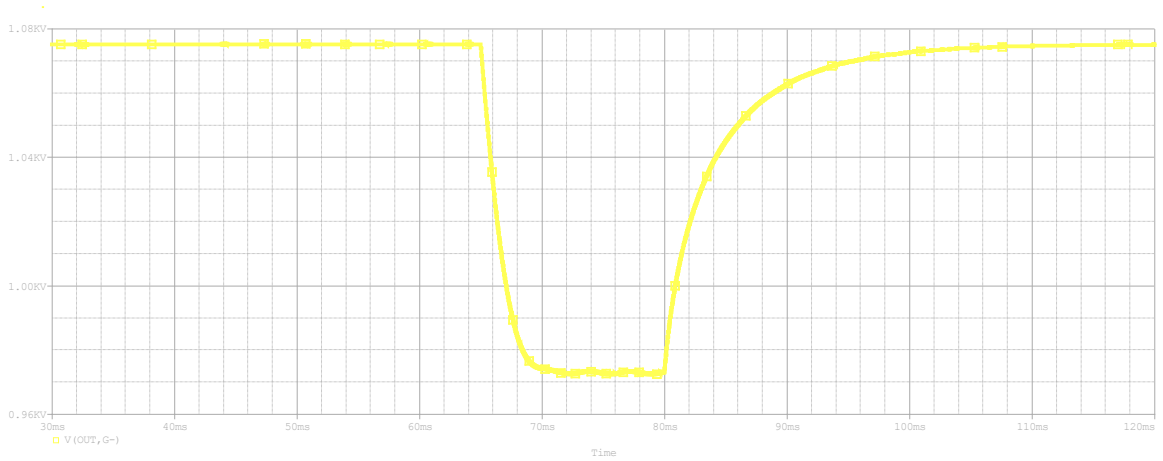


Figura 6.21. Tensión de salida

Como se puede observar en la Figura 6.21, el comportamiento de la tensión de salida es similar al comportamiento con condiciones iniciales, apreciándose pocas variaciones.

En cuanto a las intensidades a través de las inductancias, en la Figura 6.20 se observa que son de menor valor.

Durante el comportamiento en régimen permanente, se tiene una intensidad de pico de 12,7 A, mientras que, en condiciones nominales, este valor es cercano a 20 A.

A continuación, se va a calcular un parámetro del que no se ha hablado hasta ahora, la transformación de potencia, o la potencia que es transformada por el circuito.

Para ello, se toma un punto de máxima tensión de fase y se observa, en ese punto, la intensidad por la inductancia.

Al trabajar en DCM, la forma de onda es un triángulo, en el que la base es tiempo, la altura es la intensidad máxima y el periodo de tiempo desde la base hasta la máxima altura, es el periodo de ON, como se muestra en la Figura 6.22.

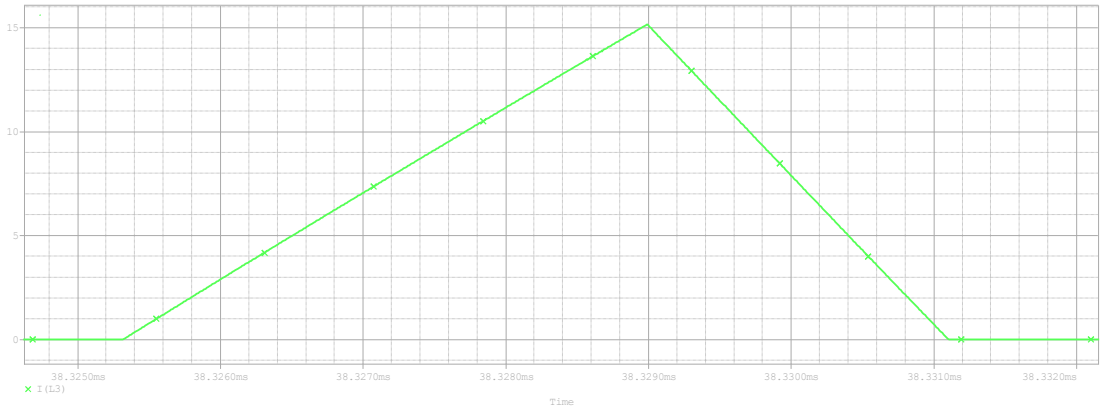


Figura 6.22. Ampliación de la intensidad a través de L_3

Sabiendo esto, se calcula el área del triángulo:

$$Area = \frac{base*altura}{2} = \frac{6\mu*15{,}122}{2} = 45{,}367\mu(s*A) \quad (6.4)$$

A continuación, se divide por el periodo de conmutación, obteniendo la intensidad media:

$$I_{med} = \frac{Area}{T} = 45{,}367\mu * 140k = 6{,}35A \quad (6.5)$$

Hecho esto, se multiplica este valor por la tensión máxima de fase, obteniéndose la potencia transformada para una fase:

$$P_{fase} = I_{med} * V_{fase} = 2{,}35kW \quad (6.6)$$

Por último, se realizan los cálculos para pasarlo a trifásica:

$$P_{Total} = \frac{2{,}35k*3}{2} = 3{,}53kW \quad (6.7)$$

Para la máxima tensión de entrada y la máxima frecuencia de oscilación, tendremos la mínima transformación de potencia, como comprobaremos en cálculos posteriores.

6.4.2 Alimentación de trabajo mínima con carga nominal

En el extremo opuesto se encuentra la simulación con alimentación de 170V y una frecuencia de oscilación de 30 kHz.

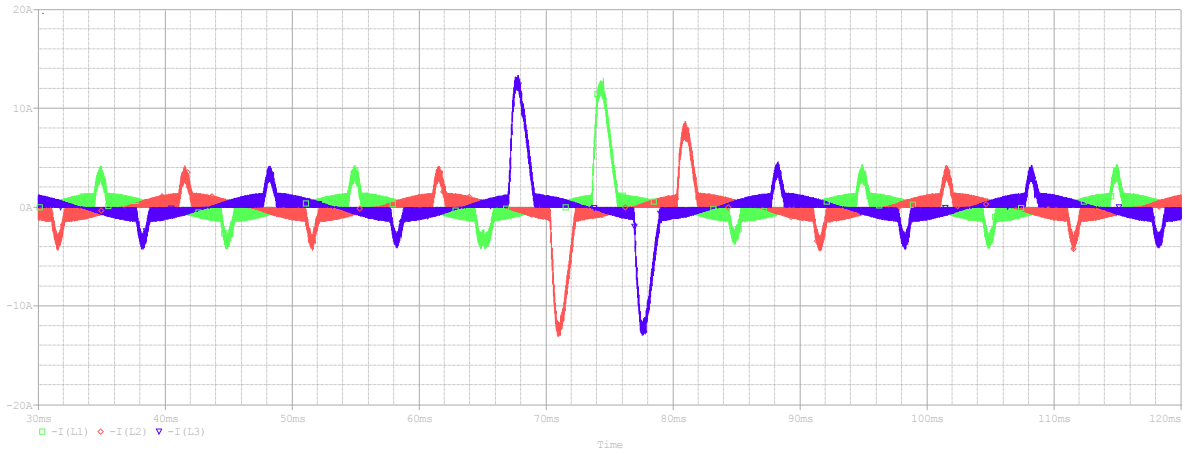


Figura 6.23. Intensidades a través de L_1, L_2 y L_3

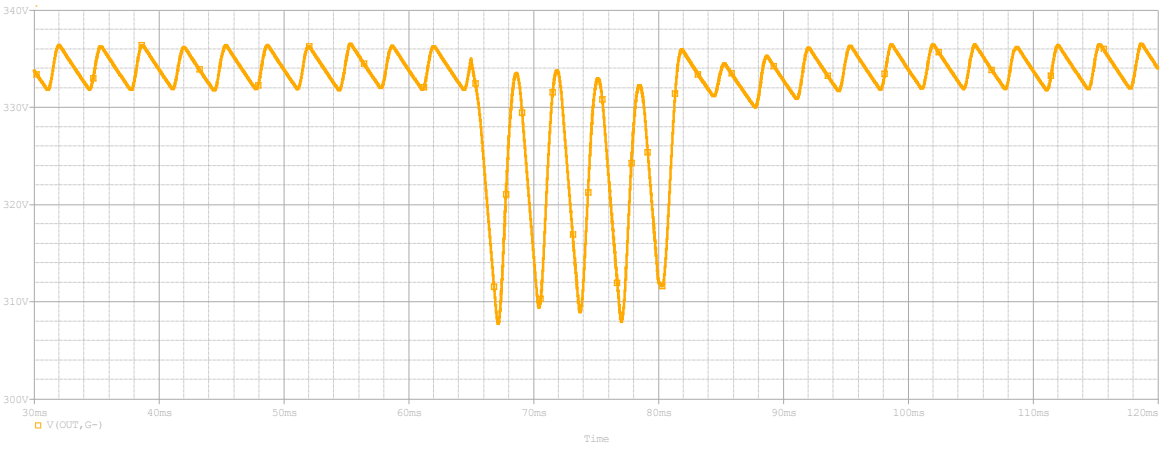


Figura 6.24. Tensión de salida

Como se puede observar en las Figuras 6.23 y 6.24, los resultados no son los esperados. Tanto la tensión de salida como las intensidades a través de las inductancias son malas.

La tensión de salida no llega a los valores deseados, quedándose oscilando entre valores en torno a 335 V en lo que debería ser régimen permanente, y bajando hasta los 310 V con la reducción de la carga a los 120Ω, como se aprecia en la Figura 6.24.

Esto es debido a que sería necesaria una elevada potencia para que el rectificador consiga hacer la acción de rectificación de manera correcta. En la Figura 6.23 puede verse como ésta acción no se realiza correctamente, lo que provoca el comportamiento observado en la Figura 6.24 y que la tensión de salida sea bastante inferior a 1000V

Debido al mal funcionamiento, en este caso no es posible calcular la transformación de potencia, pero se supone que en este caso se produce la máxima transformación.

6.4.3 Alimentación de trabajo mínima con carga superior a la nominal

Ante el mal comportamiento del circuito, se decide aumentar el valor de la carga con el fin de reducir la potencia transformada, y que así funcione correctamente la acción de rectificación.

Al aumentar la carga, se conseguirá hacer funcionar correctamente la acción rectificadora, pero no se conseguirá la tensión de salida deseada. Se conseguirán valores inferiores a ésta.

Para encontrar el valor mínimo de carga con el que el circuito cumple la acción de rectificación nos volvemos a poner en el peor de los casos. Esto es con la alimentación mínima (170V) y con la frecuencia de oscilación también mínima (30 kHz).

A partir de las simulaciones realizadas, se llega a la conclusión de que para una correcta acción rectificadora se necesita una carga de al menos 660Ω.

En la Figura 6.25 se puede observar como las formas de las intensidades a través de las inductancias vuelven a ser similares a las anteriores, con la diferencia de que en este caso no llegan ni a 2 A de valor de pico, debido a la mencionada reducción de potencia que se produce.

Debido a esto, y como puede observarse en la Figura 6.26, la tensión de salida tiene un valor bastante inferior al esperado, y además parece que tarda bastante en estabilizarse. El valor en torno al que se estabiliza es de 370V.

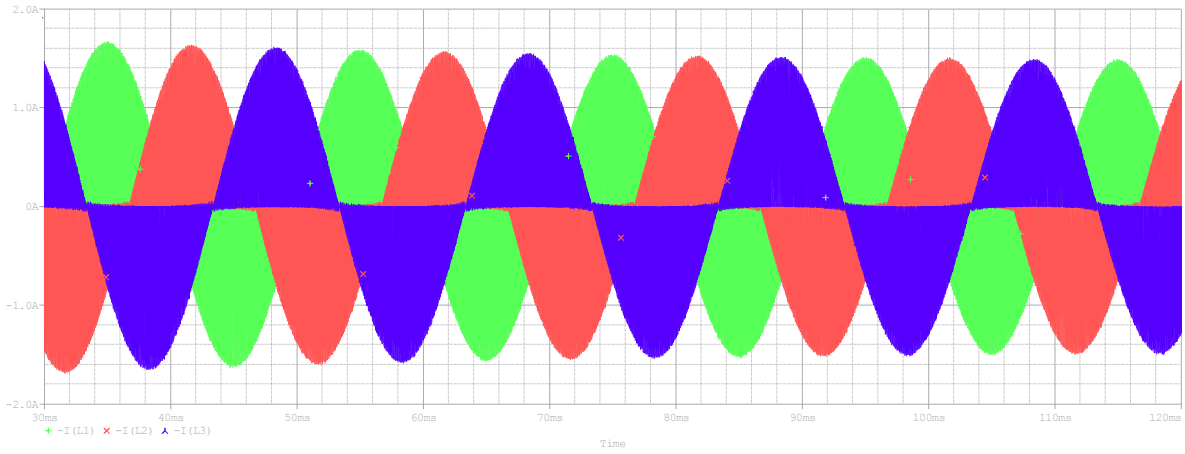


Figura 6.25. Corrientes a través de L_1, L_2 y L_3

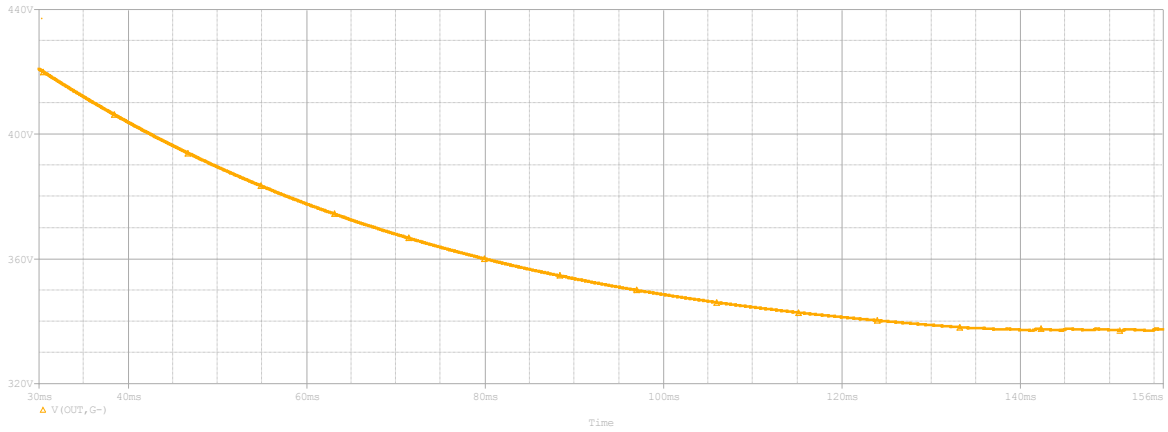


Figura 6.26. Tensión de salida

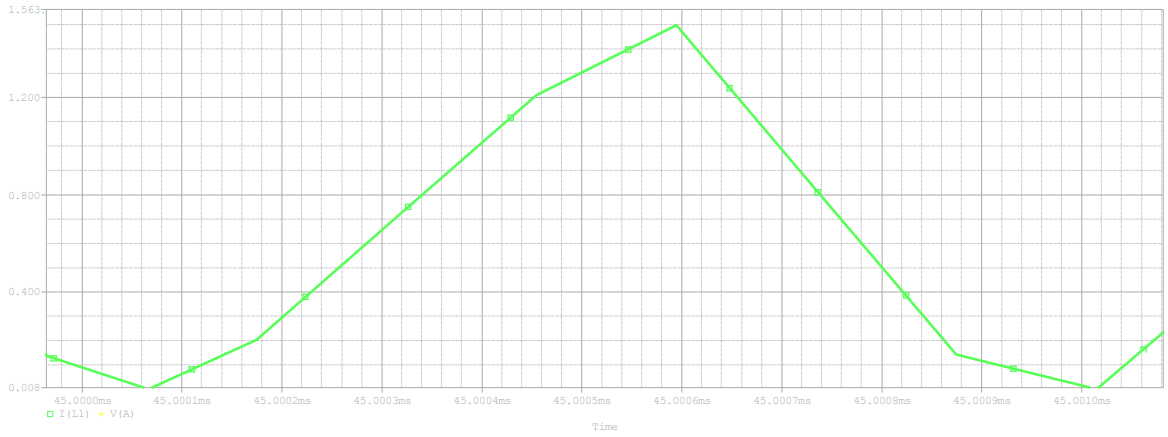


Figura 6.27. Ampliación de la intensidad a través de L1

De la misma manera que se ha hecho anteriormente, y fijándonos en la Figura 6.27, se calcula la transformación de potencia, empezando por el área del triángulo ésta Figura:

$$Area = \frac{base*altura}{2} = \frac{1\mu*1{,}4802}{2} = 740{,}1\ n(s*A) \tag{6.8}$$

A continuación, se divide por el periodo de conmutación, obteniendo la intensidad media:

$$I_{med} = \frac{Area}{T} = 740{,}1n\ *30k = 22{,}2\ mA \tag{6.9}$$

Hecho esto, se multiplica este valor por la tensión máxima de fase, obteniéndose la potencia transformada para una fase:

$$P_{fase} = I_{med} * V_{fase} = 3{,}77\ W \tag{6.10}$$

Por último, se realizan los cálculos para pasarlo a trifásica:

$$P_{Total} = \frac{3{,}77*3}{2} = 5{,}66\ W \tag{6.11}$$

Como se puede observar, la potencia que se transforma en este caso es ampliamente inferior a los valores de potencia con los que estábamos trabajando anteriormente.

Ese gran descenso es, como se dijo anteriormente, debido a la necesidad de ampliar el valor de la carga con el fin de que siguiera funcionando la acción rectificadora con la tensión de alimentación mínima.

En la simulación se han obtenido estos resultados, pero debido a la complejidad de esta simulación, se desconoce si estos resultados se verán reflejados en la realidad o si por el contrario presentara una respuesta diferente.

Esto se podrá comprobar con los resultados experimentales que se obtengan.

6.4.4 Alimentación máxima

Como consecuencia de haber encontrado (con los valores de resistencia e inductancia nominales) un límite inferior a partir del cual la rectificación deja de funcionar correctamente, se ve necesaria la búsqueda del límite superior a partir del cual también deja de funcionar.

Haciendo varias simulaciones se encuentra ese límite, como puede observarse en las Figuras 6.28, 6.29 y 6.30.

Estas simulaciones han sido hechas para un valor de alimentación de 780 V y una frecuencia de oscilación de 3 kHz.

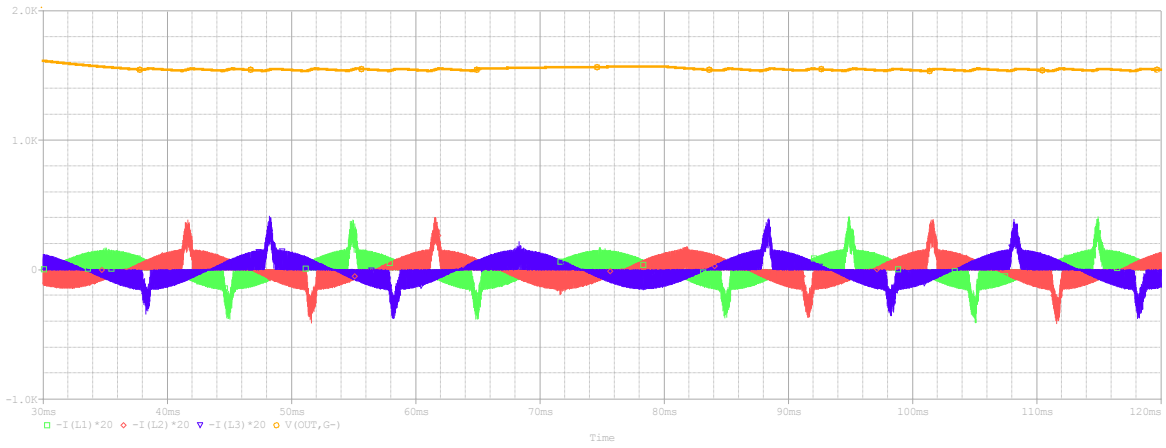


Figura 6.28. Tensión de salida e intensidades a través de las inductancias, multiplicadas por veinte

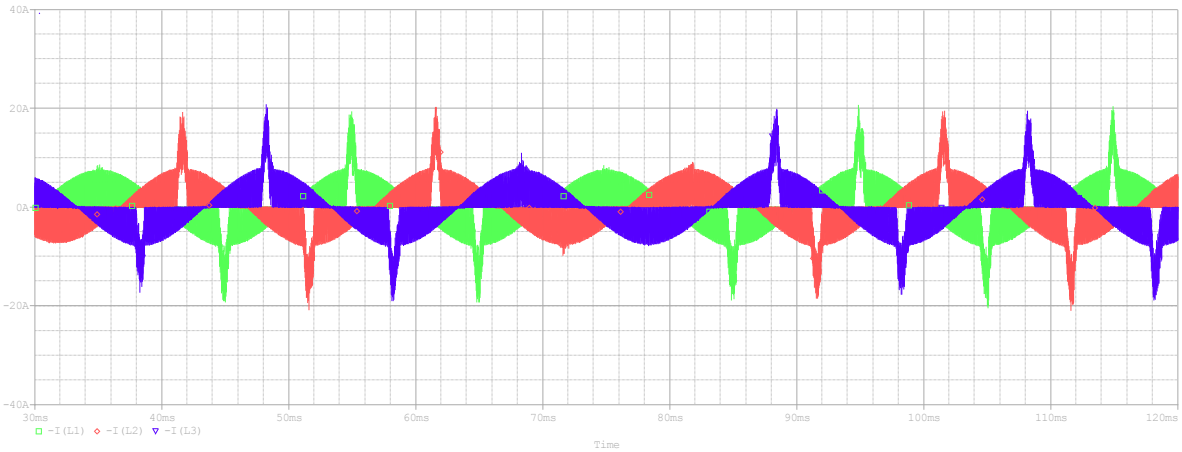


Figura 6.29. Intensidades a través de L_1, L_2 y L_3

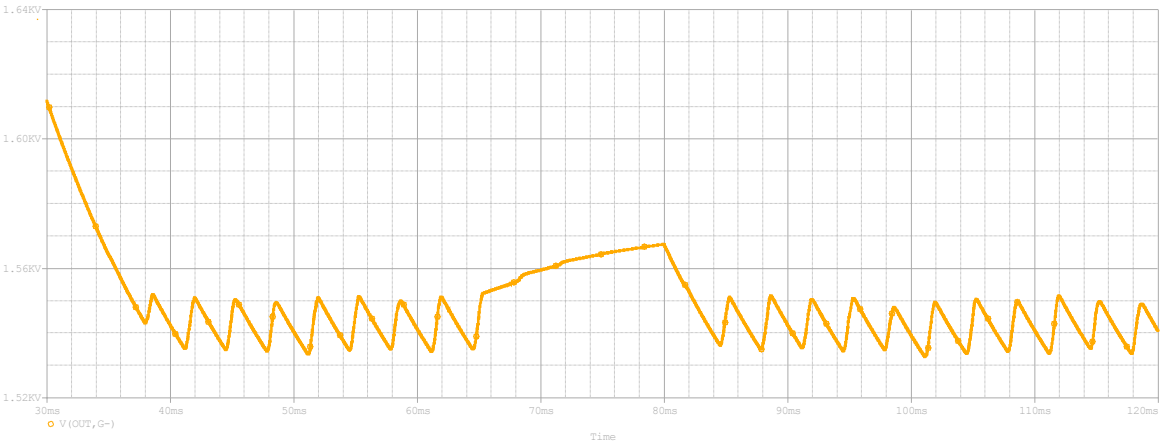


Figura 6.30. Tensión de salida

Como en las Figura 6.29 y 6.30, se puede observar que, como en el epígrafe en el que se encontraba el límite inferior, la etapa de rectificación no funciona correctamente.

Y esto, de nuevo, vuelve a provocar un mal funcionamiento en la tensión de salida, observándose en este caso una oscilación constante en torno a 1,54 kV.

La parte más estabilizada que se observa en la Figura 6.30 corresponde a un periodo de variación de carga, en el que ésta tiene el valor de 660 Ω. Con esto se demuestra que, volviendo a aumentar el valor de la carga, el límite de alimentación se haría menos restrictivo, pero en este caso no se considera necesario.

6.5 REDISEÑO DEL CIRCUITO

Debido a los dispares valores de transformación de potencia, se vuelve a diseñar el circuito, con el fin de ajustar éste parámetro a los 3kW de partida.

Para poder cumplir las especificaciones de funcionamiento con alimentación universal, se debe diseñar el circuito para poder funcionar en el peor de los casos.

En ese caso, la transformación de potencia es tan elevada que no permite el correcto funcionamiento de la rectificación, lo que hace necesario aproximar el valor de transformación de potencia al de 3 kW iniciales.

Si la potencia que debe extraer de la red es de 3kW, para un sistema equilibrado, significa que cada fase debe extraer 1kW.

Sabiendo esto, se procede al cálculo:

$$V_a = 170 * \sin(wt) \;\; V \tag{6.12}$$

$$V_{a_{rms}} = \frac{170}{\sqrt{2}} = 120V \tag{6.13}$$

$$I_{a_{rms}} * V_{a_{rms}} = 1kW \rightarrow \; I_{a_{rms}} = 8{,}5A \tag{6.14}$$

$$I_a = 12 * \sin(wt) \tag{6.15}$$

$$V_{L_{ON}} = 170V \qquad V_{L_{OFF}} = 1000V - 170V = -830V \tag{6.16}$$

$$t_{ON} = \frac{T}{2} = 16{,}7\mu S \tag{6.17}$$

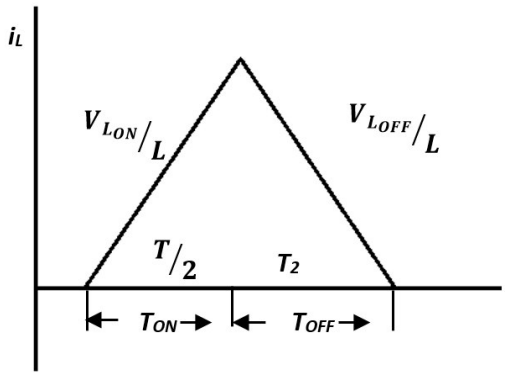


Figura 6.31. Esquema de corriente a través de una inductancia

$$i_{pk} = \frac{V_{L_{ON}}}{L} * \frac{T}{2} \tag{6.18}$$

$$\frac{V_{L_{OFF}}}{L} * \frac{T}{2} = \frac{1}{t_2} \rightarrow \; t_2 = \frac{i_{pk} * L}{V_{L_{OFF}}} \tag{6.19}$$

$$t_2 < \frac{T}{2} \tag{6.20}$$

Hay que comprobar que:

$$Area = \frac{base*altura}{2} = \frac{\left(\frac{T}{2}+\frac{i_{pk}}{V_{L_{OFF}}}\right)*\left(\frac{V_{L_{ON}}}{L}*\frac{T}{2}\right)}{2} \quad (6.21)$$

$$I_{med} = 12 = Area * \frac{1}{T} = \frac{\left(\frac{T}{2}+\frac{i_{pk}}{V_{L_{OFF}}}\right)*\left(\frac{V_{L_{ON}}}{L}*\frac{T}{2}\right)}{2} * \frac{1}{T} \quad (6.22)$$

$$L = L_1 = L_2 = L_3 = 47\mu H \quad (6.23)$$

Ahora,de la misma manera que se ha realizado anteriormente,se vuelve a calcular la potencia transformada con la idea de que se tiene que aproximar a los 3kW para los que hemos diseñado:

$$Area = \frac{base*altura}{2} = \frac{10\mu*23.384}{2} = 116{,}92\mu(s*A) \quad (6.24)$$

A continuación, se divide por el periodo de conmutación, obteniendo la intensidad media:

$$I_{med} = \frac{Area}{T} = 116{,}92\mu * 50k = 5{,}84A \quad (6.25)$$

Hecho esto, se multiplica este valor por la tensión máxima de fase, obteniéndose la potencia transformada para una fase:

$$P_{fase} = I_{med} * V_{fase} = 1{,}9kW \quad (6.26)$$

Por último, se realizan los cálculos para pasarlo a trifásica:

$$P_{Total} = \frac{1{,}9k*3}{2} = 2{,}85kW \quad (6.27)$$

Según estos cálculos, se observa que la potencia transformada no llega a los 3kW deseados, pero se aproxima lo suficiente como para darlos por buenos.

Con estos datos, se procede a rehacer las simulaciones. Los resultados pueden verse entre las Figuras 6.32 y 6.34.

En la Figura 6.32 se pueden ver las corrientes a través de las inductancias, así como la tensión de salida.

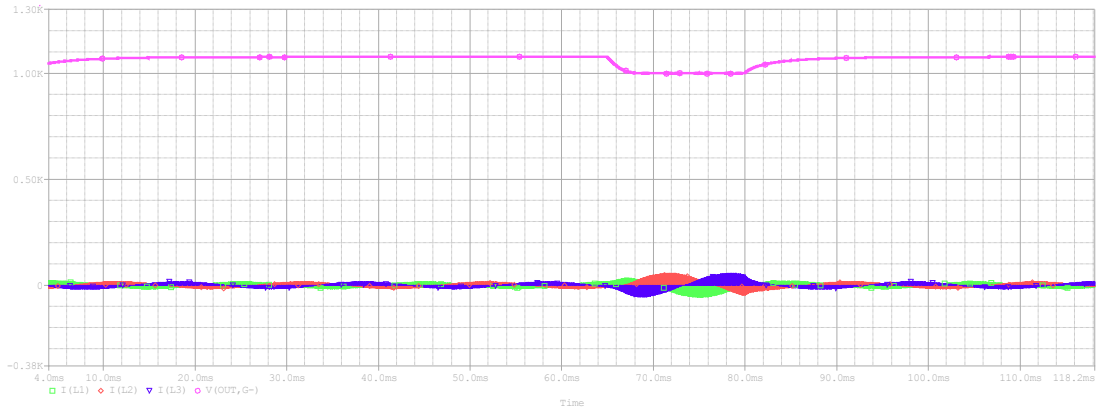


Figura 6.32. Corrientes a través de L_1, L_2, L_3 y V_O

En la Figura 6.33 se puede apreciar más cercanamente las corrientes a través de las inductancias, con un comportamiento lógico según el rediseño que se ha hecho.

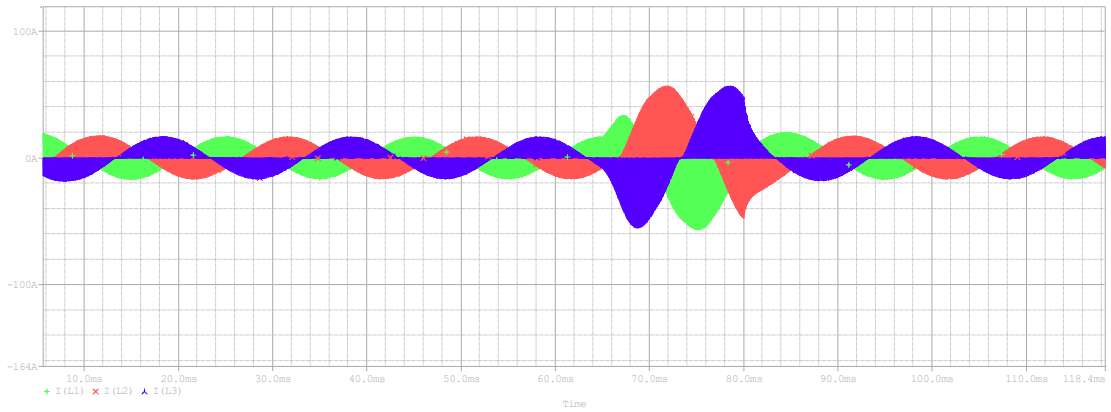


Figura 6.33. Corrientes a través de L_1, L_2 y L_3

Por último, en la Figura 6.34, se puede observar la tensión de salida, que se ajusta al requisito de diseño de 1kV

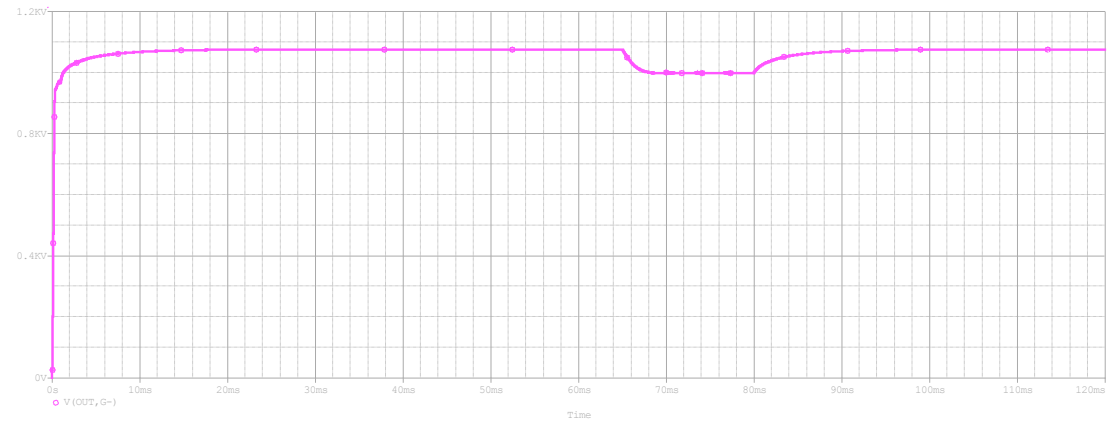


Figura 6.34. Tensión de salida

7 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LAS INDUCTANCIAS

7.1 DISEÑO DE LAS INDUCTANCIAS DE ENTRADA

Uno de los factores más importantes al realizar el diseño de una inductancia es el núcleo con el que se va a realizar, ya que este condicionará el diseño al proporcionar los principales parámetros de este. En este caso se selecciona un núcleo *ETD 59*, con un material magnético *3C90*. Los datos que nos interesan sobre esta combinación de núcleo y material magnético son:

Área de núcleo: A_{Core}=368 mm^2

Flujo de saturación: B_{Sat}=380mT

Para poder diseñar la bobina, debemos de conocer la intensidad máxima que circula a través de ella. Para ello vamos a la simulación de la Figura 6.33 y se obtiene la intensidad que circula en condiciones nominales, y cuando la carga es pequeña o inexistente. Se obtiene que $\hat{I}_{Lnom} = 20\ A$ y que $\hat{I}_{LMax} = 60\ A$.

La frecuencia de trabajo de la bobina será de 50kHz, siendo el valor de diseño de la inductancia de 47µH.

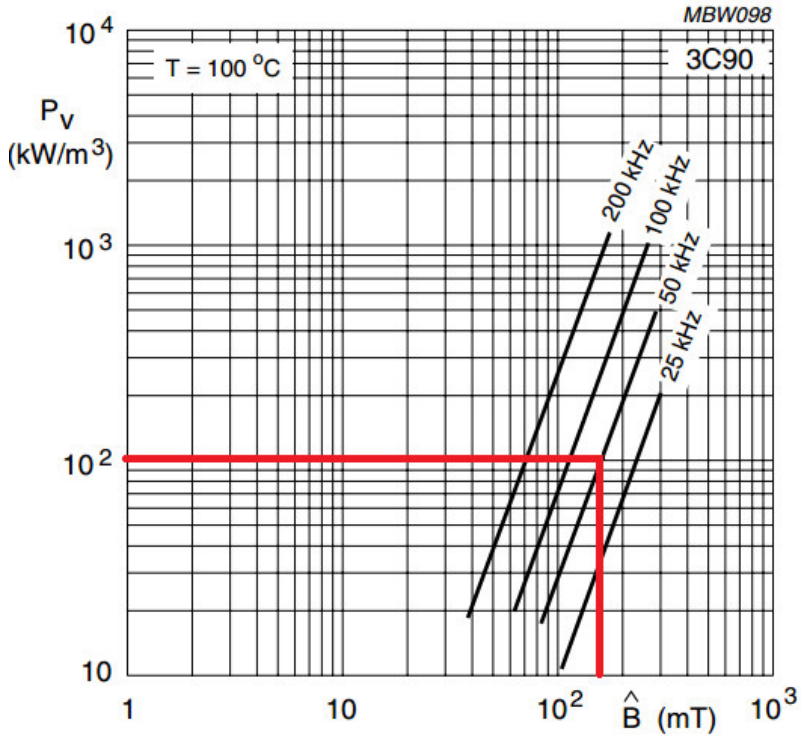


Figura 7.1. Calculo de la inducción máxima

Para evitar un sobrecalentamiento excesivo del núcleo se ha dispuesto que las pérdidas en el núcleo no superen los 100kW/m^3, obteniendo como resultado una inducción máxima de B_{Sat}=170mT, como se puede observar en la Figura 7.1.

El número de vueltas de la bobina es:

$$N = \frac{\widehat{I_L}}{A_{Core}B_{Max}} = \frac{47e{-}6{*}20}{368e{-}6{*}170e{-}3} = 15{,}02 \rightarrow 15\ Vueltas \tag{7.1}$$

Se aproxima a un número entero de vueltas superior para no sobrepasar las perdidas en régimen nominal.

A continuación, se debe calcular el número de vueltas necesario para que la inductancia no se sature en los momentos en que se produzcan picos puntuales de intensidad:

$$N = \frac{\widehat{I_L}}{A_{Core}B_{Max}} = \frac{47e{-}6.60}{368e{-}6{*}350e{-}3} = 21{,}89 \rightarrow 22\ Vueltas \tag{7.2}$$

De los valores anteriores de *N* se elige el más restrictivo, de modo que se cumplan simultáneamente ambas condiciones.

Para altas frecuencias de trabajo, un aspecto muy importante a tener en cuenta es el efecto superficial, por el cual cuando un conductor trabaja a frecuencias elevadas la intensidad se distribuye a través de la superficie del conductor.

Debido a este efecto no es interesante utilizar un conductor único ya que el diámetro de este conductor debería ser excesivo haciendo el diseño menos compacto y más pesado. Como alternativa se utilizan múltiples conductores trenzados, de diámetro más reducido, lo que contribuye a que la intensidad se distribuya más homogéneamente logrando una resistencia del conjunto de cables menor, por lo que se producen unas menores perdidas en el cobre.

El próximo paso es seleccionar un cable para trenzar, y obtener el número de cables del diámetro seleccionado necesarios. Se elige un cable de diámetro 0,315mm, para poder calcular el número de cables que componen el conductor final se debe fijar la densidad de corriente en régimen nominal, J, en este caso se escoge un valor de 4A/mm^2.

El valor del área de cobre del conductor es:

$$A_{Cu} = \frac{\widehat{I_{Ln}}/\sqrt{2}}{J_n} = \frac{20/\sqrt{2}}{4} = 3{,}54\ mm^2 \tag{7.3}$$

Cada hilo de 0,315 mm tiene un área de:

$$A_{0,315} = \frac{\pi * 0{,}315^2}{4} = 0{,}07793\ mm^2 \quad (7.4)$$

El número de hilos que tendrá el conductor multifilar será de:

$$N_{Hilos} = \frac{A_{Cu}}{A_{0.315}} = 45{,}37 \quad (7.5)$$

En la práctica se utiliza un cable *Litz* compuesto de 18 hilos de 0,315 mm de diámetro. Por lo que harían falta 2,52 cables de este tipo, es decir, 2 cables y 10 hilos. Para simplificar el trenzado, se sobredimensiona a un trenzado de 3 cables con sus 18 hilos.

El siguiente paso es calcular el tamaño del entrehierro de la bobina, para lo que se utiliza la siguiente ecuación:

$$S = \frac{1}{2}\frac{\mu_0 * N^2 * A_{core}}{L} = 0{,}5 * \frac{1{,}26e{-}6{,}23e2 * 368e{-}6}{47e{-}6} = 0{,}0026\ m = 2{,}6\ mm \quad (7.6)$$

Debido a la dificultad para trenzar el cable de una manera uniforme, se procede a meter en el núcleo el mayor número de vueltas posible para después proceder a ajustar.

Inicialmente se consiguen introducir 37 vueltas, y con un entrehierro de 2,6mm, se obtiene una inductancia de 666.8 µH. Para el mismo número de vueltas, se amplía el entrehierro hasta los 3,92 mm, obteniéndose una inductancia de 480 µH.

Después de realizar varios ajustes, se obtiene una inductancia de 48.93 µH, que se da por buena.

Para la medición en frecuencia de las inductancias anteriormente mencionadas, se utiliza el *Hewlett Packard 4284A.*

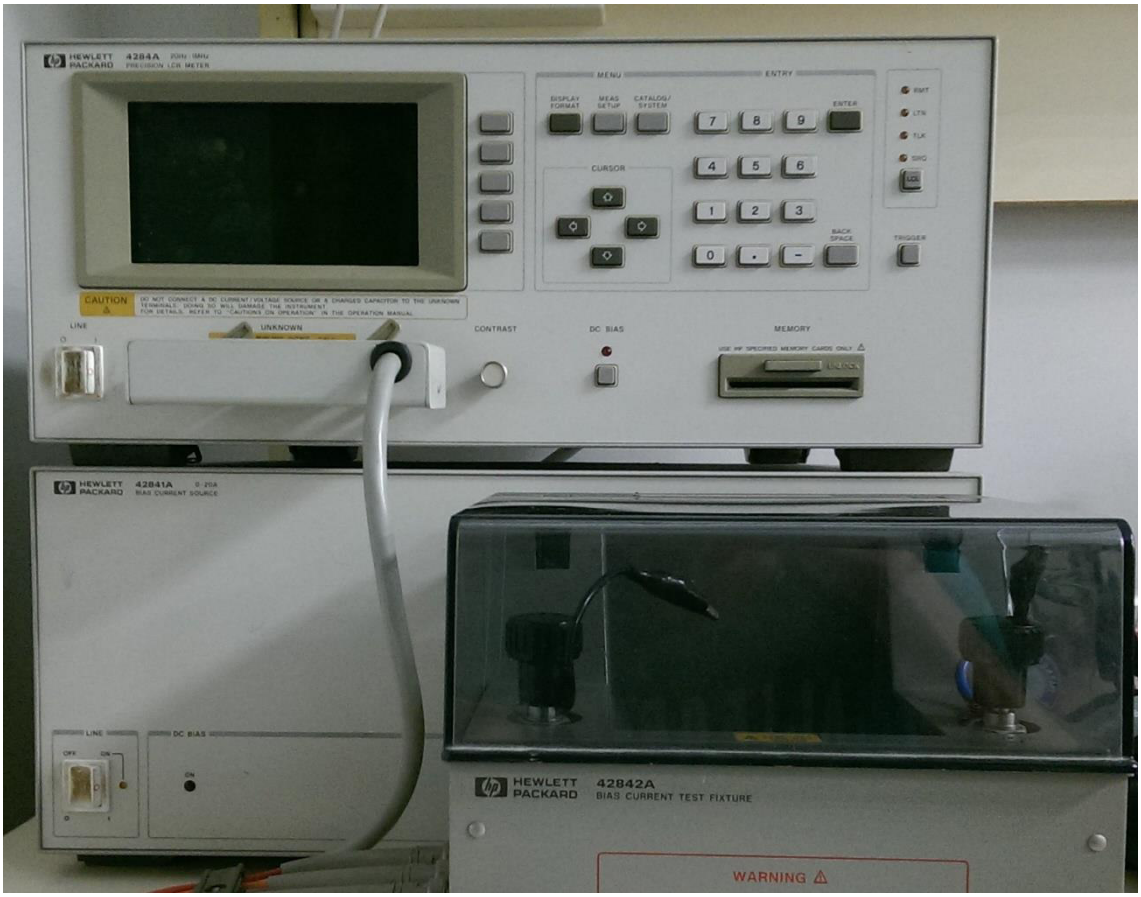


Figura 7.2. *Hewlett Packard 4284A*

El 4284*A*, medidor LCR de precisión, es una solución rentable para realizar mediciones de componentes y materiales.

Con un rango de frecuencias desde los 20 Hz hasta 1 MHz, permite al *4284A* testear componentes bajo las condiciones de funcionamiento más comunes que estos componentes pueden encontrarse.

En este caso, el equipo se va a utilizar para comprobar que, tanto las inductancias como las bobinas acopladas que se van a construir, no saturan al sufrir ciertos valores de corriente. El valor máximo de corriente que se puede probar es de 20A, que debería ser suficiente para que el rectificador trabajase a pleno rendimiento.

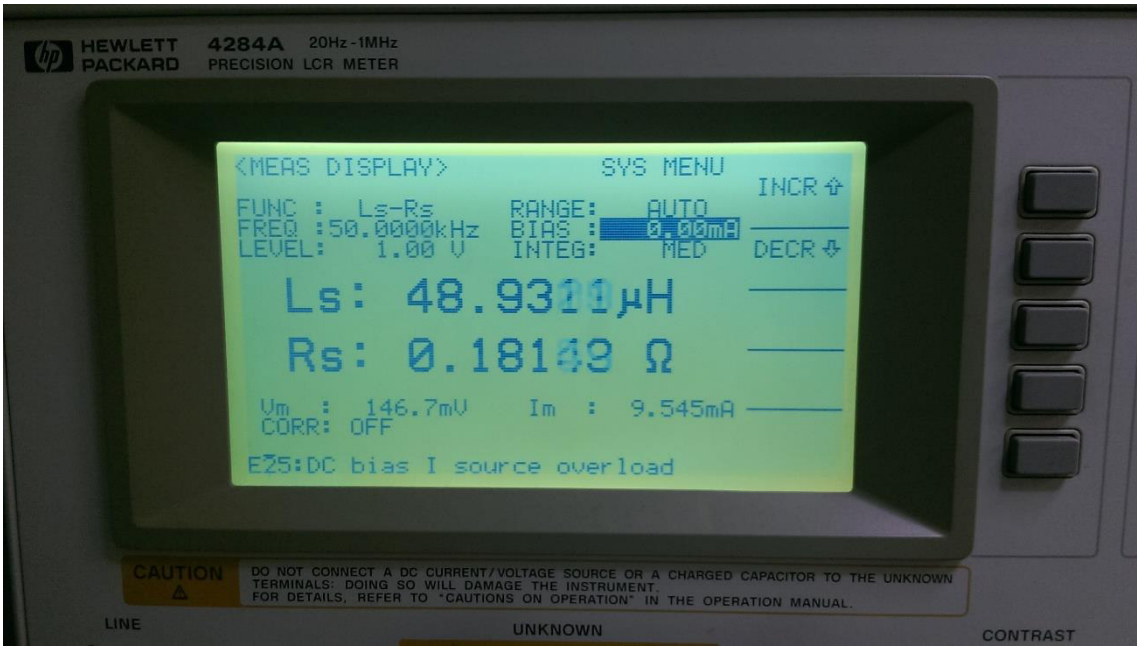


Figura 7.3. Medición de L_1 sin corriente

El primer paso consiste en realizar una medición de la inductancia sin ningún tipo de corriente, y funcionando a la frecuencia que se le va a considerar nominal en el rectificador, que es de 50 kHz.

Una vez se tiene el valor objetivo con estas condiciones, se procede a introducir corriente a la inductancia para comprobar que no satura.

Se va a partir de un valor bajo de corriente (5A), para ir aumentándolo progresivamente, hasta llegar a los 20A, y así comprobar que no satura en este rango, o si lo hace, tener acotado a partir de qué valor de intensidad comienza a hacerlo.

Como inciso, y antes del siguiente paso, hay que aclarar un asunto. Para comprobar que la inductancia no satura para cierto valor de corriente, los valores de sus parámetros característicos deben mantener cierta constancia.

Si se produce una gran reducción repentina del valor de algún parámetro, se considera que la inductancia ha saturado.

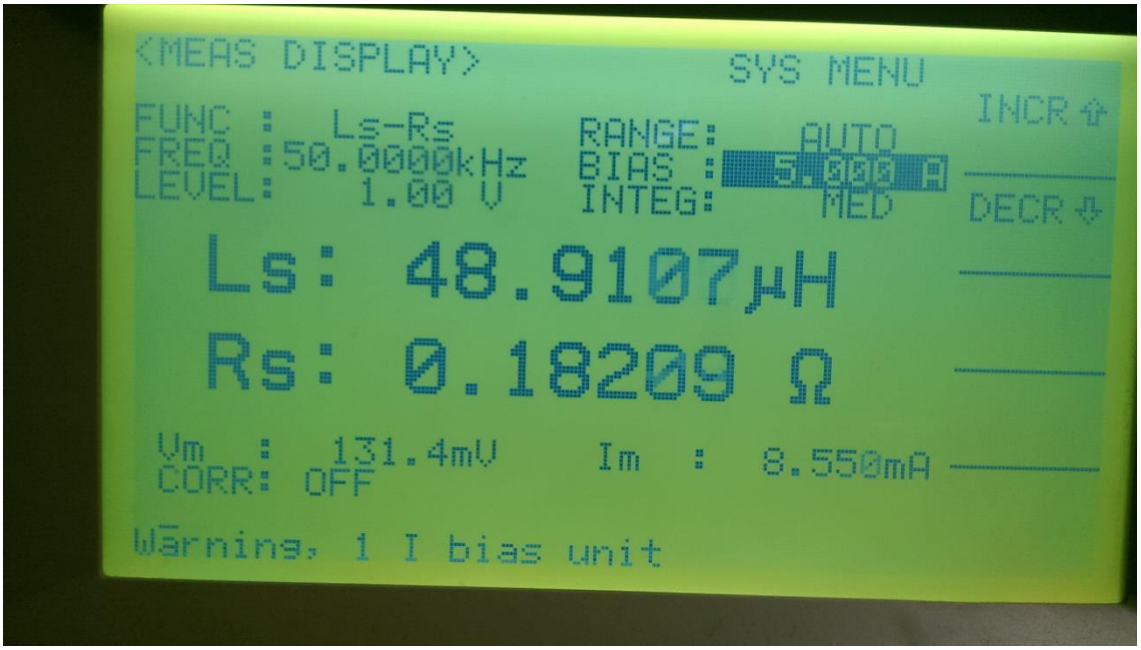


Figura 7.4. Medición L_1 con corriente de 5A

Como se observa en la Figura 7.4, tanto L_S como R_S se mantienen constantes, por lo que no satura. Se procede a subir la corriente a 10 A:

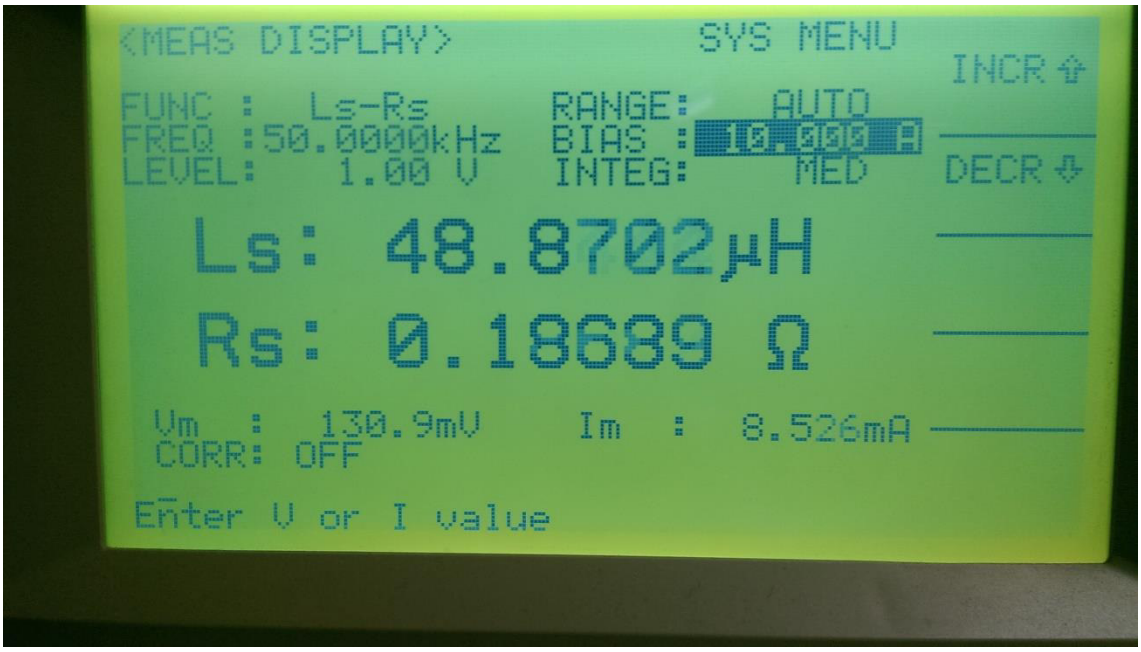


Figura 7.5. Medición L_1 con corriente 10A

En la Figura 7.5, también se observa un buen comportamiento.

El siguiente paso es subir la corriente hasta los 15 A:

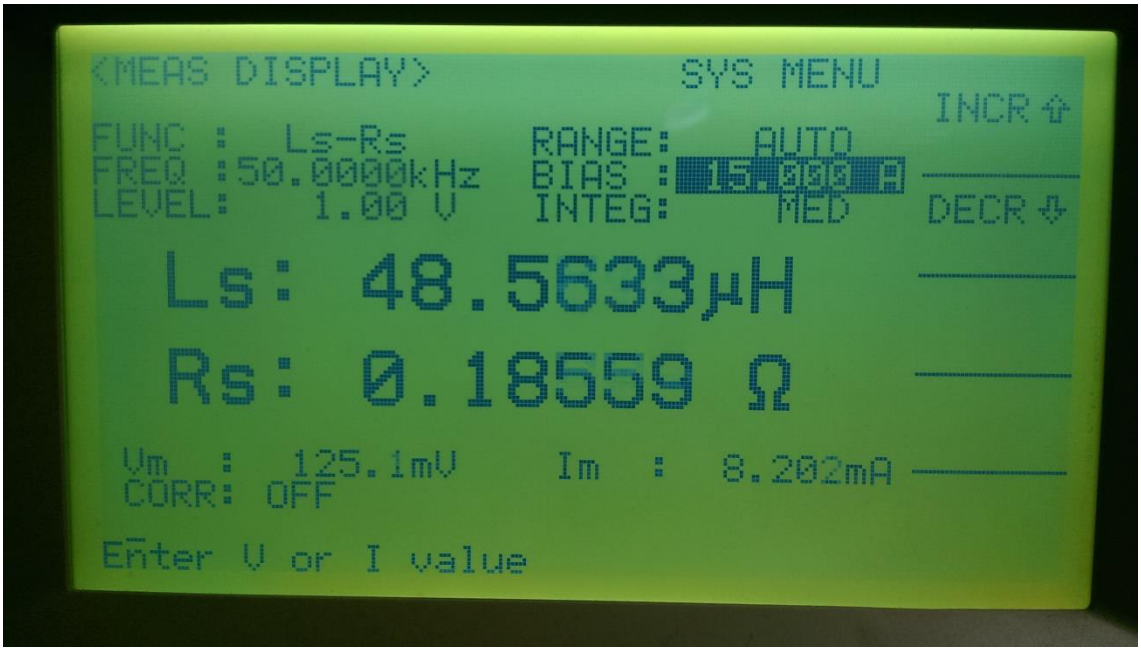


Figura 7.6. Medición L_1 con corriente 15A

Como todo está correcto en la Figura 7.6, se procede a aumentar hasta los 20 A:

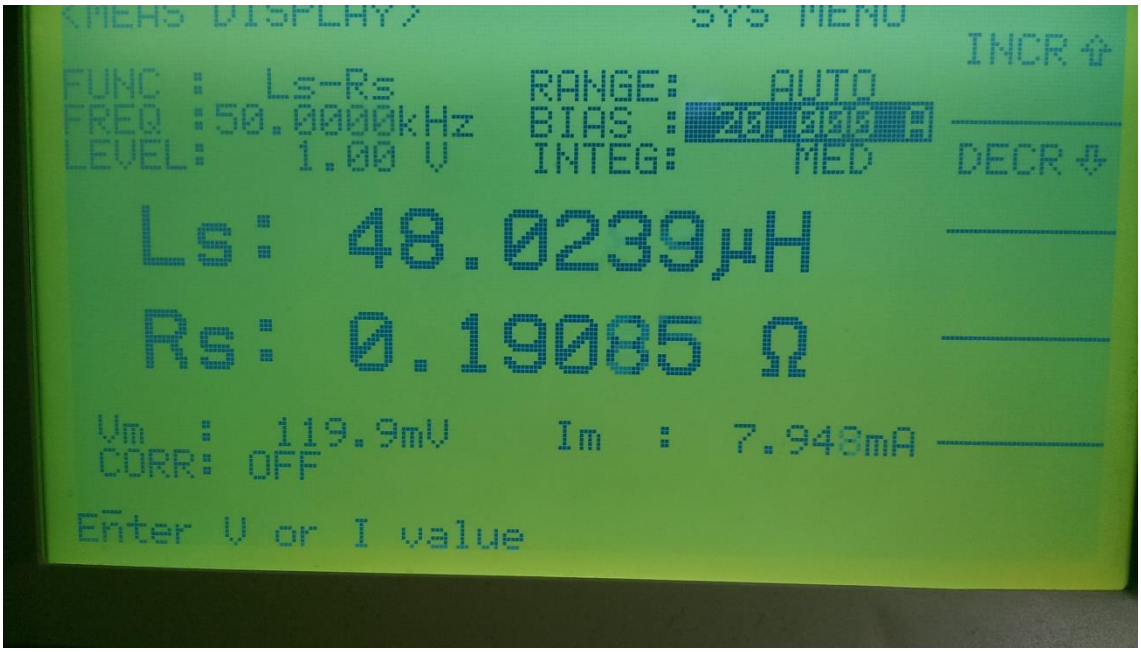


Figura 7.7. Medición L_1 con corriente 20A

Con la intensidad máxima que se le puede introducir (Figura 7.7), sigue sin saturarse, así que se procede a finalizar la construcción de dicha inductancia colocando film aislante alrededor del bobinado, así como asegurar las soldaduras del cable.

El resultado puede observarse en la Figura 7.8.

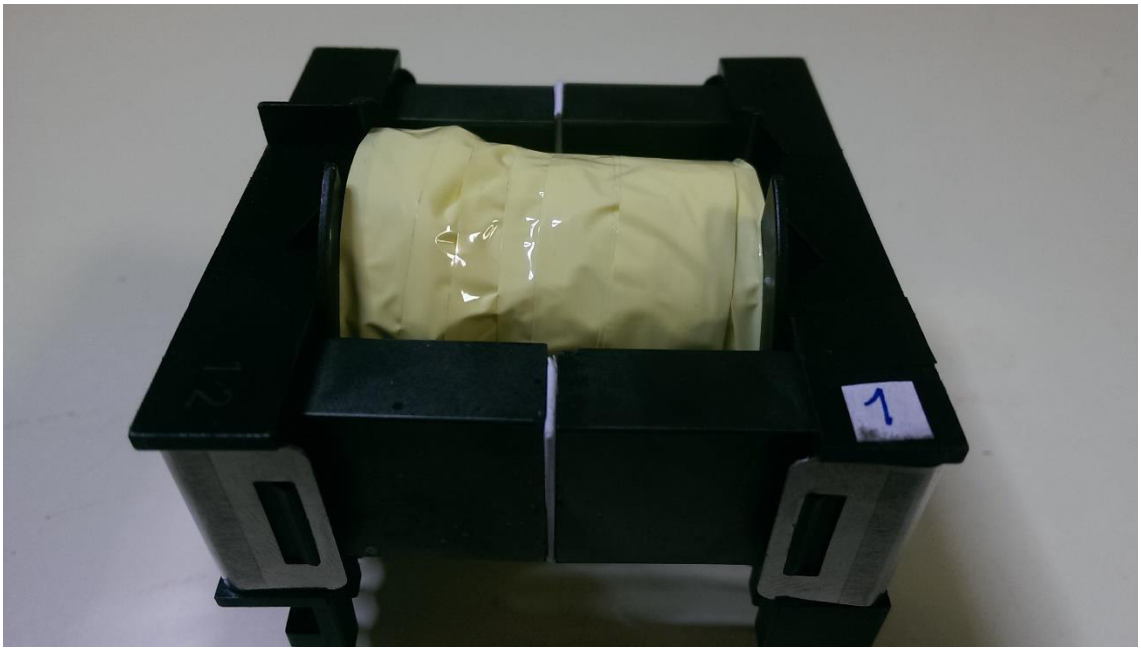


Figura 7.8. Inductancia L_1 finalizada

Hecho esto para la primera inductancia, se procede a construir las otras dos inductancias con los valores que se han obtenido para la primera.

Como en el caso anterior, se procede a ir aumentando la corriente progresivamente. Se usan los mismos valores de corriente que con la primera inductancia. Estos son 0, 5, 10, 15 y 20 A. A continuación se pueden observar los resultados.

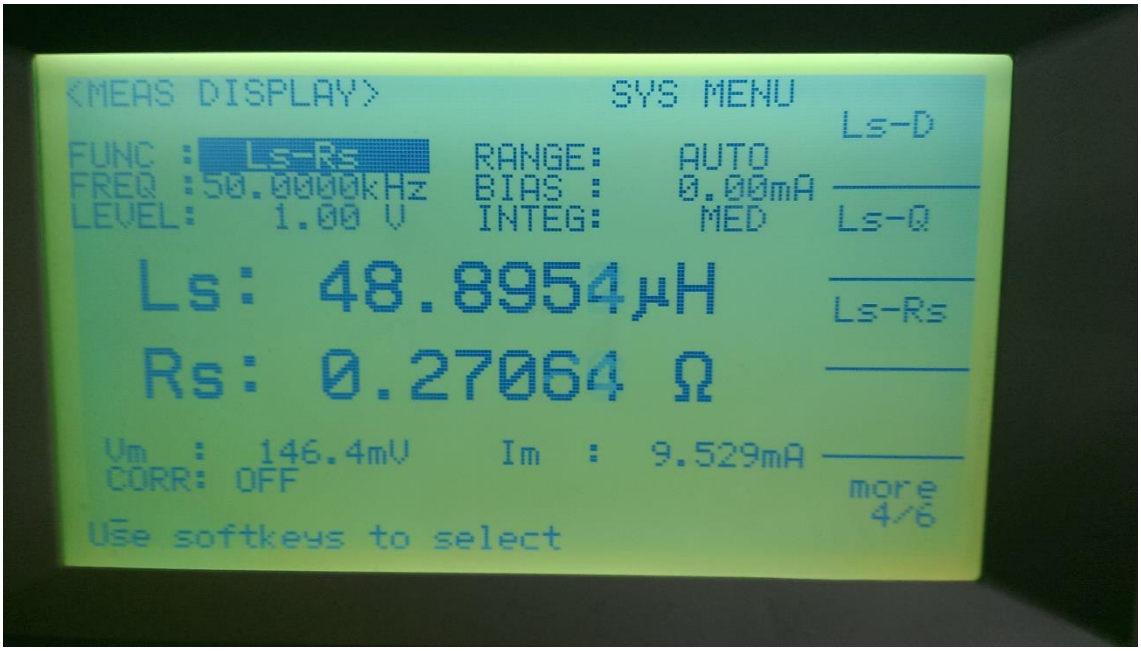


Figura 7.9. Medición L_2 sin corriente

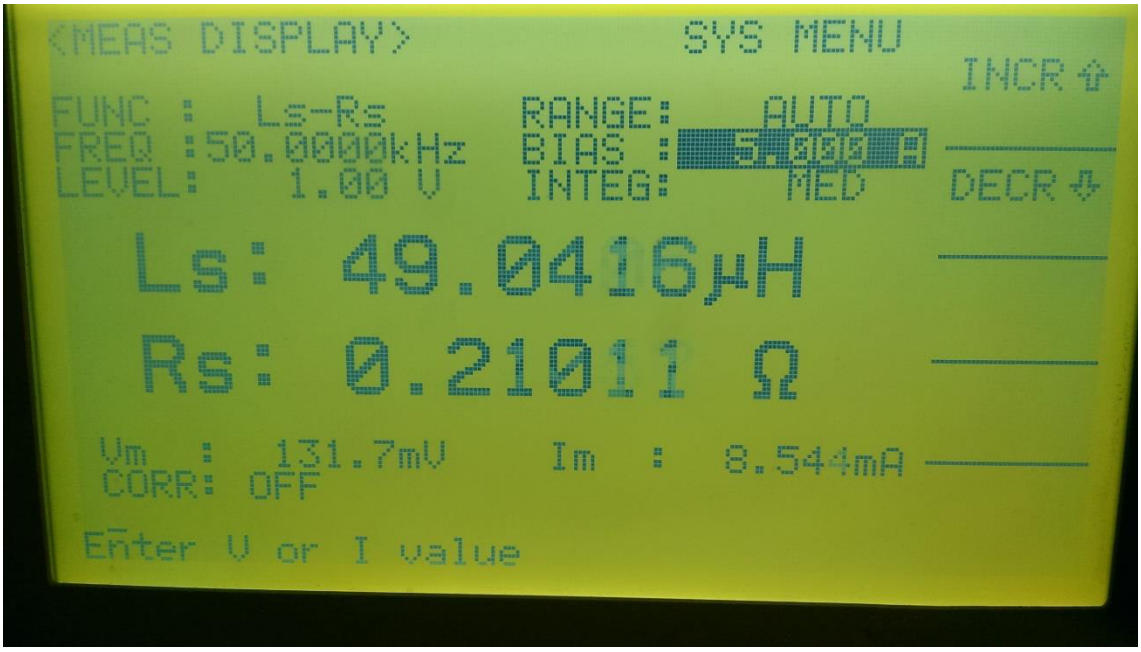


Figura 7.10. Medición L_2 con corriente 5A

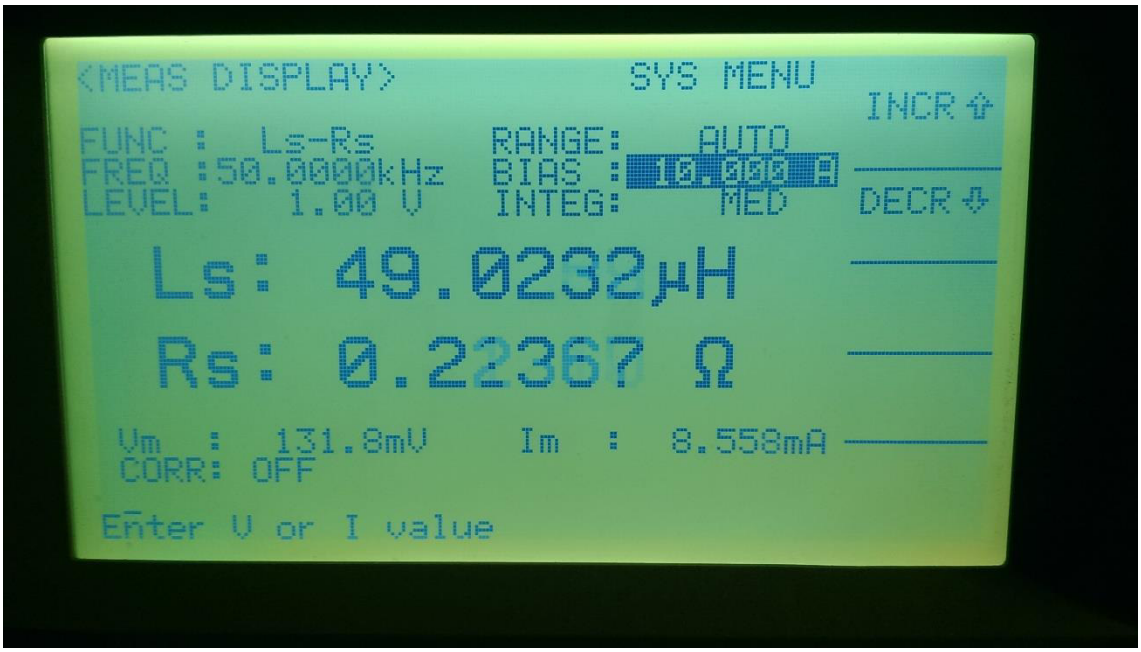


Figura 7.11. Medición L_2 con corriente 10A

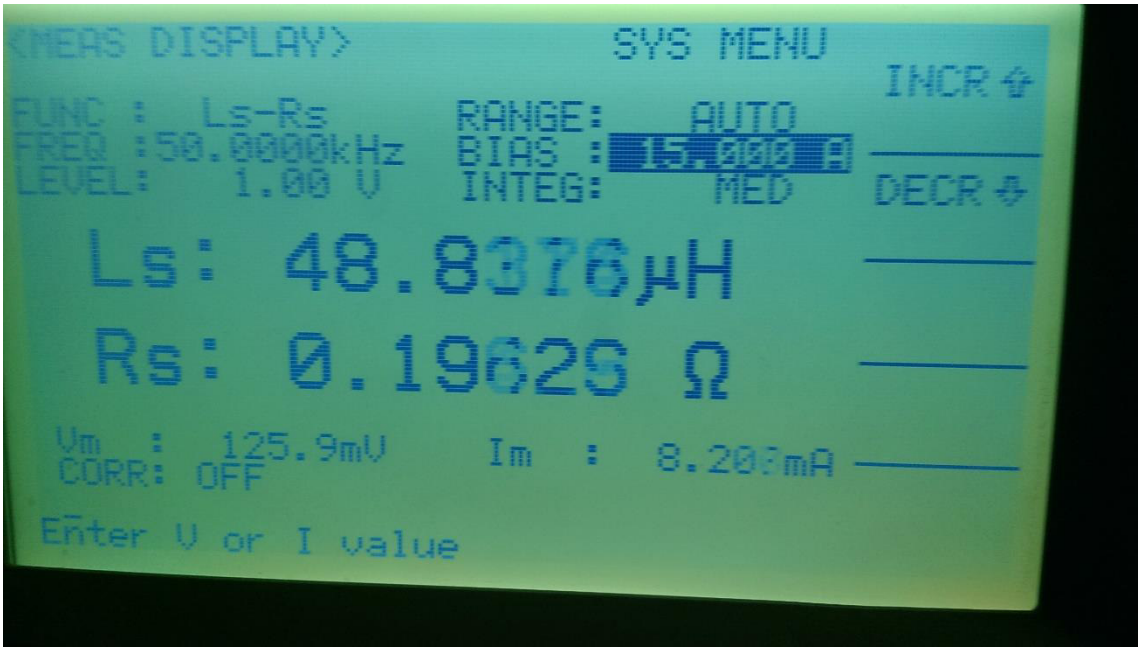


Figura 7.12. Medición L_2 con corriente 15A

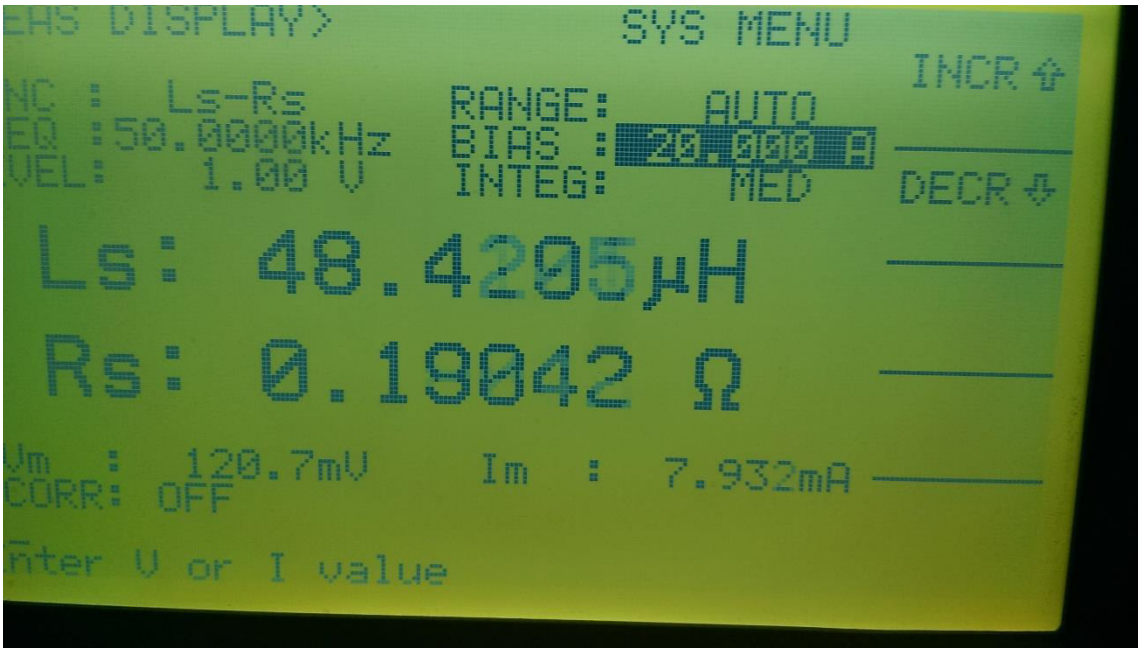


Figura 7.13. Medición L_2 con corriente 20A

Como en el caso anterior, se observan unos valores aceptables y relativamente constantes, por lo que también se toma por buena y se procede, como en el caso anterior, a recubrir el bobinado con aislante y a asegurar las soldaduras.

El resultado de esta segunda inductancia puede observarse en la Figura 7.14.

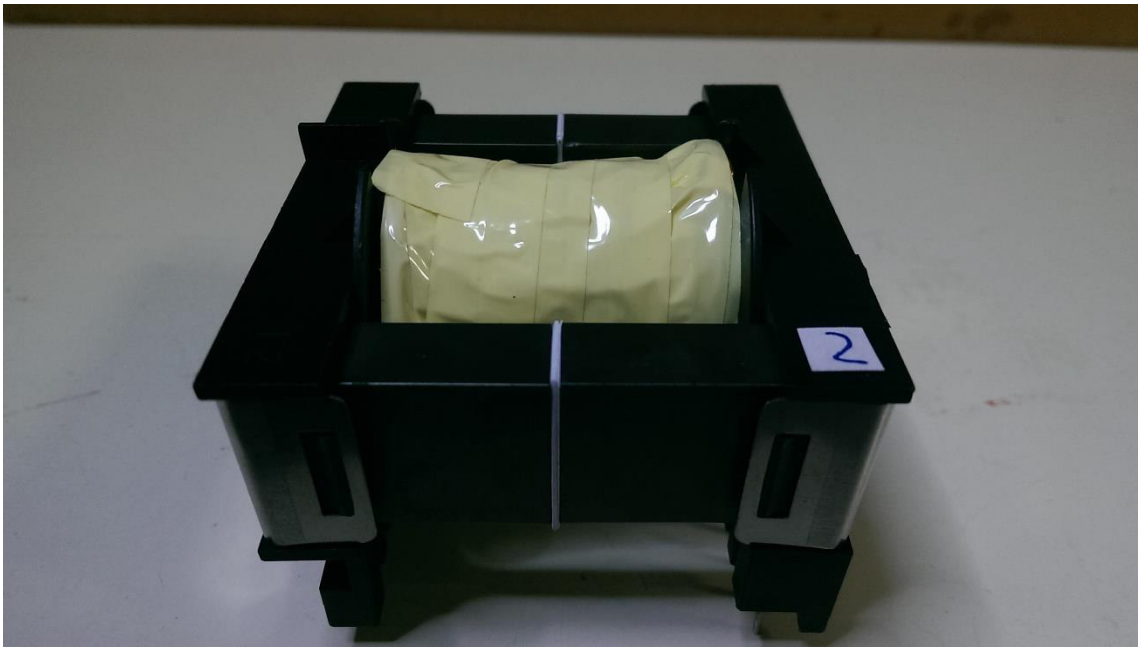


Figura 7.14. Inductancia L_2 finalizada

Se vuelve a realizar el proceso con los mismos valores de corriente: 0, 5, 10, 15 y 20 A. A continuación se pueden observar los resultados.

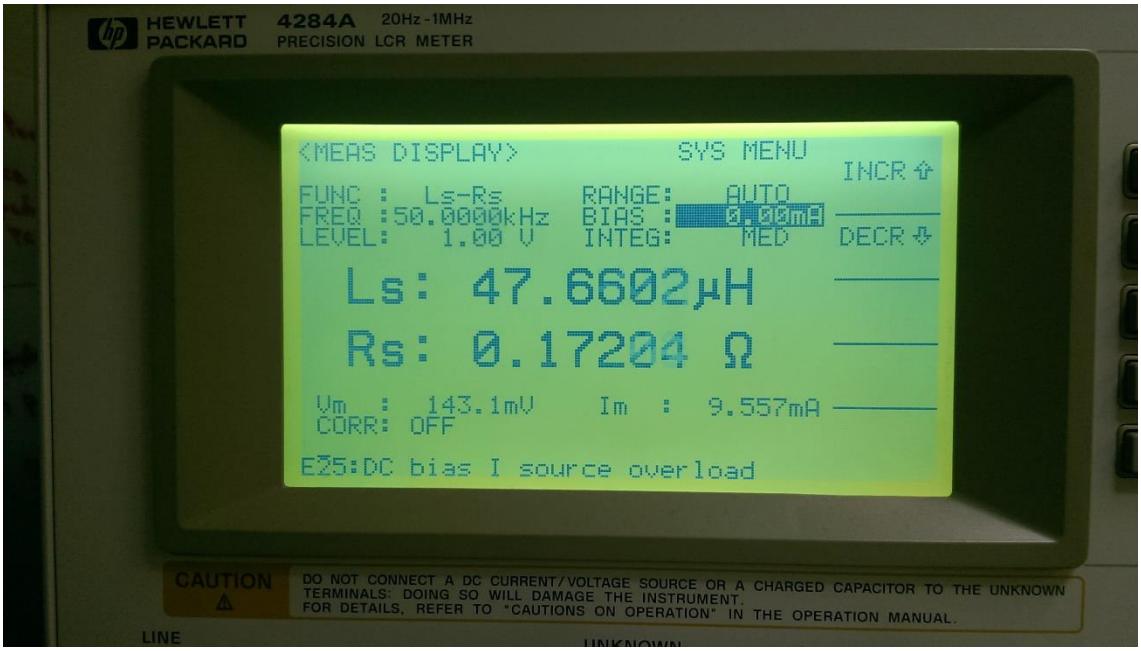


Figura 7.15. Medición L_3 sin corriente

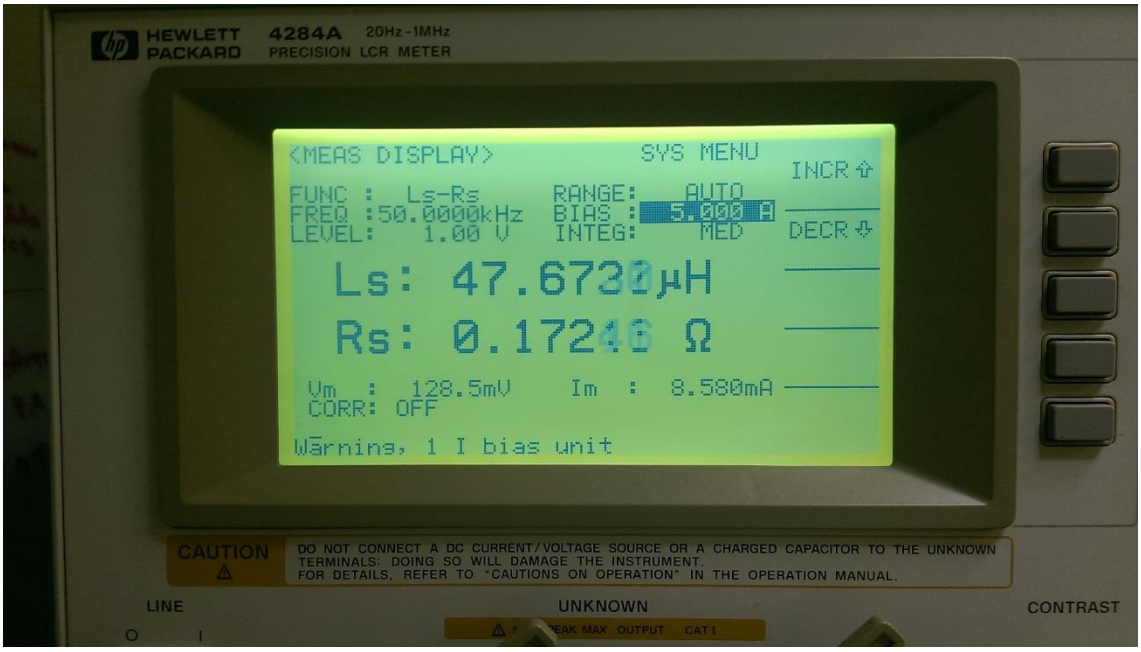


Figura 7.16. Medición L_3 con corriente 5A

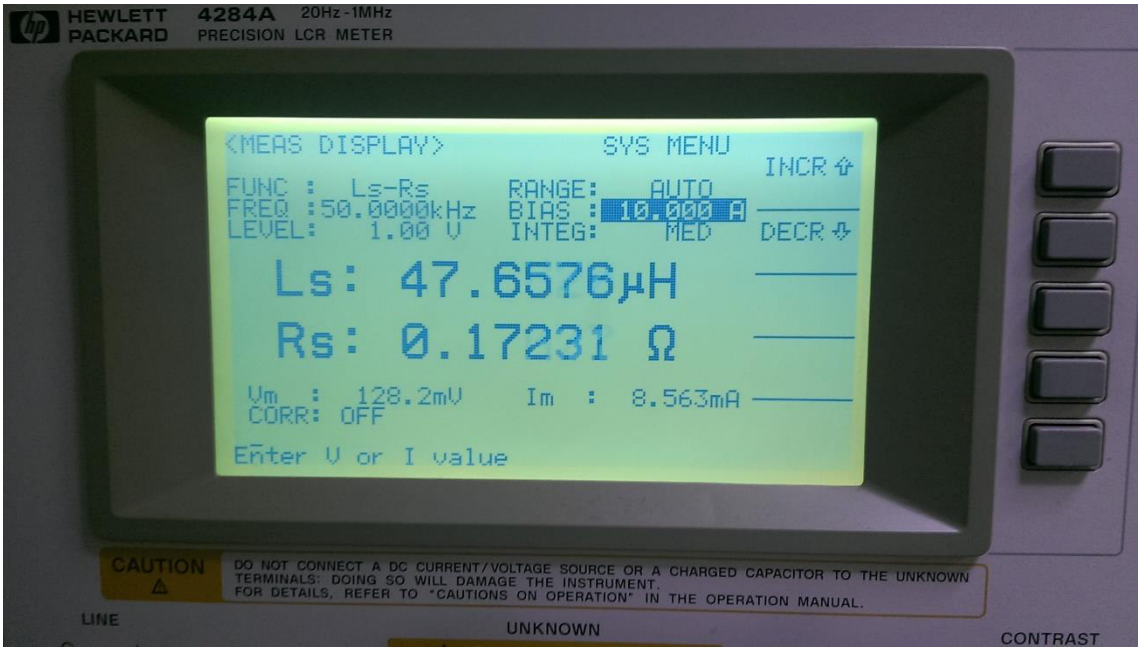


Figura 7.17. Medición L_3 con corriente 10A

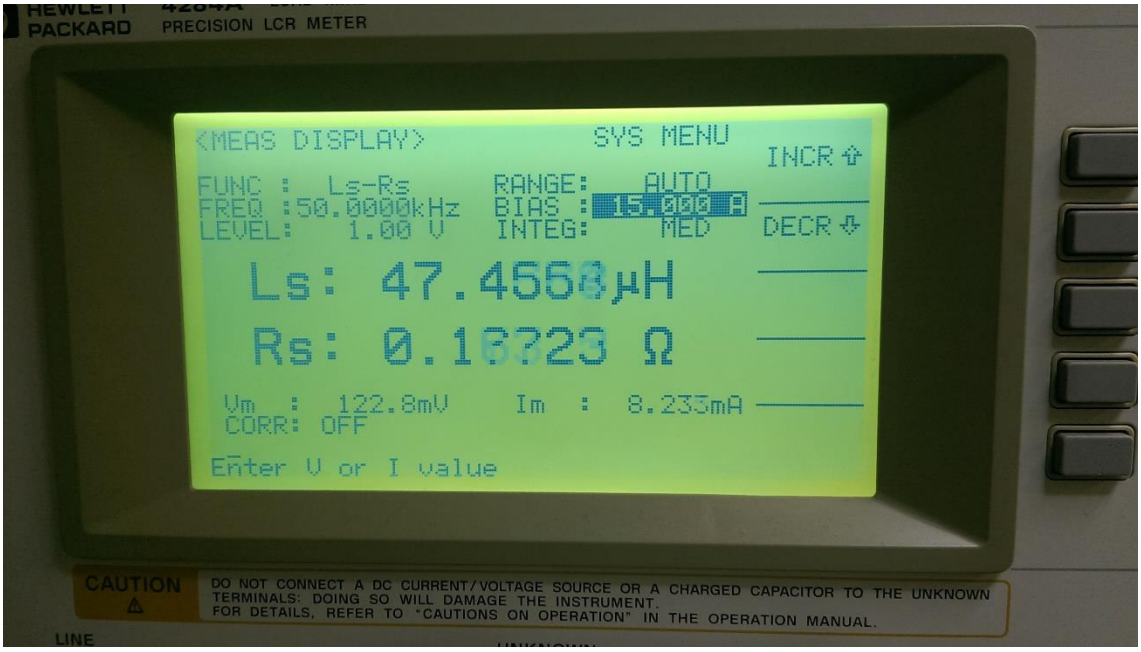


Figura 7.18. Medición L_3 con corriente 15A

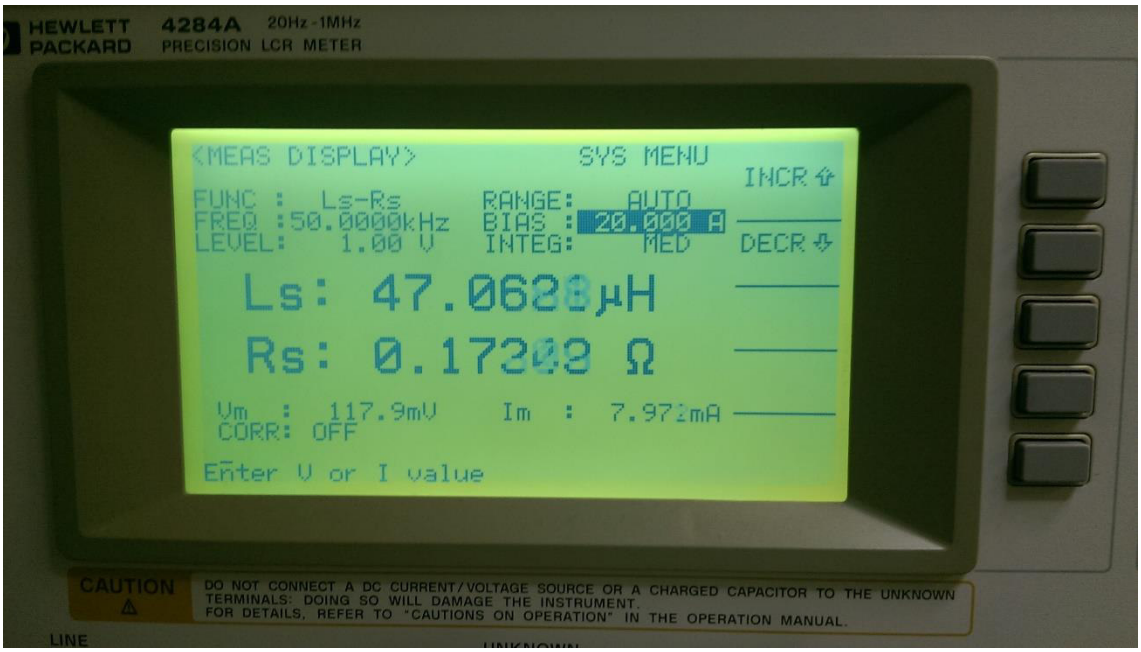


Figura 7.19. Medición L_3 con corriente 20A

Como en los casos anteriores, todo parece correcto, sin ningún síntoma de saturación, así que también se toma por buena y se procede, como anteriormente, a recubrir el bobinado con aislante y a asegurar las soldaduras.

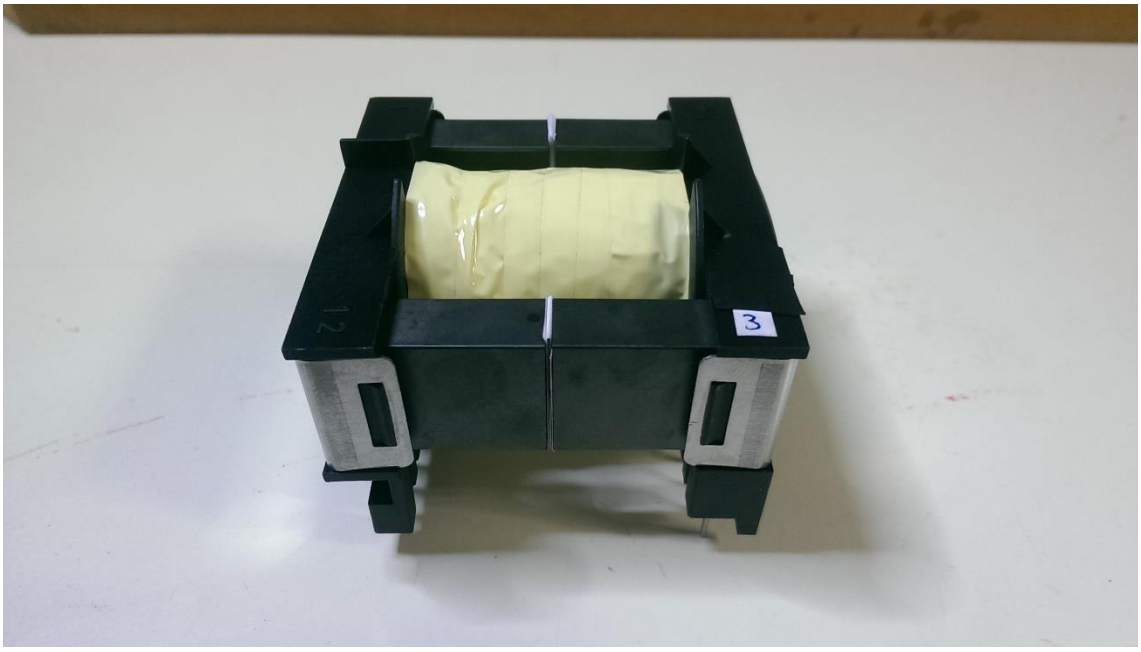


Figura 7.20. Inductancia L_3 finalizada

7.2 DISEÑO DE LAS INDUCTANCIAS ACOPLADAS

El siguiente paso es el diseño de las inductancias acopladas (las denominadas L_O en la Figura 5.5), pero antes de eso, se va a explicar el porqué de la colocación de estas bobinas acopladas.

En un primer vistazo puede parecer que están colocadas para aislar la salida, pero no es así. Para entender su necesidad, hay que entrar un poco en detalle en el modo de funcionamiento del TAIPEI.

En el circuito de la Figura 5.5, los diodos D_1-D_6 solo permiten el paso de corrientes de fase positivas a través del interruptor S_1 cuando está en *ON* y permite solo a las fases con tensión de fase negativa llevar corrientes a través de S_2 cuando esta *ON*.

Por eso, L_1, L_2, y L_3 (boost inductor a partir de ahora) en la fase con tensión positiva lleva corriente positiva cuando S_1 esta *ON*, mientras que el boost inductor con semiciclo de tensión negativa lleva corriente negativa cuando S_2 esta *ON*.

Cuando S_1 esta *OFF*, la energía contenida en la inductancia conectada a una tensión de fase positiva es derivada por el condensador C_O, mientras que la energía contenida en la inductancia conectada a una tensión negativa es derivada por C_O cuando S_2 está en *OFF*.

Debido a los cambios de tensión entre los terminales del condensador flotante C_O, con grandes $^{d_V}/_{d_t}$ durante cada periodo de conmutación, se hace necesaria la conexión de las inductancias acopladas L_O.

Aclarado este aspecto, se procede a realizar un estudio de las intensidades que tienen que soportar estas bobinas.

Para ello, se hacen las pertinentes mediciones en la simulación definitiva anteriormente hecha: El resultado puede verse en la figura 7.21

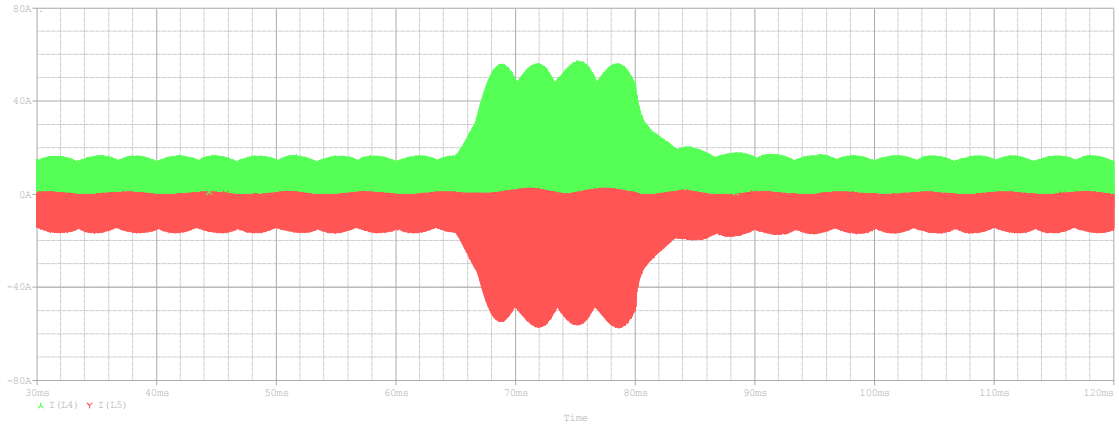


Figura 7.21. Corriente a través de las bobinas acopladas

Para comprender mejor los resultados de las simulaciones, se procede a hacer un pequeño estudio de dos bobinas acopladas generales, como se muestran en la Figura 7.22**.**

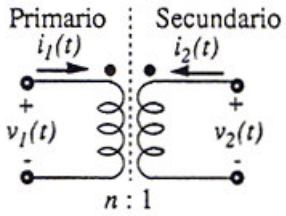


Figura 7.22. Bobinas acopladas genéricas

Aplicando la *Ley de Faraday*, se tiene que:

$$V_1 = n_1.\frac{d\phi}{dt} = n_1.A.\frac{dB}{dt} \tag{7.7}$$

$$V_2 = n_2.\frac{d\phi}{dt} = n_2.A.\frac{dB}{dt} \tag{7.8}$$

A continuación, se aplica la *Ley de Ampere* a Ambos devanados:

$$\Sigma n.i = H.L \tag{7.9}$$

Hecho esto para el caso general, se procede a aplicar la *Ley de Ampere* a nuestro caso particular, el cual se puede ver en la Figura 7.23**:**

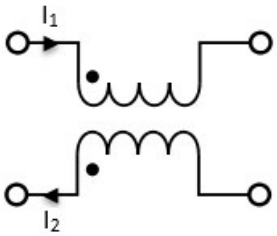


Figura 7.23. Caso particular de bobinas acopladas

$$\Sigma n.i = H.L \rightarrow (n_1.i_1) + (n_2.i_2) = H.L \quad (7.10)$$

Se supone que el numero de vueltas es ambas bobinas es igual,por lo que $n_1 = n_2 = n$.

$$n.(i_1 + i_2) = H.L \quad (7.11)$$

Ademas,si se tiene un comportamiento ideal, implica que $i_1 = -i_2$, con lo que la ecuacion queda de la siguiente manera:

$$n.(i_1 - i_1) = H.L = 0 \quad (7.12)$$

Como se puede observar, en el comportamiento ideal del circuito, las bobinas acopladas se comportan como un cortocircuito. Pero tienen efecto en el comportamiento del circuito cuando las intensidades por ambas bobinas no son iguales entre ellas.

Sabiendo esto, las inductancias acopladas no deben soportar toda la corriente del circuito, sino solo la diferencia que se produzcan entre ambas.

Para corroborar que estos cálculos son correctos, se realiza la simulación oportuna con *Pspice*, midiendo la diferencia entre ambas intensidades con el fin de conocer las intensidades a las que estas inductancias serán sometidas. Los resultados pueden verse en la Figura 7.24.

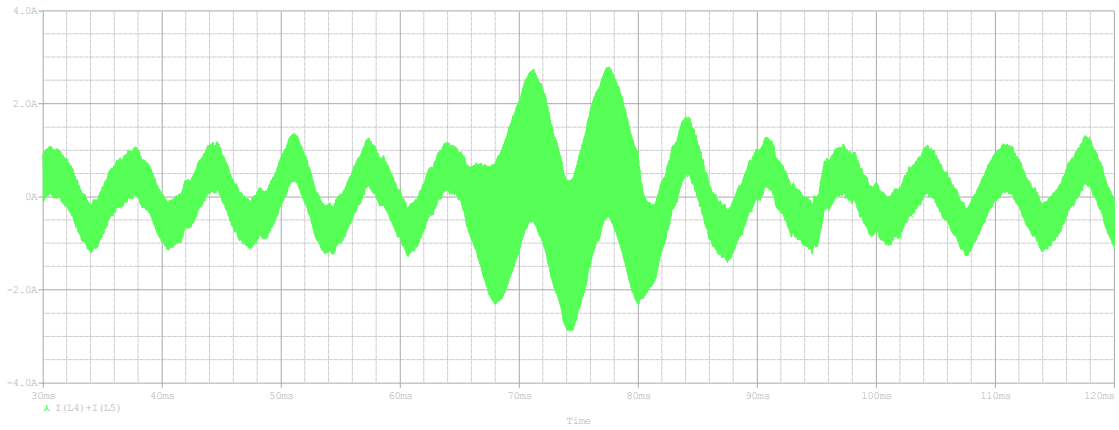


Figura 7.24. Intensidad soportada por las bobinas acopladas

Como era de esperar, la diferencia de corrientes es muy pequeña en régimen permanente, mientras que se dispara a valores más altos ante reducciones de carga. Pero debido a que durante las reducciones de carga presenta grandes fluctuaciones, no debería presentar excesivos problemas de saturación.

Sabiendo esto, se procede como en los diseños anteriores. De nuevo, para el diseño y construcción de las inductancias acopladas, se coge el mismo núcleo y cable usado para las inductancias anteriormente construidas, el *ETD 59*.

Respecto al valor de estas inductancias, el valor óptimo es el de 1.3mH.Teniendo en cuenta que es un valor elevado que acarreara posibles complicaciones de construcción, se da por hecho que no se conseguirá ese valor exacto.

Para construirlas, se realizan dos bobinados en un mismo núcleo, introduciendo en ambos el mayor número de vueltas posibles, siendo iguales entre ambos bobinados.

El resultado obtenido para el mayor número de vueltas (18 vueltas en cada bobinado) y sin entrehierro es de 1.5mH, pero debido a que no tiene entrehierro, saturan excesivamente pronto.

Por eso, se procede a introducir un entrehierro de 0,44 mm, con un valor final de inductancia de 499uH

Se procede a simular con este valor, para comprobar que los resultados son aceptables. En la Figura 7.25 se puede observar que los resultados son algo peores, con intensidades mayores, pero aceptables.

Figura 7.25. Corriente a través de inductancias acopladas de 499uH

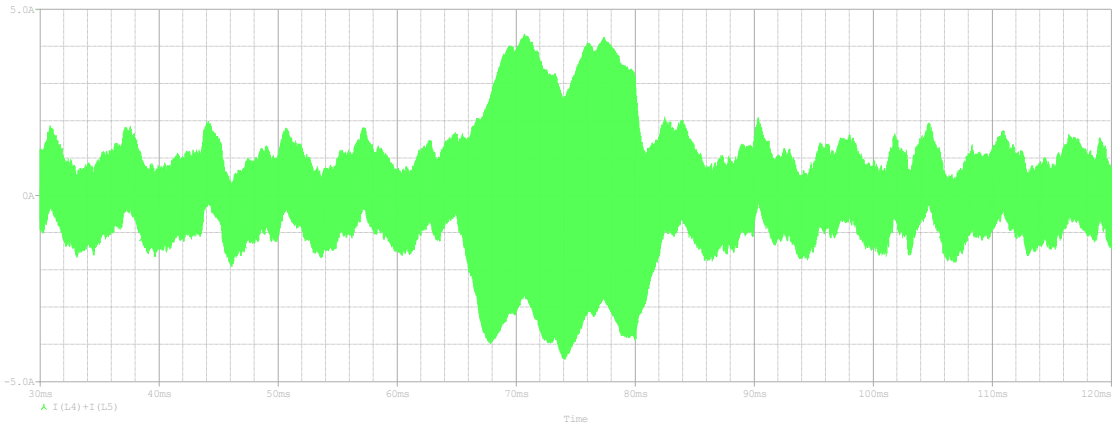


Figura 7.26. Corriente resultante a través de inductancias acopladas de 499uH

Con esto, se procede a realizar el último paso, recubrir el bobinado con aislante y a asegurar las soldaduras.

El resultado se puede observar en la Figura 7.27.

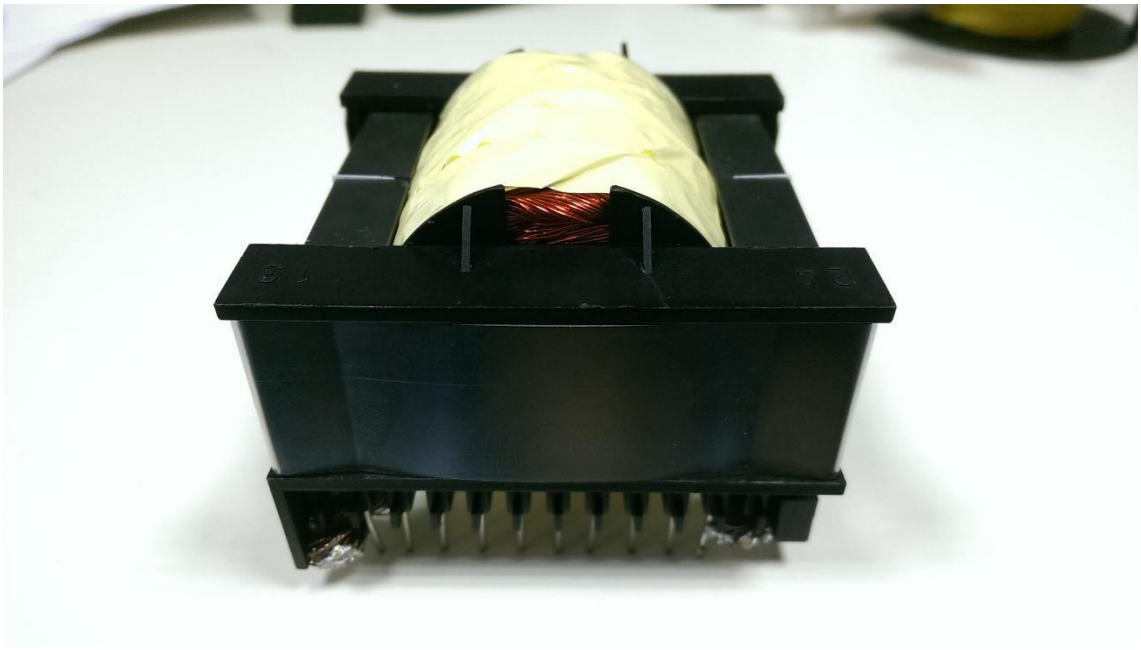


Figura 7.27. Bobinas acopladas finalizadas

8 PUESTA EN MARCHA DEL CIRCUITO DE CONTROL

8.1 INTRODUCCIÓN

Como paso previo al diseño de la PCB se hace necesario probar el circuito de control del rectificador.

Para ello, se hace el montaje de éste en varias protoboards.

8.2 PRINCIPALES COMPONENETES UTILIZADOS

Antes de meternos con el conexionado del circuito, se va a hacer una exposición de los principales componentes que están presentes en el mismo.

8.2.1 Controlador Half-bridge L6599

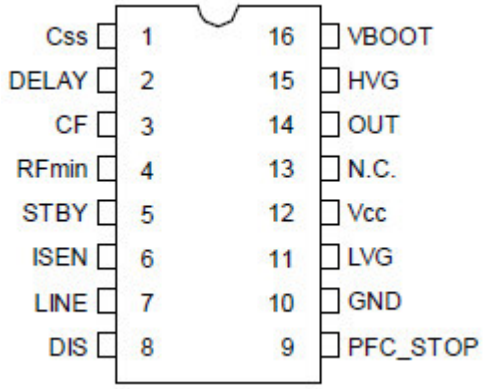


Figura 8.1. Esquema *L6599*

El *IC* principal de este circuito es el *L6599*, que es un controlador y driver para topologías *half-bridge* de transistores trabajando en alta tensión.

Inicialmente está pensado para comandar half-bridges formados por *IGBTs* (debido a que tiene algunos pines específicos para ellos), pero también se puede usar sin problema para transistores *MOSFETS*, que es los que se usan en este caso.

Las principales características de éste *IC* son:

- Ciclo de trabajo complementario del 50%. El *high-side* conmuta y el low-side es conducido a *ON-OFF* con un desfase de 180º respecto al anterior.
- La regulación de la tensión de salida es obtenida mediante la modulación de la frecuencia de conmutación.
- Presenta un *dead-time* insertado entre la conmutación de la señal del *high-side* y del *low-side*. Con esto se consigue garantizar la conmutación suave (*ZVS*) y habilita el funcionamiento en alta frecuencia
- Oscilador de alta precisión
- Frecuencia de operación de hasta 500 kHz

- El IC dispone de un pin de medición de la corriente de entrada que mediante un cambio suave en la frecuencia, realiza las funciones de *OCP*. Esta función tiene incluido un reinicio automático cuando la *OC* ya no está presente.
- Dispone de un nivel superior de *OCP* que fuerza el apagado del *IC* si el primer nivel de *OCP* no es suficiente para controlar la corriente. Su combinación proporciona una protección completa frente a sobrecargar y cortocircuitos.
- Mediante el pin *DIS*, se puede implementar fácilmente un *OTP* y/o *OVP*.
- *PFC* con interfaz para habilitar el apagado del pre regulador durante condiciones de falta, como el apagado por *OCP* o mediante el pin *DIS* o durante el funcionamiento del modo a ráfagas
- El *IC* puede ser forzado a trabajar en el modo a ráfagas útil frente a cargas pequeñas,(que producen que el circuito se vuelva inestable) y así mantener al mínimo el consumo de entra del rectificador
- Encendido suave para controlar la corriente inicial. La frecuencia de conmutación comienza en un valor máximo programable y va disminuyendo progresivamente hasta alcanzar el valor nominal determinado por el circuito. Esta variación de frecuencia es no lineal, con el fin de minimizar las sobretensiones en la salida
- Compatibilidad de hasta 600 V en la parte superior del *half-bridge* con condensador *bootstrap* integrado internamente, así como alta inmunidad ante cambios repentinos de tensión.

Este IC puede realizar las funciones tanto de controlador como de driver de un *half-bridge*. Pero teniendo en cuenta que la tensión máxima que puede soportar como driver es de 600 V, fue necesario la introducción de otro *IC* que realizará las funciones de driver.

8.2.2 Driver optoacoplado FOD3184

Como solución al problema anteriormente mencionado, se escoge como principal solución este driver optoacoplado, cuyo esquema de conexionado se puede ver en la Figura 8.2.

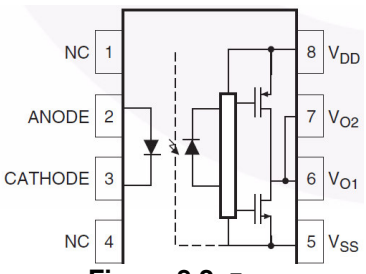


Figura 8.2. Esquema *FOD3184*

Se escoge esta solución (un driver optoacoplado) debido a la simplicidad de conexionado, así como por evitar tener que conectar al driver un condensador *bootstrap*, ya que suelen presentar problemas.

El optoacoplamiento, como se muestra en la Figura 8.2, consiste en un diodo emisor de luz, que esta

ópticamente acoplado a un detector *CMOS* con unos transistores *PMOS* y *NMOS* de potencia, a la salida.

Por el contrario, al ser optoacoplado, necesita de una fuente de alimentación externa, que alimente el circuito de salida mediante los pines 5 y 8, y que proporcione las referencias necesarias a cada driver para controlar, tanto el *MOSFET* del *high-side*, como el del *low-side* del *half-bridge*.

Como se ha mencionada en el párrafo anterior, y para dejarlo claro, hay que destacar que será necesario un *IC* para cada *MOSFET* del *half-bridge*.

Como principales características de este *IC*, se pueden destacar las siguientes:

- Alta inmunidad contra ruido
- Funcionamiento garantizado entre el rango de temperaturas de -40ºC hasta +100ºC
- Alta velocidad de conmutación
    - 210ns de máxima propagación de retrasos
    - 65ns de máxima distorsión del ancho de pulso
- Rápida respuesta de la salida antes subidas o bajadas
    - Ofrece menor disipación de potencia dinámica
- Frecuencia máxima de conmutación de 250 kHz
- Rango de alimentación desde 15 a 30 V
- *UVLO* con histéresis

8.2.3 Driver IR2214

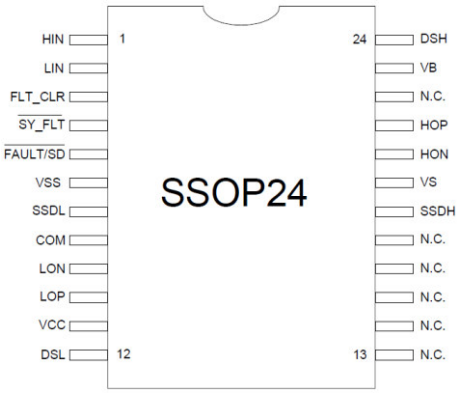


Figura 8.3. Esquema *IR2214*

Como solución secundaria, se introduce este otro driver, que no es optoacoplado, con lo que no necesita de otra fuente de alimentación independiente, pero sí que presenta la necesidad de conectarle un condensador bootstrap.

Este driver proporciona una gran capacidad de manejo de la puerta de los transistores (proporcionando corrientes de hasta 2A y siendo capaz de absorber hasta 3A) y requiere baja corriente de reposo.

Se introduce una solución secundaria para el caso en el que no se disponga de una fuente de alimentación, además de para probar cuál de las soluciones presenta un mejor comportamiento, y por tanto, cuál de las dos es mejor solución para el problema que se presenta.

Las principales características de este *IC* son:

- El canal flotante (*high-side* del *half-bridge*) es capaz de soportar hasta 1200V
- Presenta completa protección contra cortocircuitos con detección de saturación mediante transistores de potencia
- Si la protección anterior no fuera suficiente, existe la posibilidad de que fuerce el apagado suave del driver, previniendo *OV* y reduciendo las emisiones *EM*.
- En sistemas con varias fases, el *IC* puede comunicarse usando una red local dedicada para manejar de manera apropiada los cortocircuitos entre fases.
- El controlador del sistema puede forzar el apagado o monitorizar faltas en el estado del *IC* mediante el pin *FAULT/SD.*
- Para mejorar la inmunidad de las señales, las tierras de potencia y de control usan pines independientes
- *OVLO* con histéresis
- Condiciones de *UV* en el *high-side* y en el *low-side* son gestionadas independientemente

8.2.4 Otros IC utilizados

Amplificador operacional TL084CN

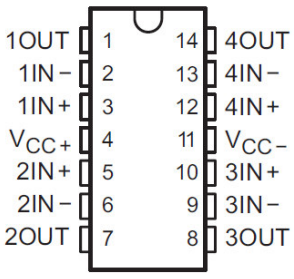


Figura 8.4. Esquema *TL084CN*

Como se puede observar en la Figura 8.4 el *TL084CN* consta de cuatro amplificadores operacionales, que se han usado en varios lugares del circuito de control, con el fin de implementar varios circuitos del tipo seguidores de tensión, con el fin de mejorar el aislamiento de dichas partes del circuito de control, que posteriormente serán mencionadas con mayor detalle.

Optoacoplador SFH610A-3

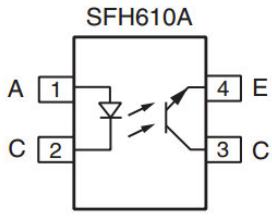


Figura 8.5. Esquema SFH*610A-3*

En este caso se presenta un *IC* formado por un simple optoacoplador.

Se ha usado en el conexionado relativo al *L6599*, para aislar de manera óptica parte del circuito, y controlar la frecuencia de conmutación del mismo.

8.3 PRIMERAS PRUEBAS EXPERIMENTALES

En primer lugar se hace un conexionado, tal y como se muestra en la Figura 8.6

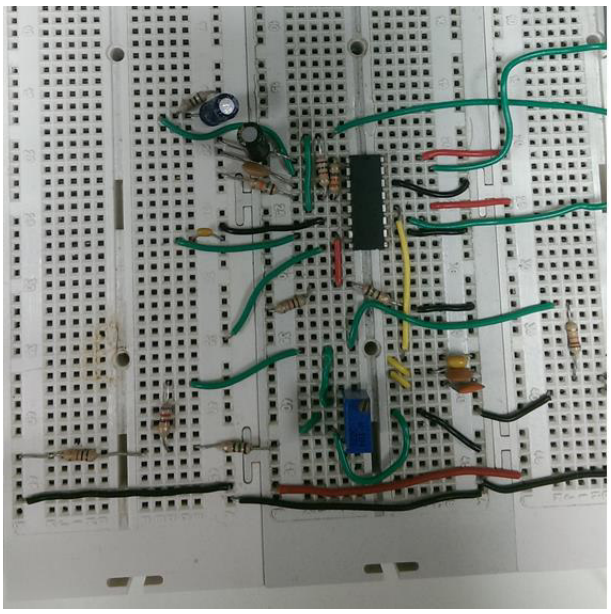


Figura 8.6. Primer conexionado del circuito de control

En este primer conexionado, se intenta probar el comportamiento del *L6599* como controlador, y como driver.

En la Figura 5.8 se puede observar que sólo está conectado el *L6599* con los condensadores y resistencias necesarios, que se conectan a sus pines con el fin de configurar su funcionamiento.

Además de esto, también hay conectado un potenciómetro, que cumple la función de regular la tensión de conmutación a la que trabaja el *L6599*. Los límites de funcionamiento son de 30 kHz como frecuencia mínima y de 140 kHz como frecuencia máxima, siendo estos valores, aproximados.

Con este conexionado, no se obtuvo ningún resultado coherente, debido a que el *IC* tiene la necesidad de que se le conexionen más elementos para su correcto funcionamiento.

Un dispositivo clave es el optoacoplador (*IC* que puede verse abajo a la derecha de la Figura 8.7), que se conecta entre el potenciómetro y el *L6599*, como puede observarse en la Figura 8.7.

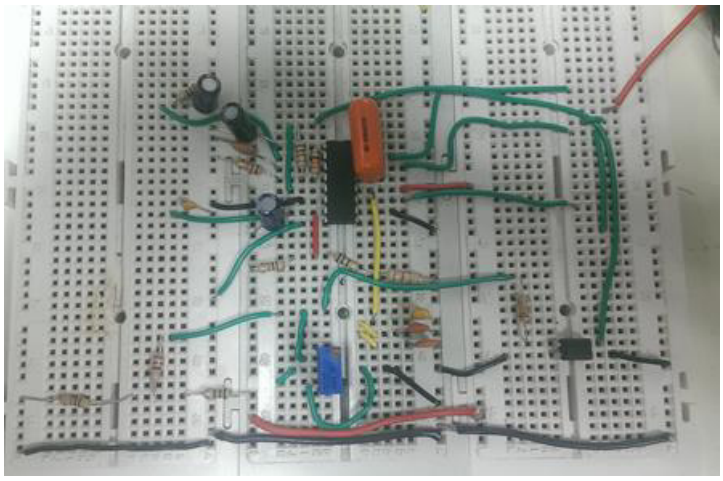


Figura 8.7. Conexionado inicial del circuito de control

En este caso también se conecta un condensador *bootstrap* (condensador naranja), que sería necesario para usar el *L6599* como controlador y como driver.

Además del *IC* principal y el condensador mencionado, el circuito lleva las mismas resistencias y condensadores utilizados en la Figura 8.6 para configurar el comportamiento del *L6599*, así como el potenciómetro y el optoacoplador mencionado en párrafos anteriores.

En las Figuras 8.8, 8.9, 8.10 y 8.11 pueden observarse los resultados obtenidos, trabajando a diferentes frecuencias de conmutación.

En la Figura 8.8, se observa el comportamiento a una frecuencia de 50kHz, que está dentro del rango de funcionamiento adecuado.

Pueden observarse, tanto la señal que se utilizará para el *high-side* (amarilla), como la que se usará para el *low-side* (azul). Se observa perfectamente que las señales están desfasadas 180º, así como que tienen un *dead-time* para asegurar el *ZVS*.

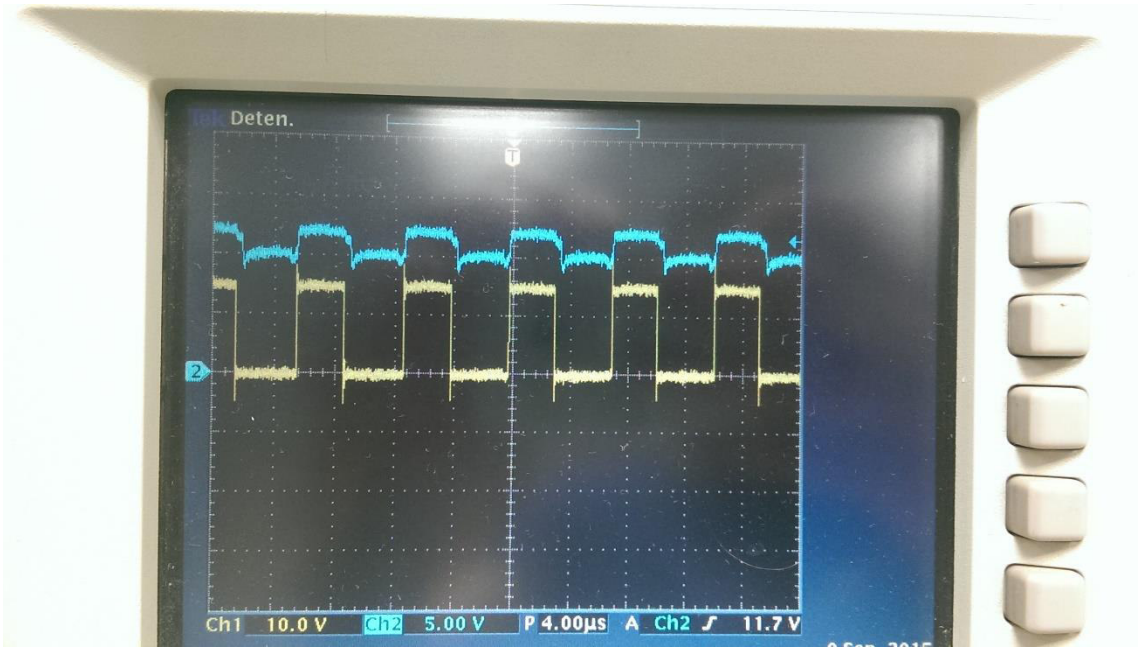


Figura 8.8. Prueba inicial controlador. F_C=50kHz

En las Figuras 8.9 y 8.10, se observa el comportamiento del controlador cuando está cerca del límite del rango de conmutación. En este caso solo se ve la señal que se utilizará para el *high-side*. Se supone similar la señal del low-side, pero con un desfase de 180º.

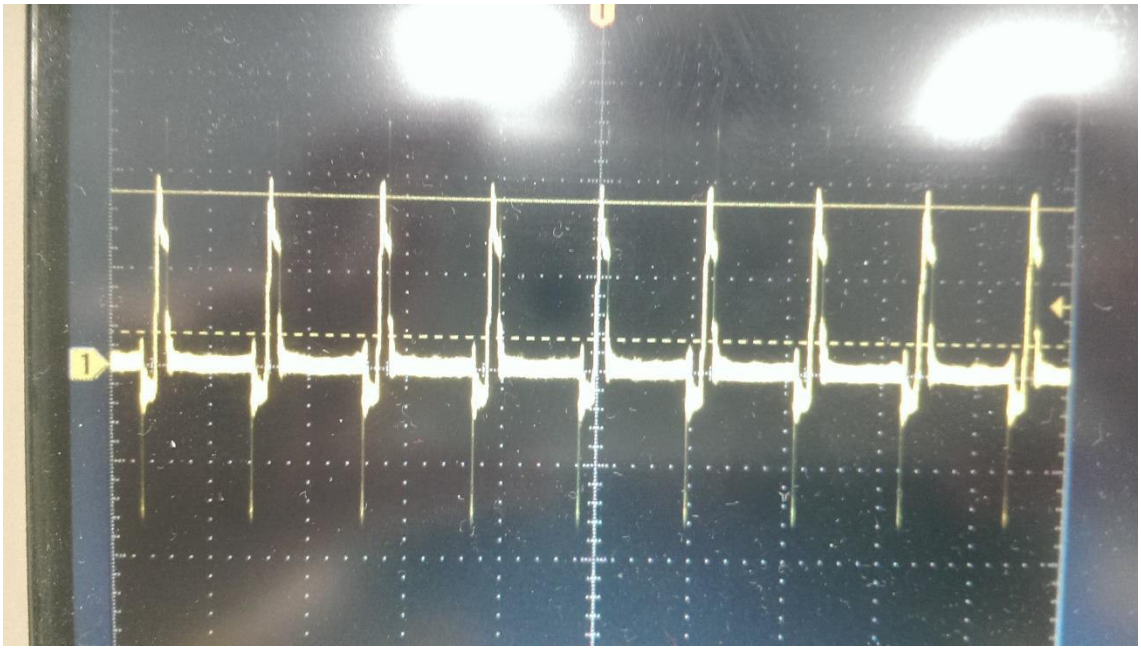


Figura 8.9. Prueba inicial controlador. F_C≈140kHz

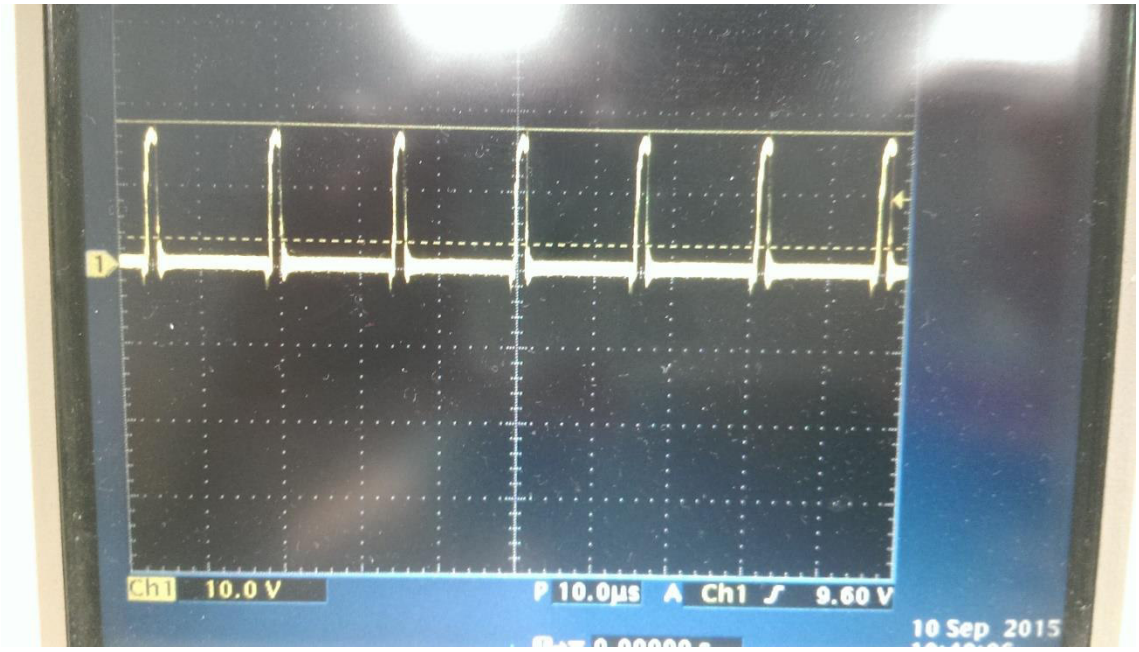


Figura 8.10. Prueba inicial controlador. F_C≈130kHz

Por último, en la Figura 8.11, se observa el comportamiento de la señal cuando la frecuencia de conmutación está claramente fuera del rango de funcionamiento adecuado.

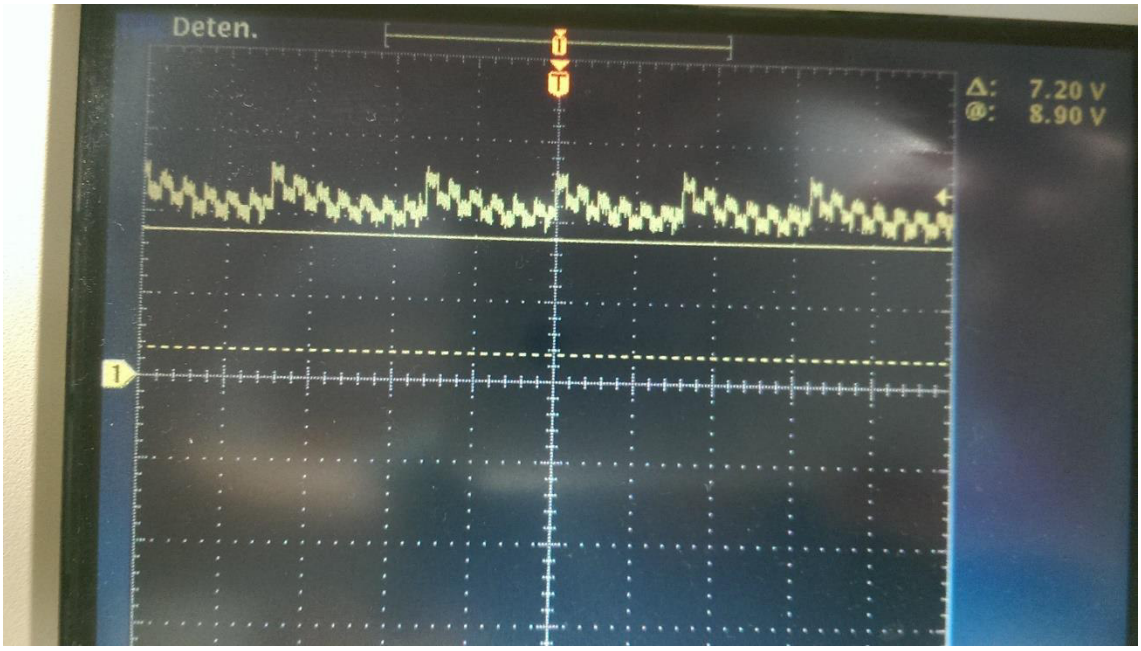


Figura 8.11. Prueba inicial controlador. F_C>140kHz

Comprobado el correcto funcionamiento de la conmutación, se procede al conexionado y alimentación de los *MOSFET*s de potencia, así como de los condensadores de salida, para comprobar si con esto conectado sigue produciéndose un correcto funcionamiento.

El conexionado puede verse en la Figura 8.12.

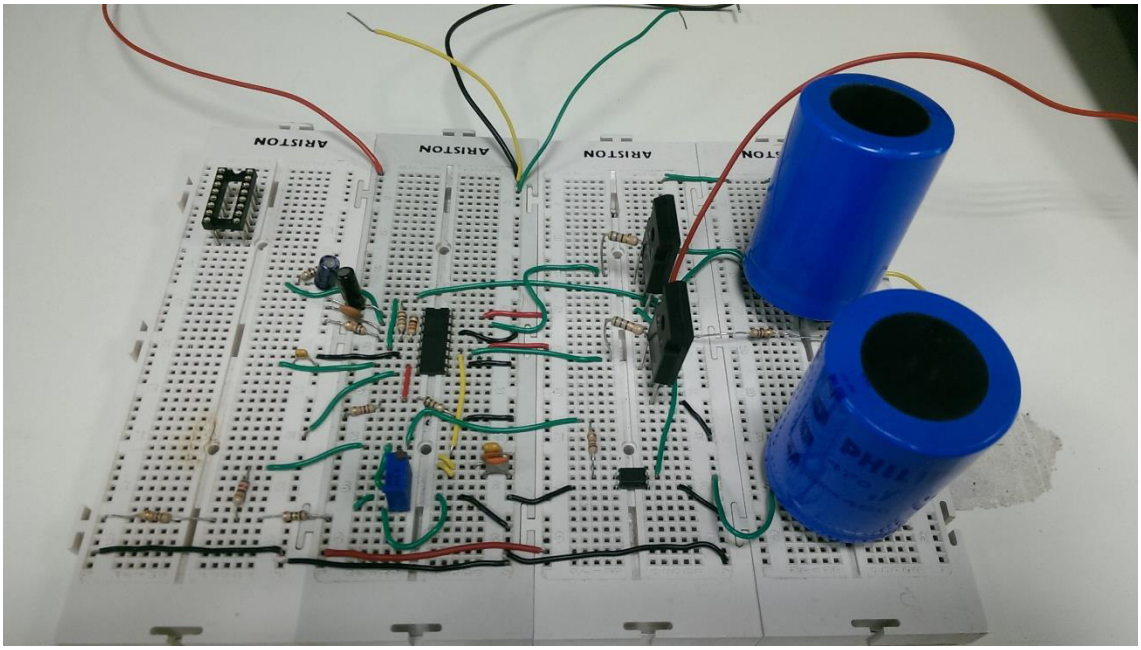


Figura 8.12. Conexionado de los *MOSFET*s al *L6599*

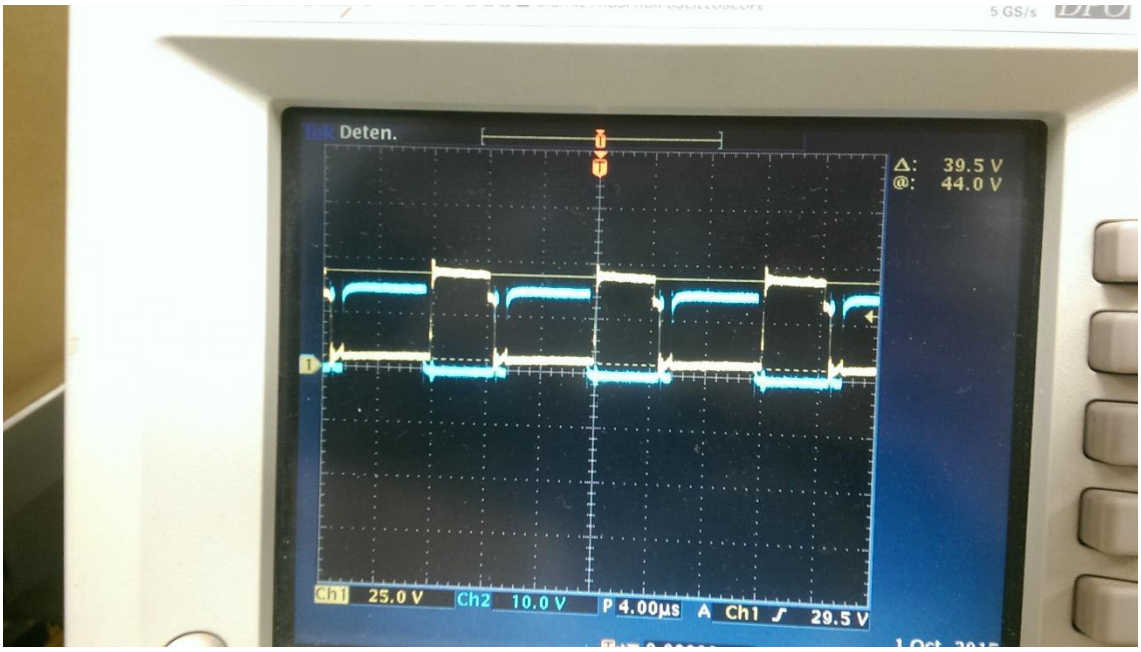


Figura 8.13. Prueba inicial con *MOSFETs*. V_{DS}

Como puede verse en la Figura 8.13, el comportamiento no es del todo bueno para la señal del low-side (azul), debido a que se pone en conducción cuando no debería hacerlo.

Se pone en conducción cuando el *MOSFET* del *high-side* no ha dejado de hacerlo. Esto puede ser altamente perjudicial si se produjera con el circuito de potencia funcionando a pleno rendimiento, ya que se produciría un cortocircuito que dañaría nuestro circuito.

Para solucionarlo, se conectan unas resistencias llamadas resistencias de puerta, conectadas entre la salida del *L6599* y la puerta de cada *MOSFET*. El primer resultado puede verse en la Figura 8.14.

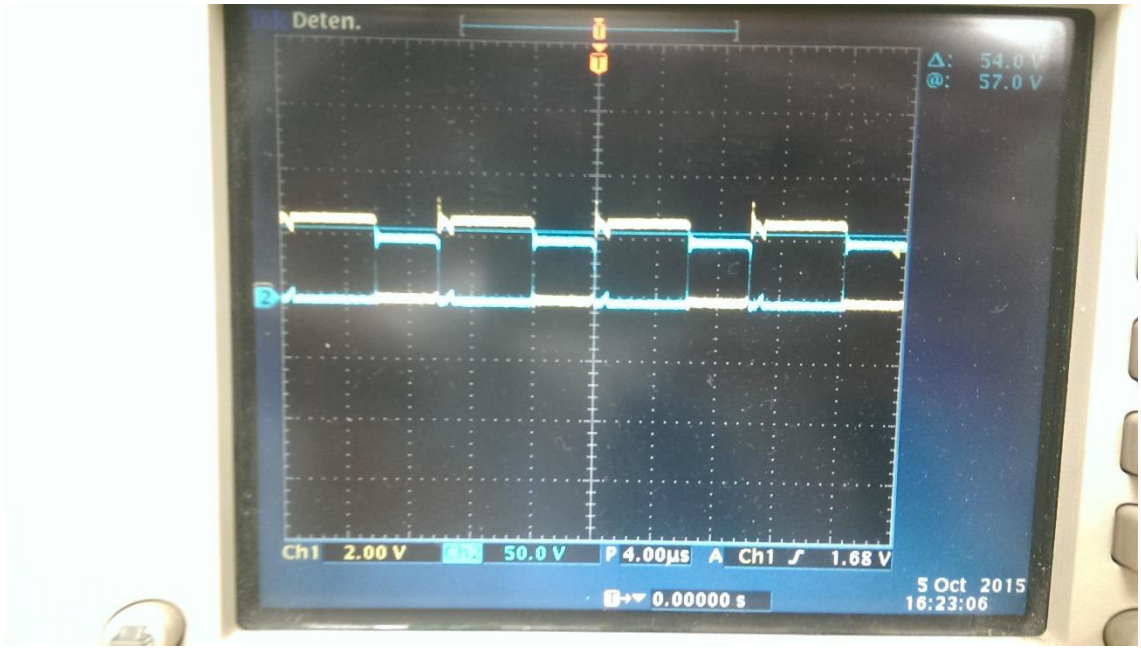


Figura 8.14. *CC* con primeras resistencias de puerta. V_{DS}

Gracias a estas resistencias, se mejora la conmutación del circuito, pero aun así pueden verse picos de tensión en las zonas de transición entre *ON* y *OFF*.

Aumentando el valor de dichas resistencias se consiguen reducir estos picos, pero también causa que las zonas de transición entre *ON* y *OFF* sean más lentas, con lo que hay que encontrar un punto de equilibrio, como se muestra en la Figura 8.15.

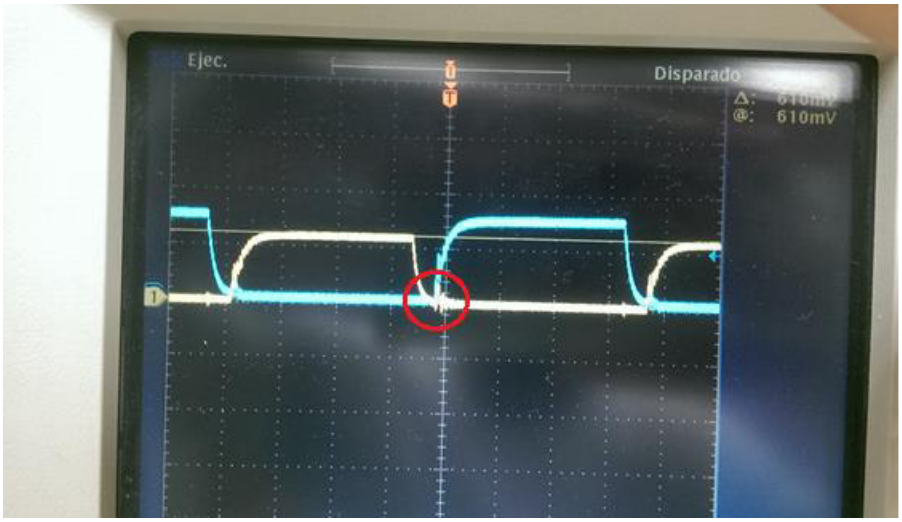


Figura 8.15. *CC* con resistencia de carga final. V_{GS}

En la Figura 8.16, se muestra de manera ampliada la zona marcada en la Figura 8.15, que es una de las zonas de transición entre *ON* y *OFF*.

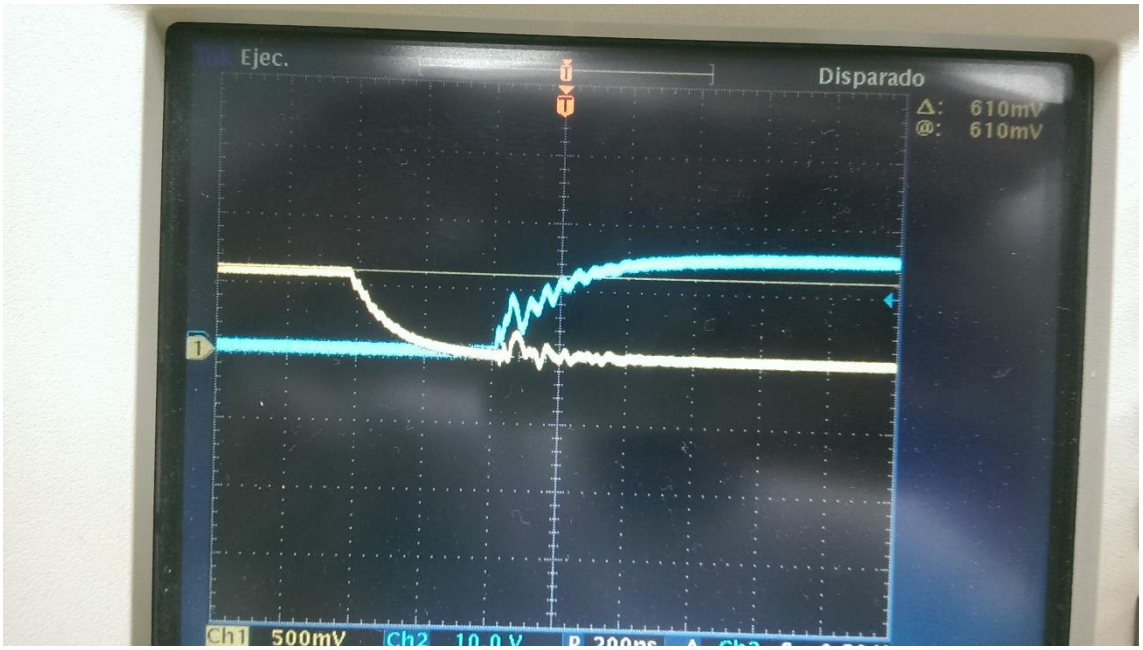


Figura 8.16. Transición *ON-OFF*. V_{GS}

En esta Figura se puede apreciar perfectamente como la zona de transición no es perfecta. En ambas forma de onda se pueden observar picos de tensión, pero teniendo en cuenta que estos picos no son lo suficientemente grandes como para poner en conducción a los *MOSFET*s, son perfectamente asumibles para el circuito.

Como prueba adicional, se procede a la sustitución de una simple resistencia de puerta por un circuito más complejo.

Al cortar la corriente por el *MOSFET*, se produce un pico de corriente que tiende a infinito. Para solucionarlo, se pone un transistor *NPN* entre puerta y fuente, con el fin de que circule una pequeña corriente en el momento de la conmutación, y así reducir los picos de tensión que puedan producirse. Este circuito puede verse en la Figura 8.17.

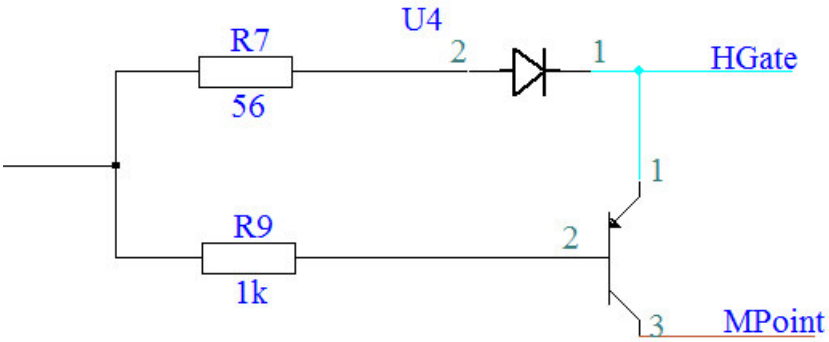


Figura 8.17. Circuito complejo a la puerta

Como se puede observar en la Figura 8.18, el comportamiento del circuito en las mismas condiciones que hasta ahora (con tensiones bajas de alimentación de los *MOSFET*s), parece ser algo mejor.

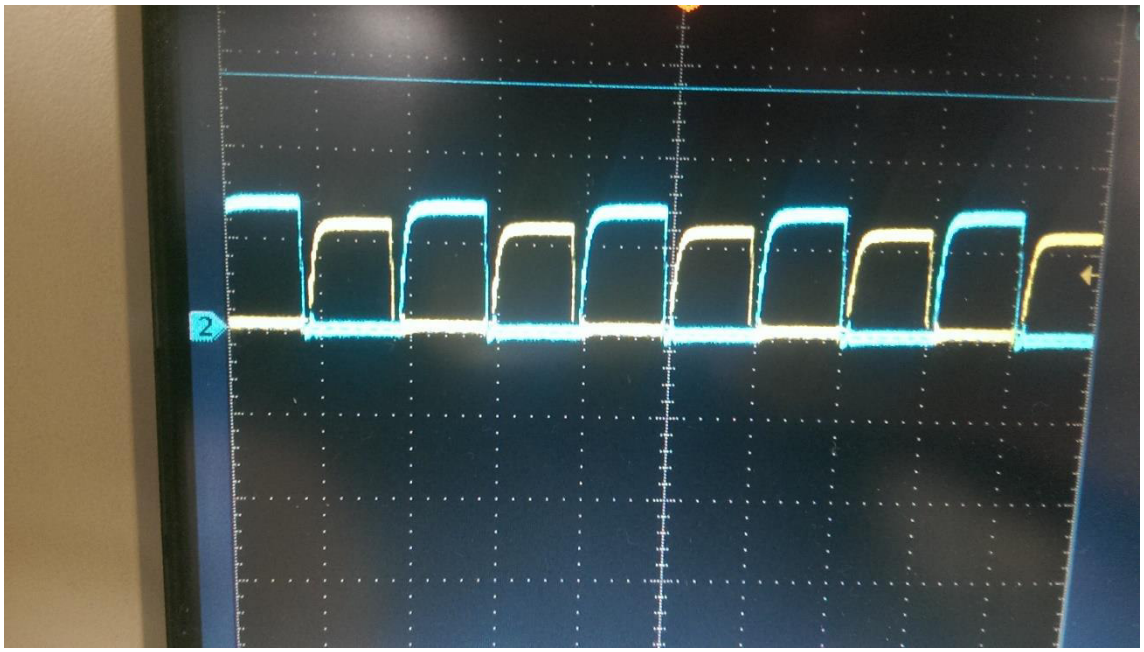


Figura 8.18. Señales de conmutación con circuito de puerta mejorado

Pero al realizar las mismas pruebas que hasta ahora, con ambos circuitos a la puerta, y con tensiones superiores de alimentaciones en los *MOSFET*s, los resultados son contradictorios, como pueden observarse en las Figuras 8.19 y 8.20.

La forma de onda correspondiente al simple conexionado de la resistencia de puerta (Figura 8.19) presenta menos picos en las zonas de transición que los que presenta con el segundo circuito propuesto.

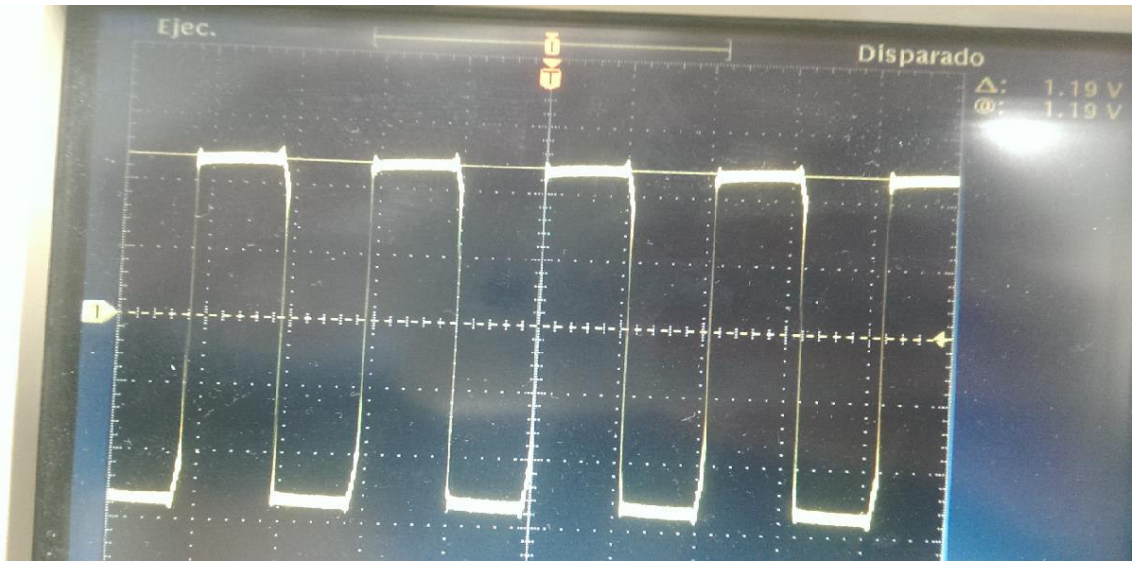


Figura 8.19. V_{DS} con resistencia de puerta. V_{CC}= 150V

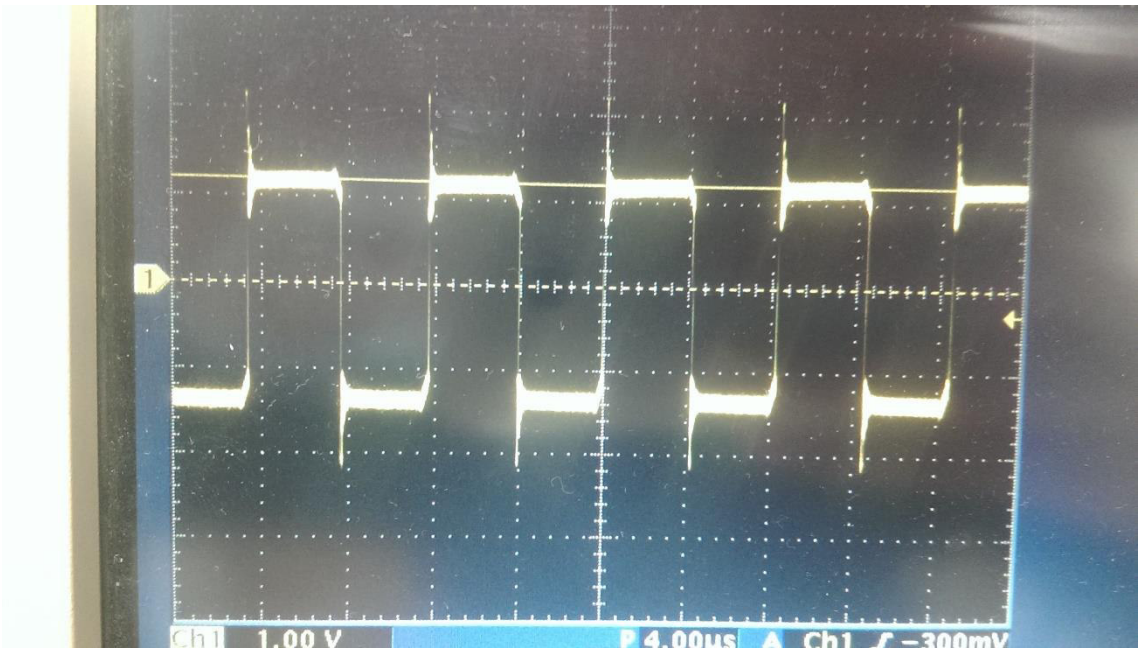


Figura 8.20. V_{DS} con circuito de puerta. V_{CC}= 150V

Además, al seguir subiendo la tensión de alimentación, las formas de onda comienzan a distorsionarse, como puede observarse en la Figuras 8.21 y 8.22.

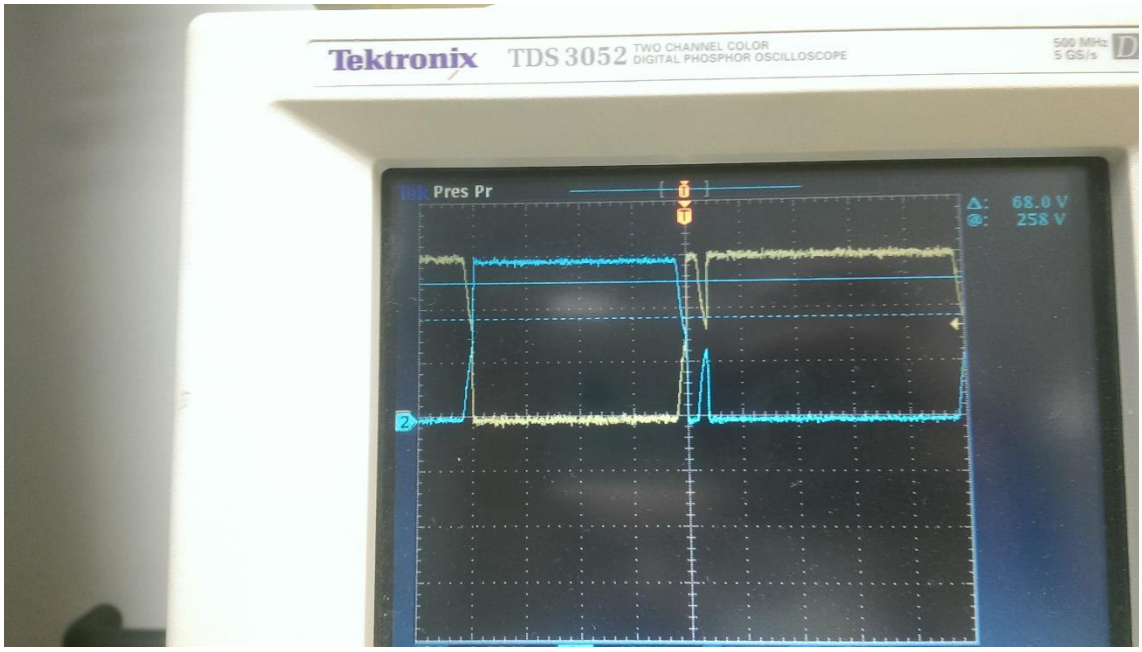


Figura 8.21. Distorsión en la señal de conmutación con V_{CC}>150V

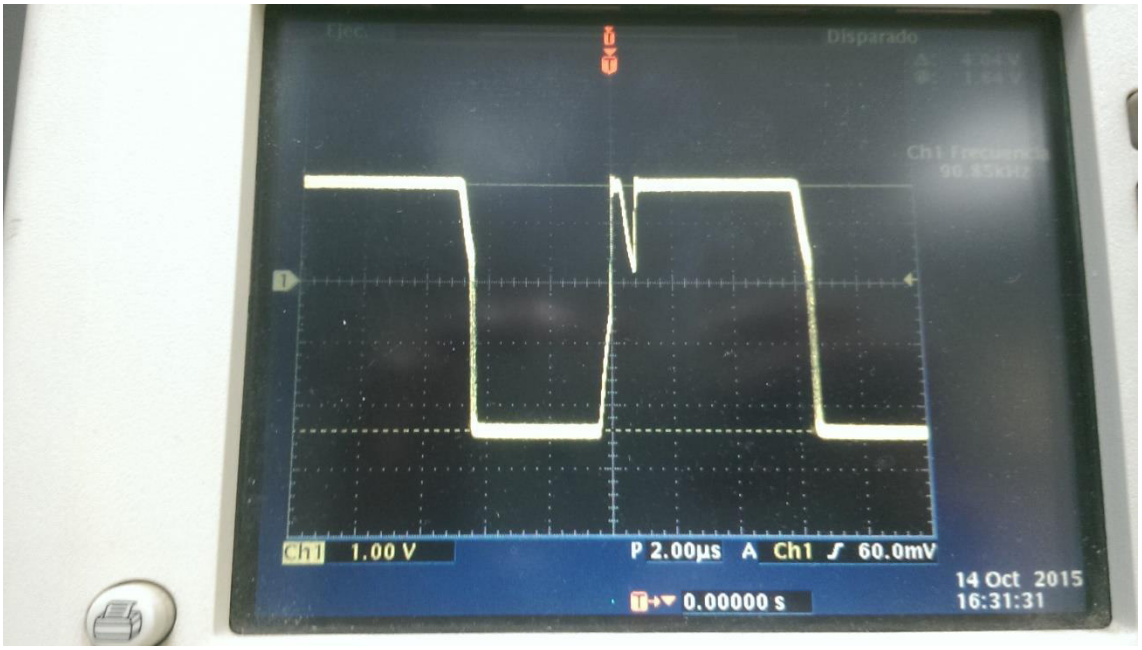


Figura 8.22. Ampliación de la distorsión en la señal de conmutación con V_{CC}>150V

9 CIRCUITO DE POTENCIA

A continuación, se va a hacer una exposición de los componentes comerciales (no se incluyen los componentes realizados manualmente, como las inductancias) que se van a utilizar para el circuito de potencia del rectificador. El circuito de potencia se refiere a la parte del circuito que contiene el TAIPEI.

La selección de estos componentes se han hecho en base a los

9.1 CMF20120D

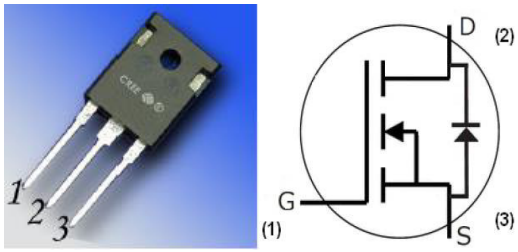


Figura 9.1 MOSFET de potencia

Este dispositivo es el encargado de formar el *half-bridge*, clave para el funcionamiento de las acciones de rectificación y de corrección del factor de potencia.

Como se ha comentado anteriormente, pertenece a la nueva generación de *MOSFET*s fabricados con la tecnología de carburo de silicio (SiC) de segunda generación, cuyas ventajas ya se han comentado en epígrafes anteriores de este documento.

Las principales características de este dispositivo son las siguientes:

- Alta velocidad de conmutación con bajas capacitancias pasivas
- Fácil conexionado de varios dispositivos en paralelo
- Alta tensión de ruptura con baja resistencia de conducción $R_{DS(on)}$
- Facilidad de control
- Tensión máxima entre drenador y fuente(V_{DSmax}) de hasta 1200V
- Corriente máxima(I_{Dmax}) de 42A

Los principales beneficios de estas características son:

- Superior sistema de eficiencia
- Inferiores requisitos de refrigeración que mejoran el funcionamiento general del sistema
- Presenta un sistema de conmutación de frecuencia aumentado

9.2 STTH3012

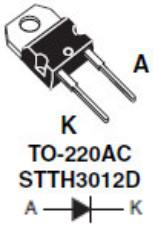


Figura 9.4. iodo de recuperación ultrarrápida

Este dispositivo es el encargado de formar un puente de diodos para cada fase del circuito rectificador.

Estos dispositivos también han sido fabricados con la nueva tecnología de carburo de silicio de segunda generación, que presenta unas ventajas similares a las descritas anteriormente.

Las principales características de este dispositivo, son las siguientes:

- Recuperación ultrarrápida y suave
- Reducida conducción y pérdidas de conmutación
- Alta frecuencia de conmutación
- Alta capacidad de tensión inversa
- Gran respuesta ante funcionamiento a altas temperaturas.

9.3 MKP1848510094K2

Figura 9.7.
Condensador C_O

Este componente es un condensador de película de polipropileno, que poniendo tres de estos en paralelo, se forma el condensador C_o que puede observarse en la Figura 5.5.

Las principales características de este componente son las siguientes:

- Baja resistencia en serie equivalente (ESR)
- Capacidad para soportar altos picos de corriente
- Alta capacidad de soportar altas corrientes eficaces

9.4 MAL215957471E3

Figura 9.10.
Condensadores C_1 y C_2

Condensador de aluminio polarizado, de alta potencia, larga vida útil y encaje a presión.

Con dos unidades de este componente, hace las funciones de los condensadores C_1 y C_2, que pueden observarse en la Figura 5.5.

Las principales características de este componente, pueden verse a continuación:

- Vida útil de entre 3000 y 5000 H
- Capaz de soportar hasta 500V
- Condensador electrolítico de aluminio polarizado, con electrolitos no solidos
- Reducidos ESR
- Alta fiabilidad de funcionamiento

9.5 WM7469-ND

Por último, se presenta el conector que puede verse en la Figura 9.5.

Este conector se ha utilizado para crear varios puntos de medición en la PCB. Se ha utilizado para medir la corriente a través de las inductancias de entrada del circuito rectificador.

Las principales características de este componente, pueden verse a continuación:

- Capacidad de soportar hasta 600V
- Capacidad de soportar hasta 50A
- Sección de cables de entre 8 y 20 mm^2
- Como aislante, se usa el tereftalato de polibutileno (PBT)

Documento Nº2:

ANEXO

Diseño de PCB para pruebas experimentales

ÍNDICE DEL ANEXO

1 OBJETO 3

2 NORMAS Y REFERENCIAS 4

2.1 DISPOSICIONES LEGALES Y NORMAS APLICADAS 4

2.1.1 Ámbito académico 4

2.1.2 Ámbito de la elaboración formal de proyectos técnicos 4

2.2 PROGRAMAS DE DISEÑO 4

2.3 BIBLIOGRAFÍA 4

3 DEFINICIONES Y ABREVIATURAS 6

4 REQUISITOS DE DISEÑO 7

4.1 ESTANDARIZACIÓN DEL DISEÑO 7

5 DISEÑO DE LA PCB 8

5.1 DESCRIPCIÓN DE CONECTORES 8

6 MONTAJE DE LA PCB 10

6.1 SOLDADURA DE COMPONENTES 10

6.2 COLOCACIÓN DE LOS SOPORTES 11

6.3 COLOCACION DE RADIADORES 11

7 PRUEBAS EXPERIMENTALES 13

7.1 PRUEBAS CIRCUITO DE CONTROL 13

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 6.1. PCB sin montar 10
Figura 6.2. Etapa de control de la PCB sin montar 11
Figura 6.3. Disipador térmico 11
Figura 6.4. PCB montada 12
Figura 7.1. V_g con R_g 13
Figura 7.2. Pico de tensión con R_g 14
Figura 7.3. V_g con circuito alternativo conectado a la puerta del *High MOSFET* ... 14
Figura 7.4. LV_g con R_g 15
Figura 7.5. V_g con circuito secundario 16

1 OBJETO

En la Memoria del presente proyecto se describe el diseño de un rectificador trifásico, siguiendo la topología conocida como TAIPEI, además del diseño de su circuito de control.

Este anexo tiene por objeto facilitar el soporte necesario para poder realizar pruebas experimentales con el rectificador.

Se diseña y fabrica una PCB en la que se incluye la etapa correctora del factor de potencia y la etapa de control de la primera.

2 NORMAS Y REFERENCIAS

2.1 DISPOSICIONES LEGALES Y NORMAS APLICADAS

2.1.1 Ámbito académico

− *Normativa del Trabajo Fin de Grado*, Universidad de Cantabria, 2012.

− Normativa del Proyecto Fin de Grado en Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica Industrial y Automática, Universidad de Cantabria, 2013.

2.1.2 Ámbito de la elaboración formal de proyectos técnicos

− *Criterios generales para la elaboración formal de los documentos que constituyen un proyecto técnico,* UNE 157001, 2014.

− *Numeración de las divisiones y subdivisiones en los documentos escritos*, UNE 50-132-94, 1994.

− *Magnitudes y unidades – Parte 1: Generalidades,* UNE-EN 8000, 2014.

− *Magnitudes y unidades – Parte 6: Electromagnetismo,* UNE-EN 8000-6, 2009.

− *Vocabulario electrotécnico – Parte 521: Dispositivos semiconductores y circuitos integrados,* UNE 21302-521, 2004.

− *Documentación técnica de productos – Formatos y presentación de los elementos gráficos de las hojas de dibujo,* UNE-EN ISO 5457, 2000.

− *Documentación técnica de productos – Campos de datos en bloques de títulos y en cabeceras de documentos,* UNE-EN ISO 7200, 2004.

2.2 PROGRAMAS DE DISEÑO

- Cadence® OrCAD® PCB Editor
- DesignSpark PCB

2.3 BIBLIOGRAFÍA

[1] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*The TAIPEI rectifier – A New Three-Phase Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier*," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2, No. 3 Feb. 2013, pp 686 – 694.

[2] B. Lojko, P. Fuchs, "*A contribution to the VCO modeling and simulation*", 19th International Conference Radioelektronika, 2009. RADIOELEKTRONIKA '09.

[3] Javier Biazan Gonzalez, "*Fuente de alimentacion bipolar para aplicacion de electroerosion*". 2011

[4] Milan M. Jovanociv, "*Three-Level TAIPEI Rectifier*". 2014

[5] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*Design Considerations and Performance Evaluation of Single-Stage TAIPEI Rectifier for HCDC Distribution Applications*", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2, No. 17 Oct. 2013

[6] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic. "*Design Considerations and Performance Evaluation of Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier (Taipei Rectifier) for Telecom Aplplications*" IEEE Trans. on Power Electronics,2012.

[7] Wen-Shyue Chen, Yen-Shin Lai. "*Design of Laboratory Course for Learning Power Converters at Taipei Tech*", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, 2014.

3 DEFINICIONES Y ABREVIATURAS

En este apartado se recogen todas las siglas y abreviaturas que se usan en el Anexo del proyecto. A continuación, por orden alfabético, se enumeran acompañadas del término al que se refieren, y si procede, la definición del término:

CAD	*Computer-Aided Design* (Diseño Asistido por Ordenador): término bajo el que se engloba el software programado para facilitar las labores de creación de productos de cualquier naturaleza (mecánicos, eléctricos, químicos, etc).
FR4	Material usado para el aislamiento interno de PCBs
GERBER	Formato del archivo que se exporta de los CADs de diseño con el fin de fabricar la PCB
PCB	*Printed Circuit Board* (Tarjeta de Circuito Impreso): Placa de aislante intercalada con capas de metal conductor, típicamente cobre, que conexiona eléctricamente los componentes de un circuito electrónico y que, además, sirve de soporte mecánico para los mismos.
SMD	*Surface Mount Technology* (Tecnología de Montaje Superficial): Son un tipo de componentes electrónicos, que se diferencia porque son soldados directamente en la superficie de la PCB.
THROUGH HOLE	Es otro tipo de tecnología de componentes electrónicos, que se diferencia debido a que los componentes atraviesan la PCB y son soldados, normalmente, por la parte inferior de esta.

4 REQUISITOS DE DISEÑO

A continuación, se detallan los requisitos que tiene que cumplir el diseño de la PCB para que se trate de una herramienta adecuada para realizar pruebas experimentales

4.1 ESTANDARIZACIÓN DEL DISEÑO

El fabricante de la PCB impone ciertos estándares para poder llevar a cabo correctamente la labor de manufactura. En este caso, se le debe facilitar cada capa de cobre exportada a un formato ``Gerber 274X´´. Para exportarlos se aconseja, además, usar al menos dos enteros y cinco decimales.

Para el diseño de la PCB, el software utilizado ha sido el *Design Spark PCB* de acuerdo a sus propios manuales de uso.

5 DISEÑO DE LA PCB

Una vez que se ha diseñado y comprobado experimentalmente, en protoboard, el correcto funcionamiento del circuito de control, además de haber elegido los componentes del circuito de potencia, se procede a realizar el diseño de la PCB, incluyendo dentro de la misma PCB la etapa de control y la etapa de potencia.

La PCB consta de 2 capas de cobre de espesor 110 µm, separadas por un núcleo de material FR4 de 1,38 mm, conformando una altura total de la placa de 1,60 mm. A su vez, las dimensiones de la PCB son 400 x 350,43 mm.

El diseño cuenta con tres entradas de tensión, con la que se alimentara la etapa de potencia de la PCB y dos salidas, en las que se debe conectar la carga del mismo.

Su realización se ha llevado a cabo según los esquemas mostrados en el documento de planos.

5.1 DESCRIPCIÓN DE CONECTORES

A continuación, se va a realizar una descripción de la utilidad de los diferentes conectores del tipo *jumper* que se han colocado en la PCB:

- *JmpHOpt*: conector entre la salida *HVG* del L6599 y la entrada del *high FOD3184*
- *JmpLOpt*: conector entre la salida *LVG* del L6599 y la entrada del *low FOD3184*
- *SwOpto:* switch entre regulación mediante potenciómetro o mediante la tensión de salida del TAIPEI
- *JmpOHOpt*: conector entre salida del *high FOD3184 y el* SwHMGate
- *JmpOLOpt*. conector entre salida del *low FOD3184 y el* SwLMGate
- *SwHMGate*: switch para escoger entre los dos circuitos que se pueden conectar a la puerta de los *MOSFET*s, para la parte *high*
- *SwLMGate*: switch para escoger entre los dos circuitos que se pueden conectar a la puerta de los *MOSFET*s, para la parte *low*
- *JmpMPoint*: conector para unir el punto medio del divisor capacitivo del *high FOD3184* con la referencia *(MPoint*)
- *JmpHINIR*: conector para habilitar que la *HVG* del *L6599* entre en el *IR2214*
- *JmpLINIR*: conector para habilitar que la *LVG* del *L6599* entre en el *IR2214*
- *JmpOLIR*: conector para habilitar que la salida *low* del *IR2214* conecte con el *SwLMGate*

- *JmpOHIR*: conector para habilitar que la salida *low* del *IR2214* conecte con el *SwLMGate*
- *JmpOHIR:* conector para habilitar la alimentación del *IR2214*

6 MONTAJE DE LA PCB

A continuación, y como último paso antes de empezar a obtener resultados experimentales en la PCB, se realiza la soldadura de todos sus componentes.

6.1 SOLDADURA DE COMPONENTES

En la Figura 11.1 se puede observar la PCB sin ningún componente.

Inicialmente y por comodidad, se empieza soldando los componentes SMD, y se continua con los through hole, de la parte de control (encuadrada en rojo en la Figura 6.1), que puede verse ampliado en la Figura 6.2.

Lo que anteriormente se ha nombrado como etapa de potencia (que es el rectificador en sí mismo), en la PCB, se refleja encuadrado en azul.

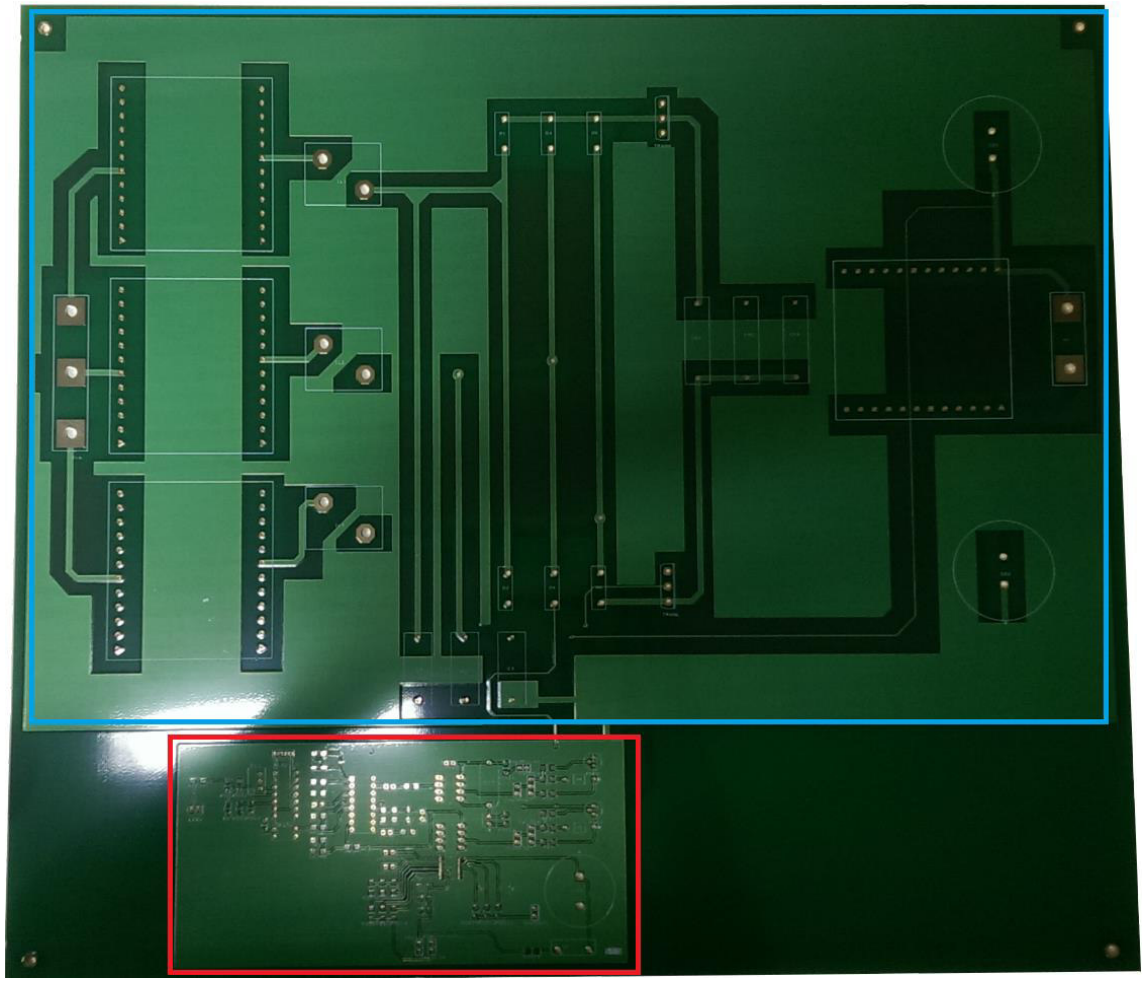


Figura 6.1. PCB sin montar

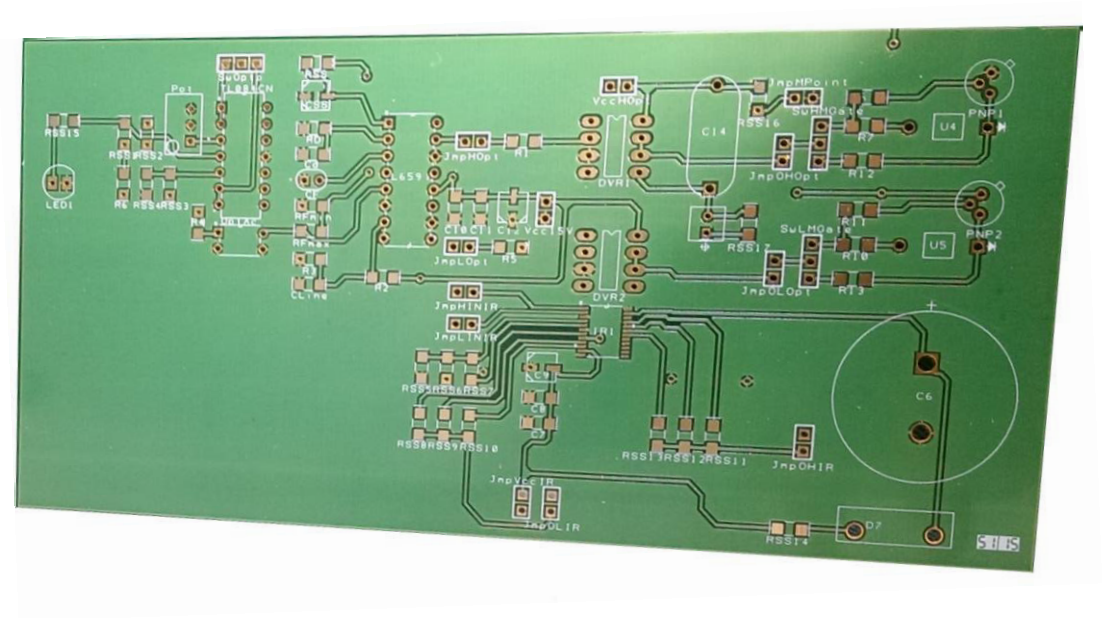


Figura 6.2. Etapa de control de la PCB sin montar

Una vez se terminan de soldar los componentes de control, se procede a hacer lo propio con los componentes de potencia.

6.2 COLOCACIÓN DE LOS SOPORTES

El siguiente paso consiste en la colocación de los soportes de la PCB.

Estos soportes son los encargados de apoyar la PCB en la superficie sobre la que esté, aguantando su peso, y separándola de esta mediante un espacio de algunos centímetros de aire.

Estos soportes se han distribuido de la siguiente manera: Uno en cada esquina de la PCB, además de dos internos para evitar que la PCB se flexione debido al peso que los componentes de potencia tienen.

6.3 COLOCACION DE RADIADORES

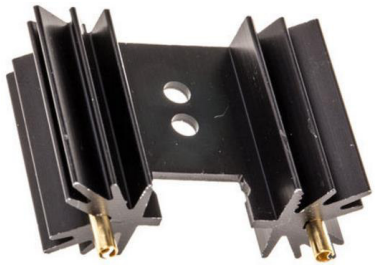


Figura 6.3. Disipador térmico

El siguiente paso dentro del montaje de la PCB, consiste en la instalación de unos radiadores necesarios para refrigerar los puntos críticos de la etapa de potencia de la PCB.

Estos radiadores se han colocado en los *MOSFET*s que forman el *half-bridge*, así como en los diodos que forman los puentes de rectificación.

Para montarlos, se han atornillado los radiadores a los componentes anteriormente mencionados, aplicando entre ellos una pasta que ayuda a la disipación térmica.

El resultado final del montaje, puede observarse en la Figura 6.4.

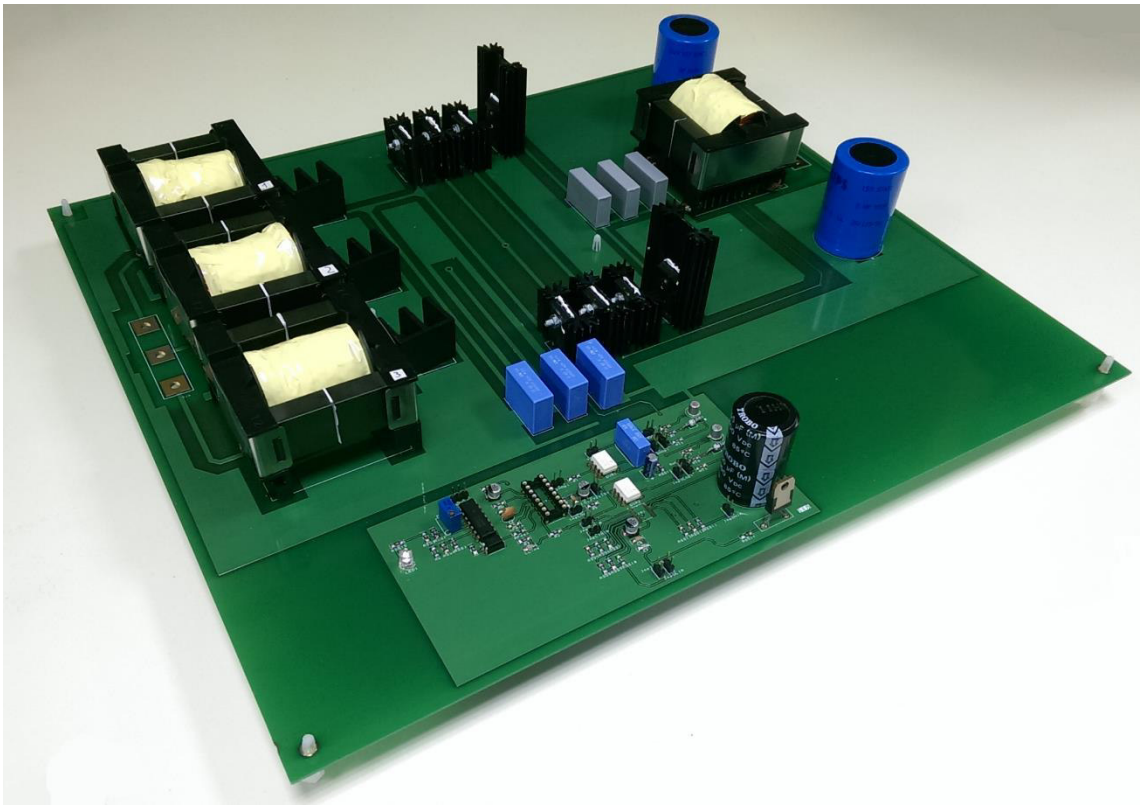


Figura 6.4. PCB montada

Como último paso antes de comenzar con las pruebas experimentales, se procede a soldar cables en los conectores de entada y salida del circuito de potencia, con los que poder conectar la carga y alimentarlo.

7 PRUEBAS EXPERIMENTALES

Una vez realizado el montaje de la PCB se comienzan a hacer las pruebas experimentales.

7.1 PRUEBAS CIRCUITO DE CONTROL

Inicialmente, se comienza por la parte de control. Se hace en este orden como medida de seguridad, para comprobar que las señales de mando que le llegan a los *MOSFET*s son correctas.

En primer lugar, se comprueba la forma de onda de la tensión de conmutación en el *MOSFET* superior del *half-bridge*. En el caso de la Figura 7.1, se tiene únicamente conectada la resistencia a la puerta del *MOSFET.*

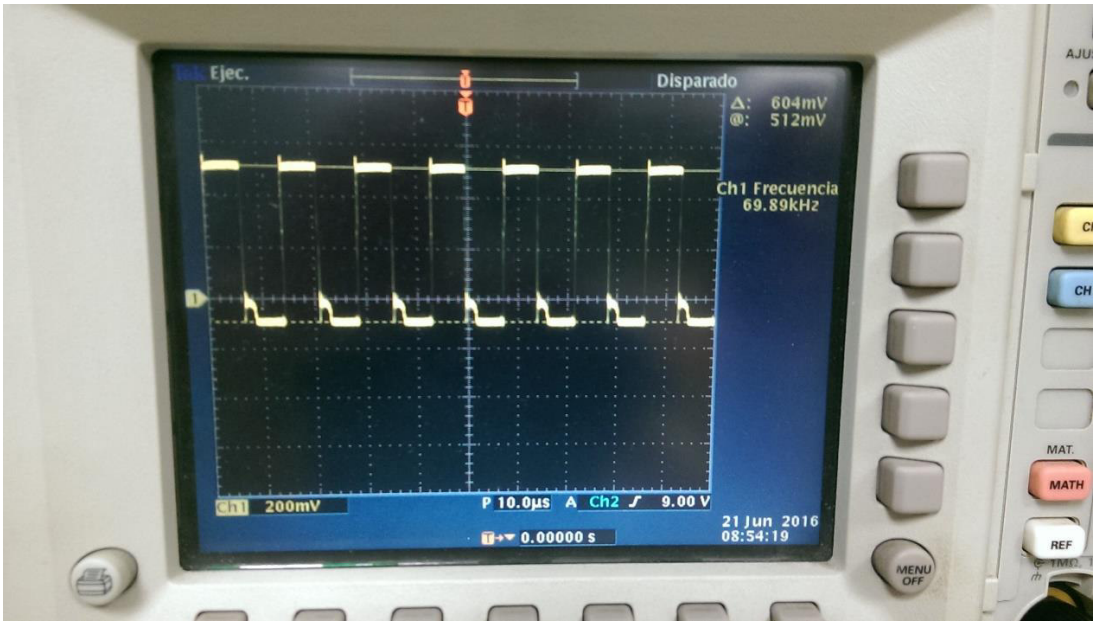


Figura 7.1. V_g con R_g

Como se observa en la Figura 7.1, la forma de onda presenta un comportamiento fuera de lo común en lo que sería la conmutación de *ON* a *OFF,* pero, aun así, la señal se considera buena debido a que el pico que se produce, no pondría en conducción al *MOSFET*.

El valor de este pico puede observarse mejor en la Figura 7.2, destacando que, debido a la sonda, hay que multiplicar el valor por veinte.

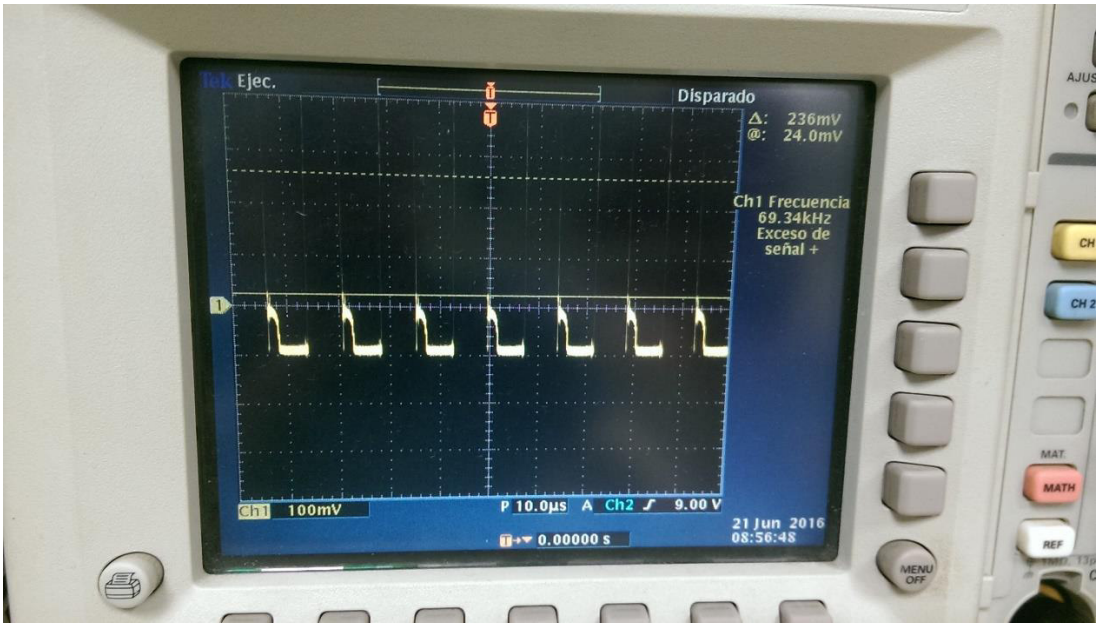


Figura 7.2. Pico de tensión con R_g

El siguiente paso consiste en realizar la misma medición, pero con el circuito alternativo conectado a la puerta.

Como puede observarse en la Figura 7.3, el resultado es mucho mejor que el anterior, con lo que se considera este caso el óptimo para controlar el *MOSFET* superior.

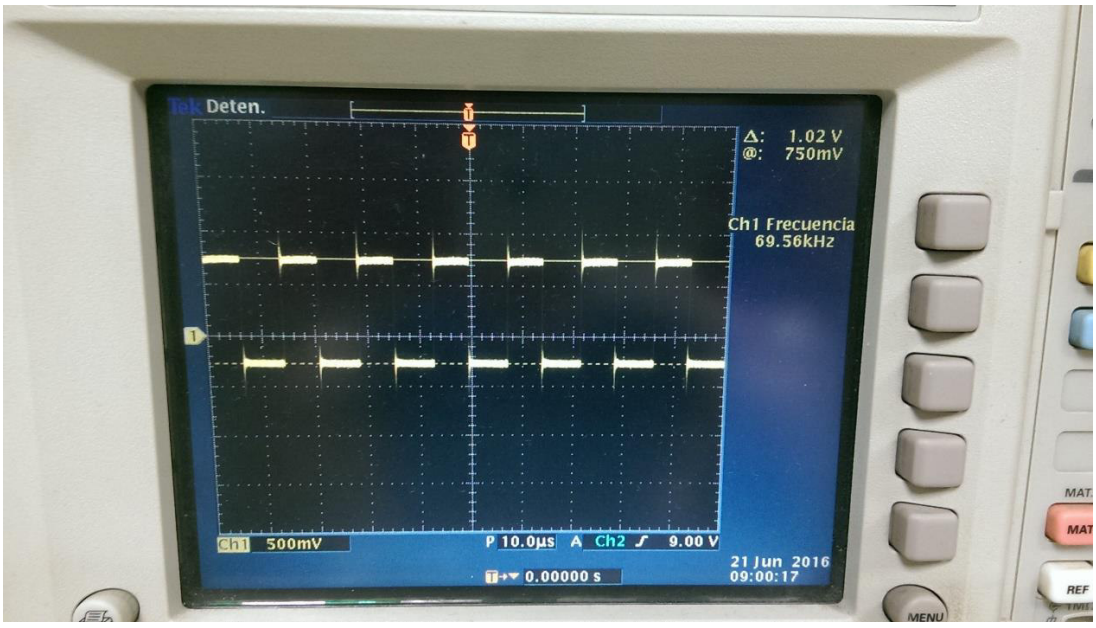


Figura 7.3. V_g con circuito alternativo conectado a la puerta del *High MOSFET*

El siguiente paso, consiste en realizar las mismas pruebas, pero con el *MOSFET* inferior del *half-bridge*.

Inicialmente se vuelve a conectar únicamente la resistencia de puerta, pudiéndose observar el resultado en la Figura 7.4.

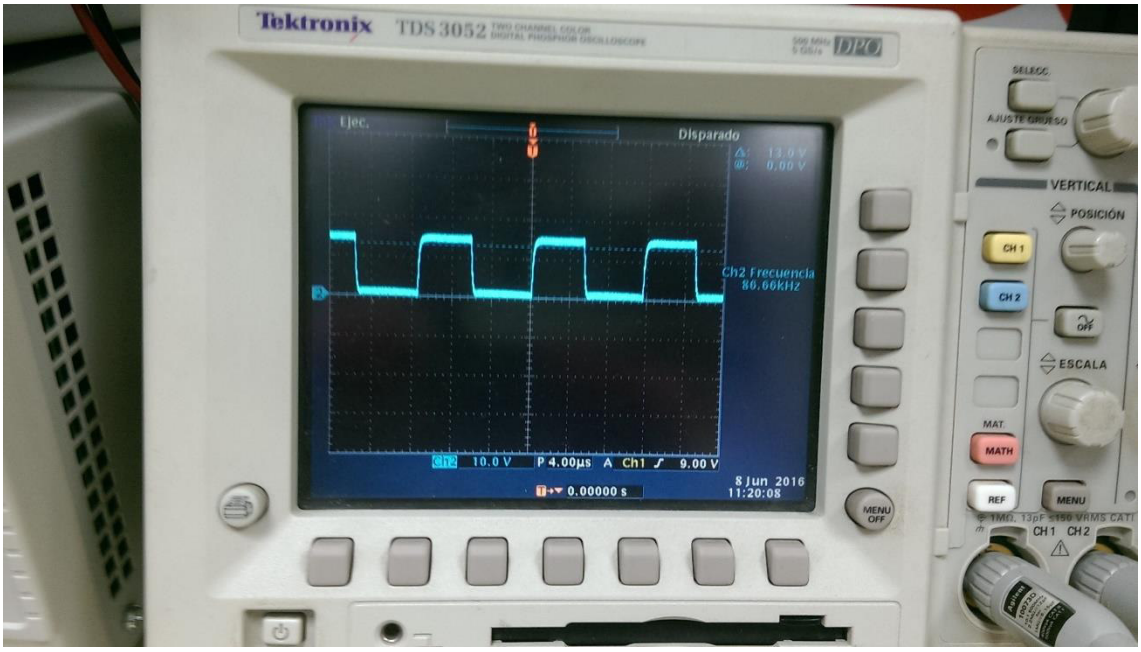


Figura 7.4. LV_g con R_g

En este caso, se observa un buen comportamiento, sin picos extraños de tensión que pudieran poner en conducción al *MOSFET*.

Como última prueba a realizar en esta parte, se procede a conectar el circuito secundario de puerta, cuyos resultados pueden observarse en la Figura 7.5.

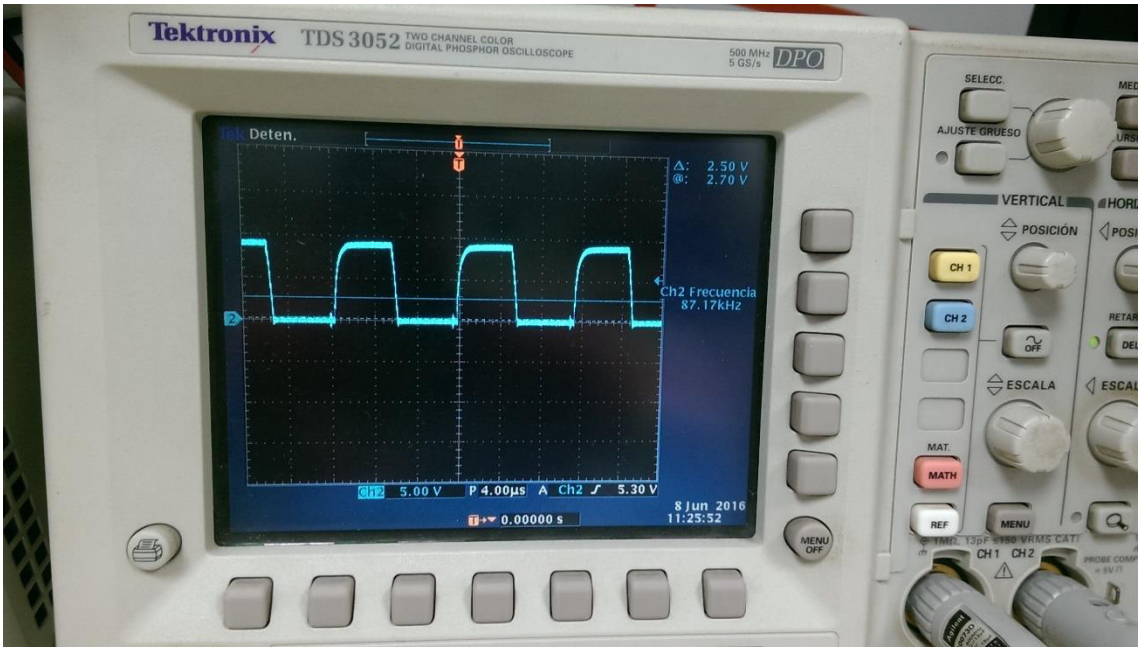


Figura 7.5. V_g con circuito secundario

Este caso también se presenta un buen comportamiento, pudiendo observarse que la conmutación del *MOSFET* se haría más lenta que en el caso anterior.

Debido a que no hay grandes diferencias entre las señales, en principio, no se elige ninguna opción prioritaria frente a la otra.

Documento Nº3:

PLANOS

ÍNDICE DE PLANOS

1 ESQUEMA DE CONEXIONADO DEL TAIPEI 2

2 L6599 3

3 CIRCUITOS SECUNDARIOS 4

4 HDRIVER 5

5 LDRIVER 6

6 IR2214 7

7 LAYOUT COMPLETO 8

8 LAYOUT DE POTENCIA 9

9 LAYOUT DE CONTROL 10

10 DISTRIBUCIÓN GENERAL DE COMPONENTES 11

11 DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA 12

12 DISTRIBUCIÓN DE CONTROL 13

13 TOP COPPER GENERAL 14

14 TOP COPPER DE POTENCIA 15

15 TOP COPPER DE CONTROL 16

16 BOTTOM COPPER GENERAL 17

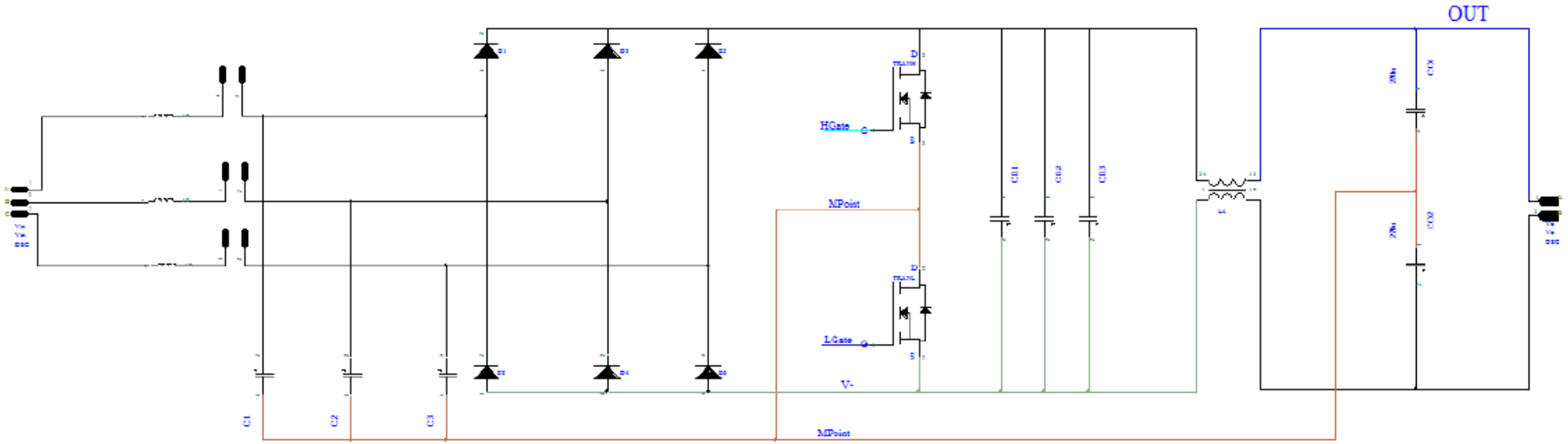
17 BOTTOM COPPER DE POTENCIA 18

18 BOTTOM COPPER DE CONTROL 19

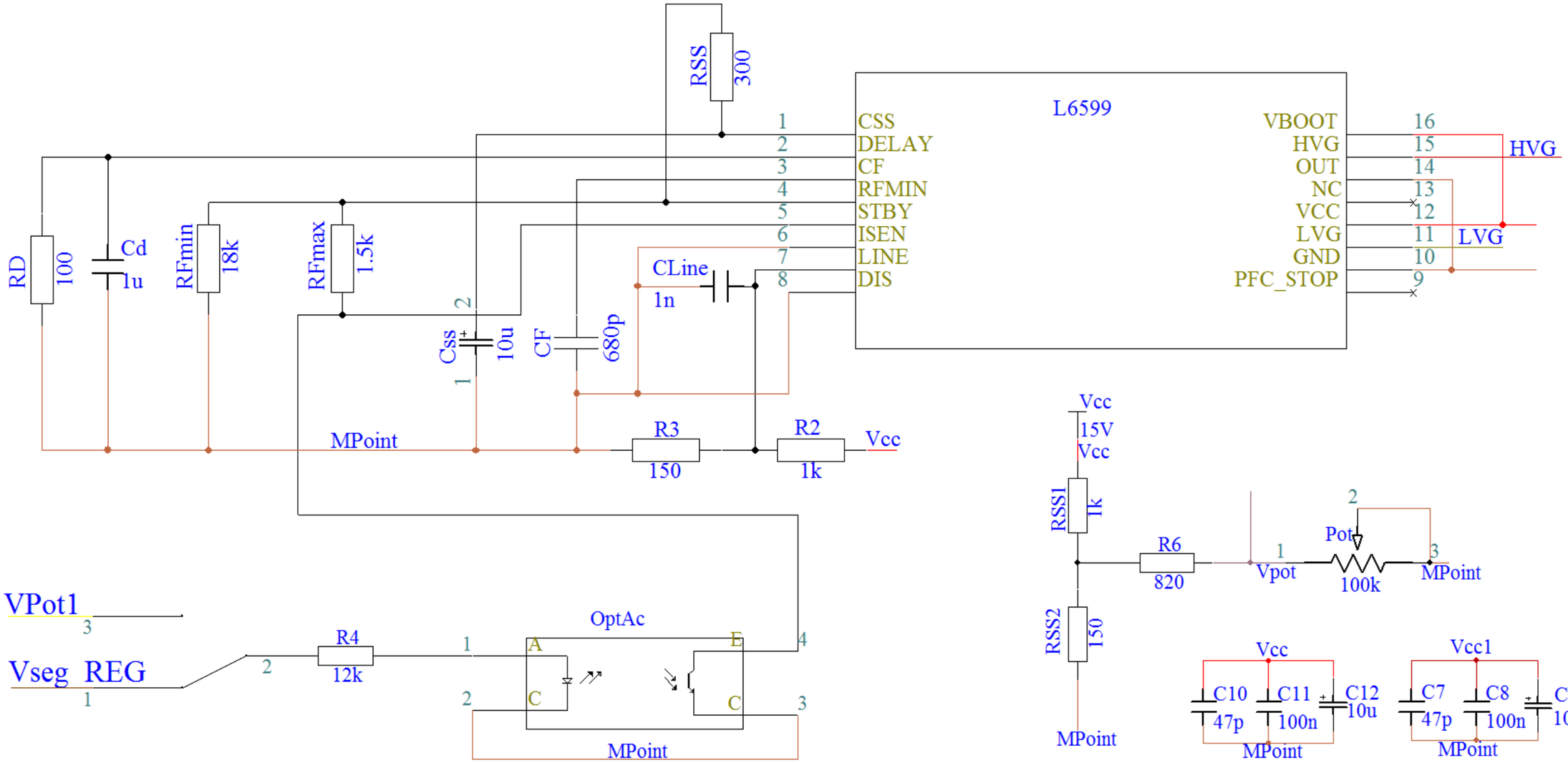
19 CONEXIONADO GENERAL 20

20 CONEXIONADO DE POTENCIA 21

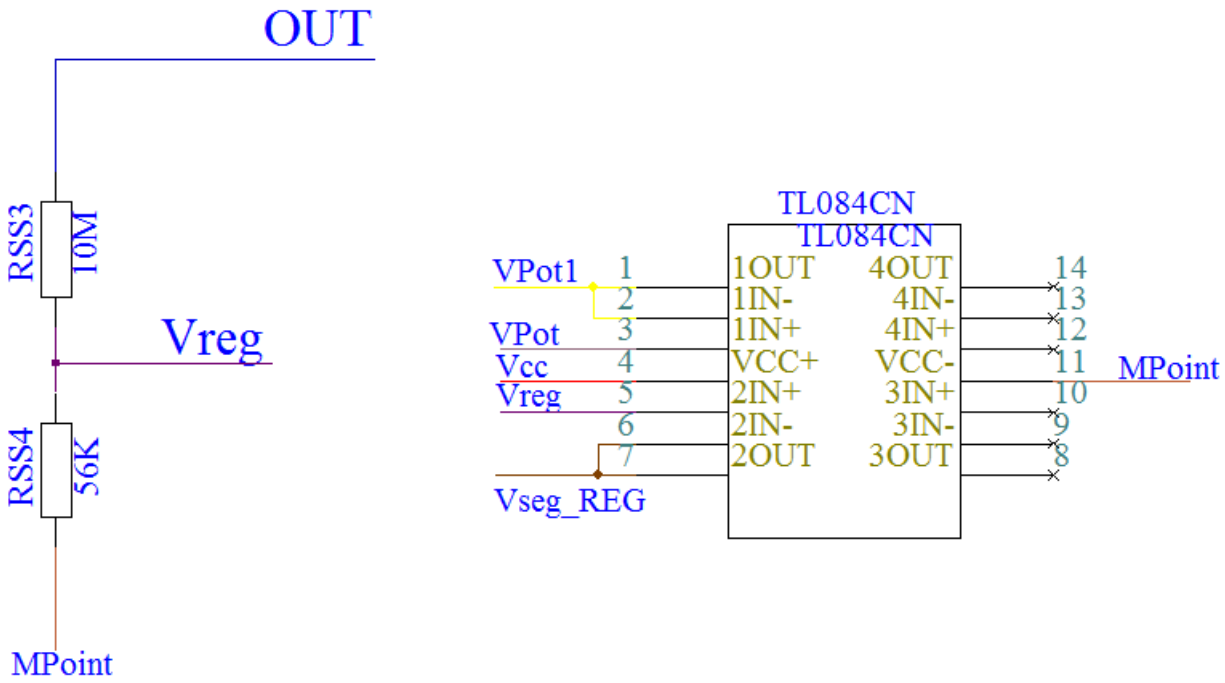
21 CONEXIONADO DE CONTROL 22



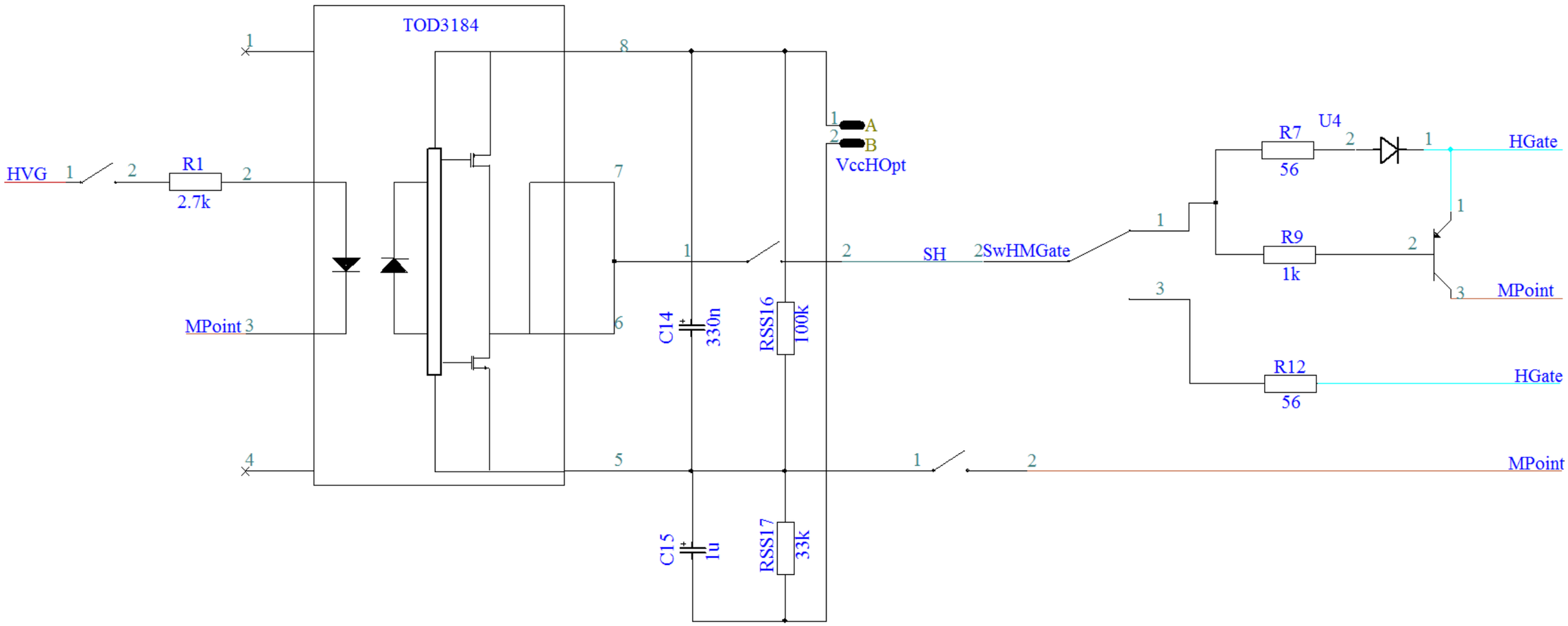
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: POT	Tipo de documento: Esquemáticos	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Esquema conexionado TAIPEI	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 3 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 1



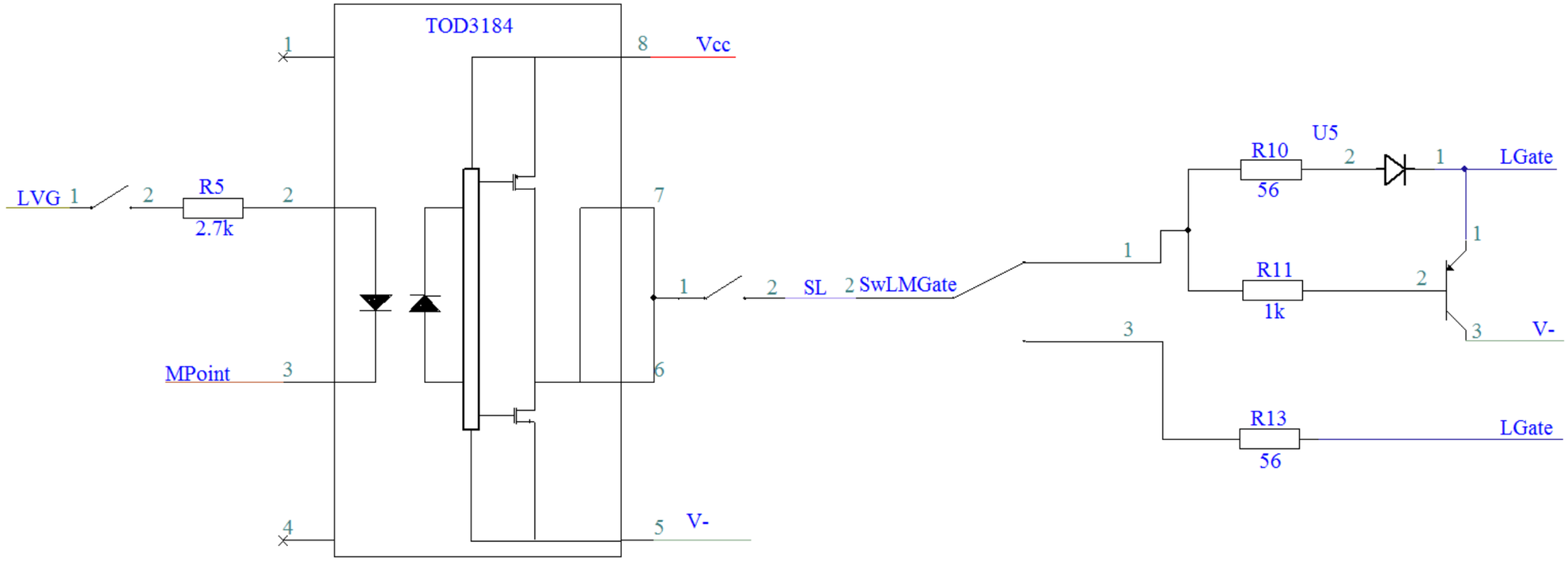
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: L6599N	Tipo de documento: Esquemático	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Título suplementario: Conexionado controlador L6599N	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz	Rev.: 5	Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 2



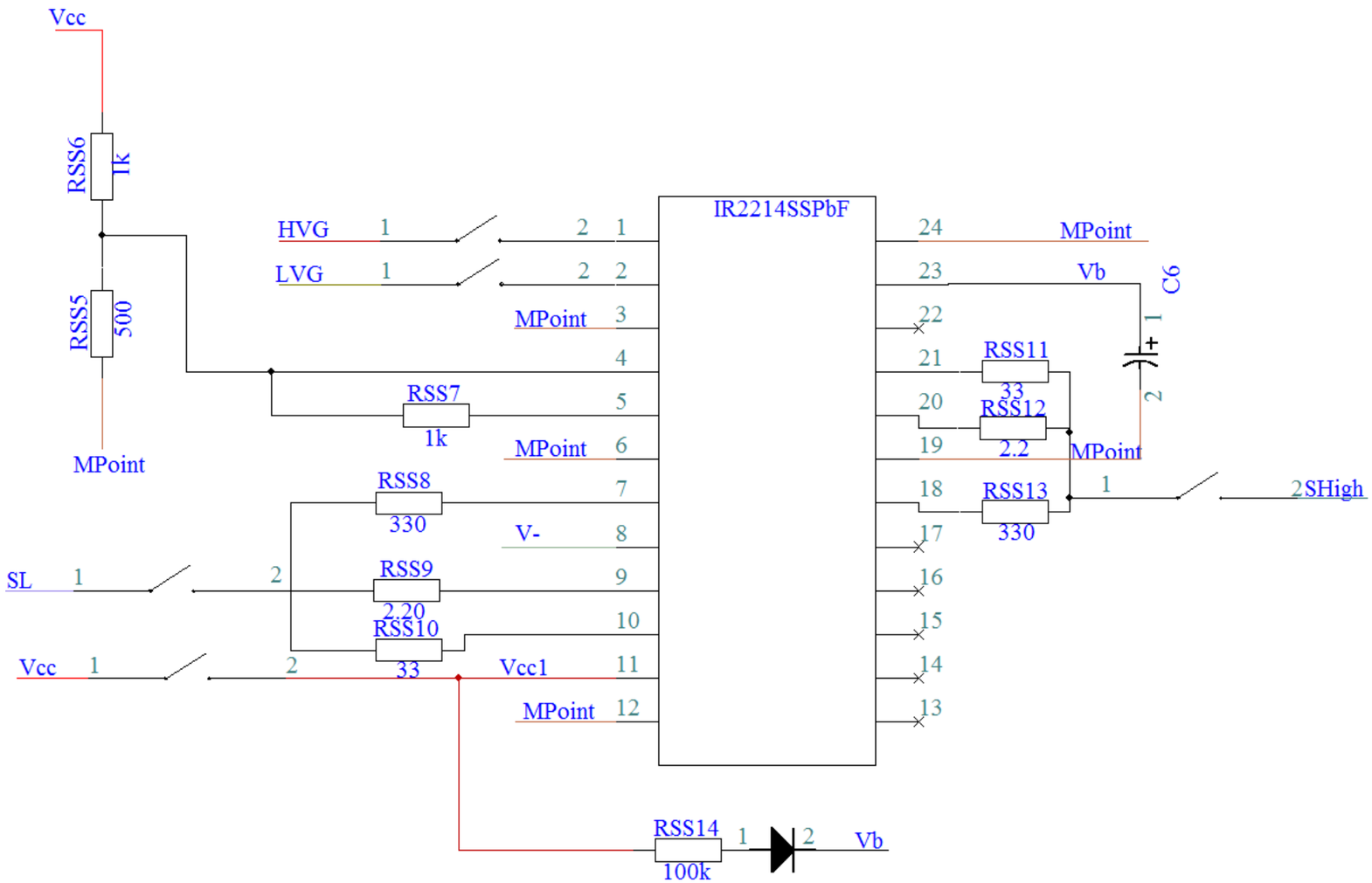
Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	CS	Esquemáticos	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Título, Título suplementario: Circuitos secundarios	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev. 1 · Fecha de edición 15/06/2016 · Idioma ES · Hoja 3



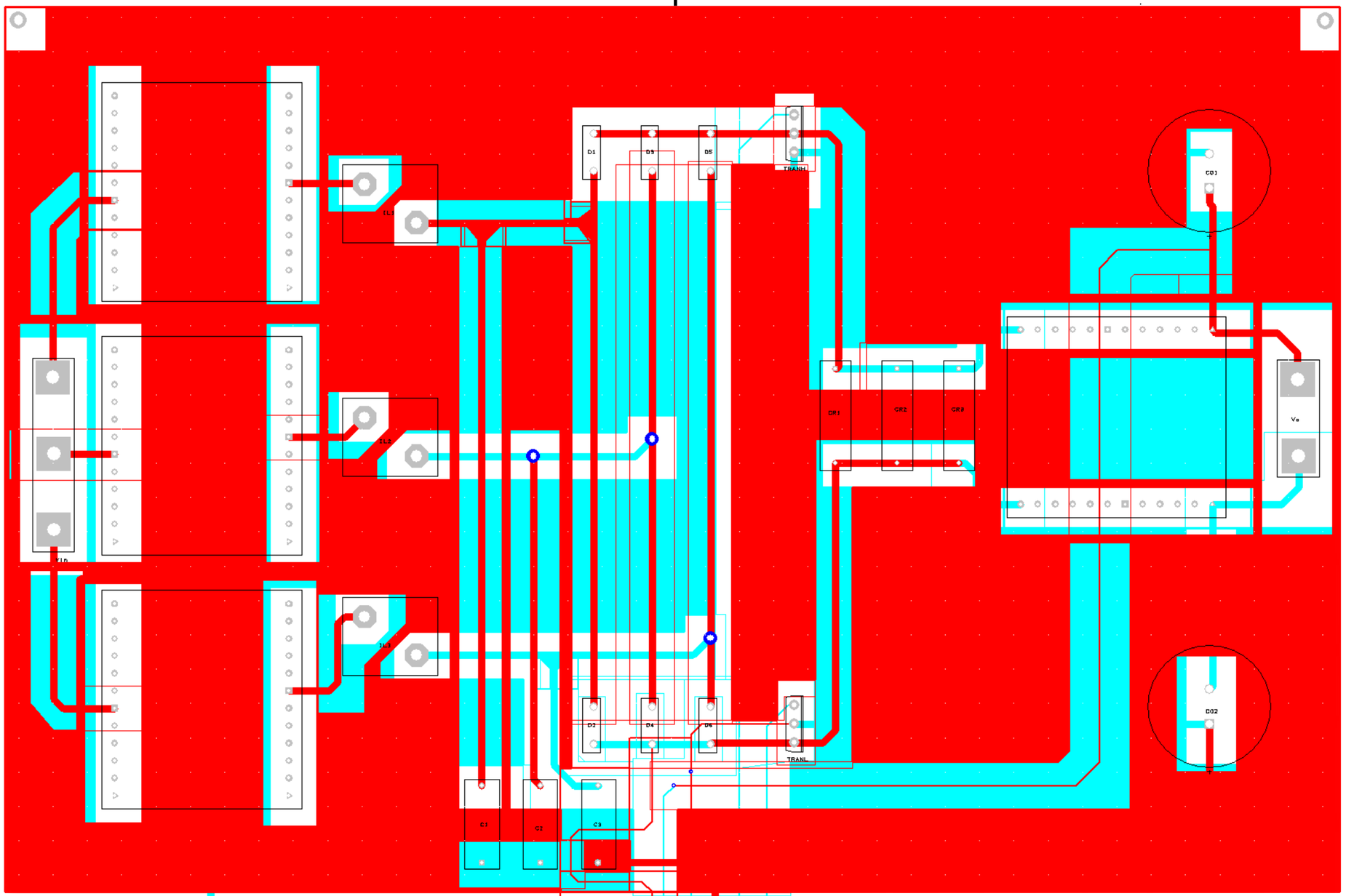
Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	HDRIVER	Esquemático	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Conexionado driver superior TOL84CN	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 3 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 4

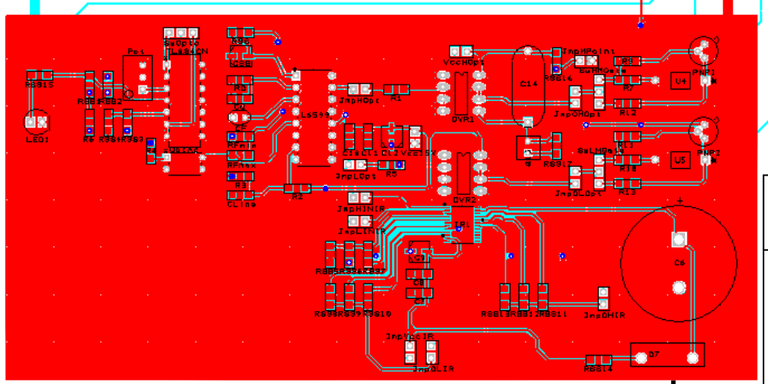


Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: LDRIVER	Tipo de documento: Esquemático	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Conexionado driver inferior TL084CN	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz	Rev.: 1 / Fecha de edición: 15/06/2016 / Idioma: ES / Hoja: 5	



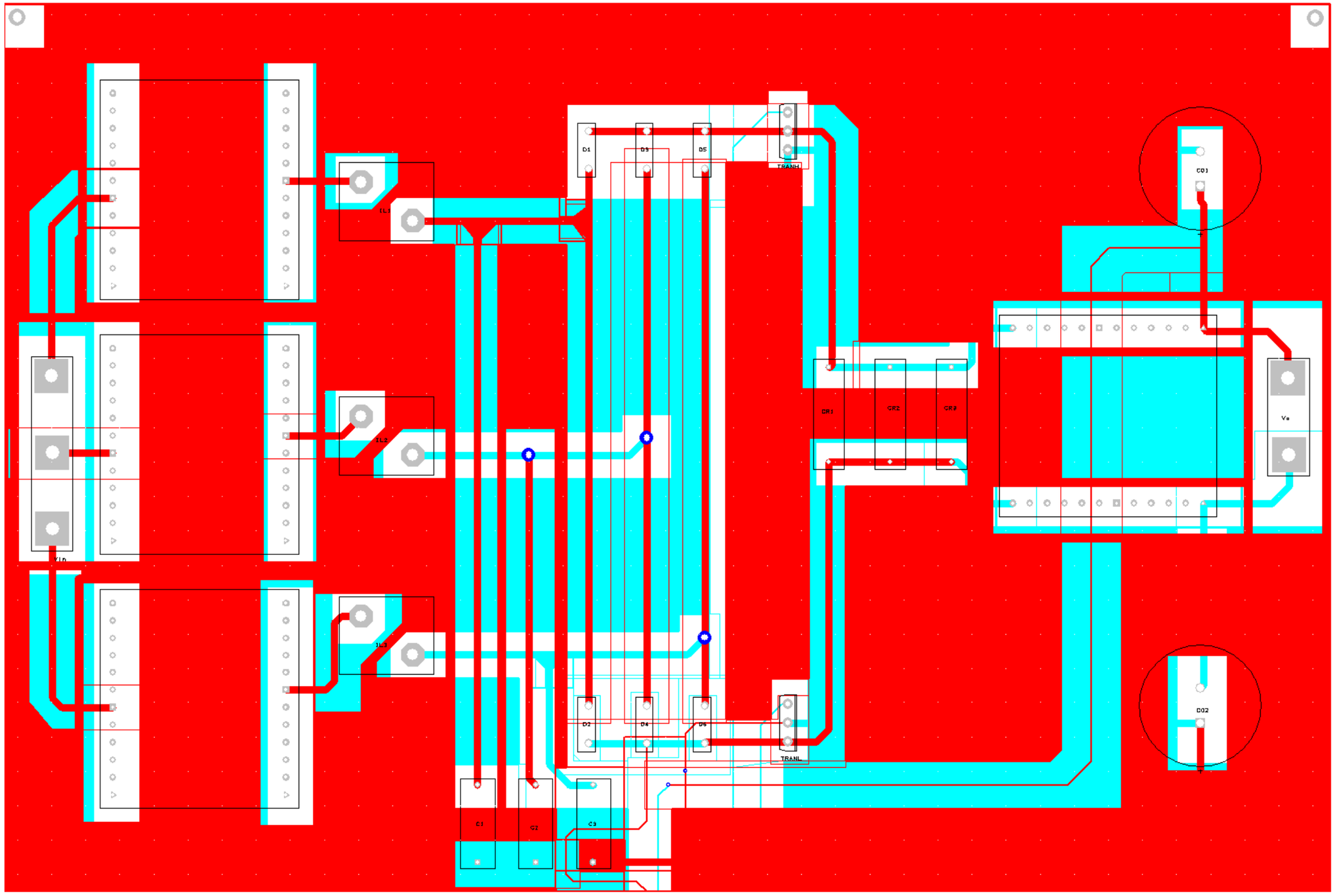
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: IR2214	Tipo de documento: Esquemático	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Driver secundario IR2214	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 2 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 6





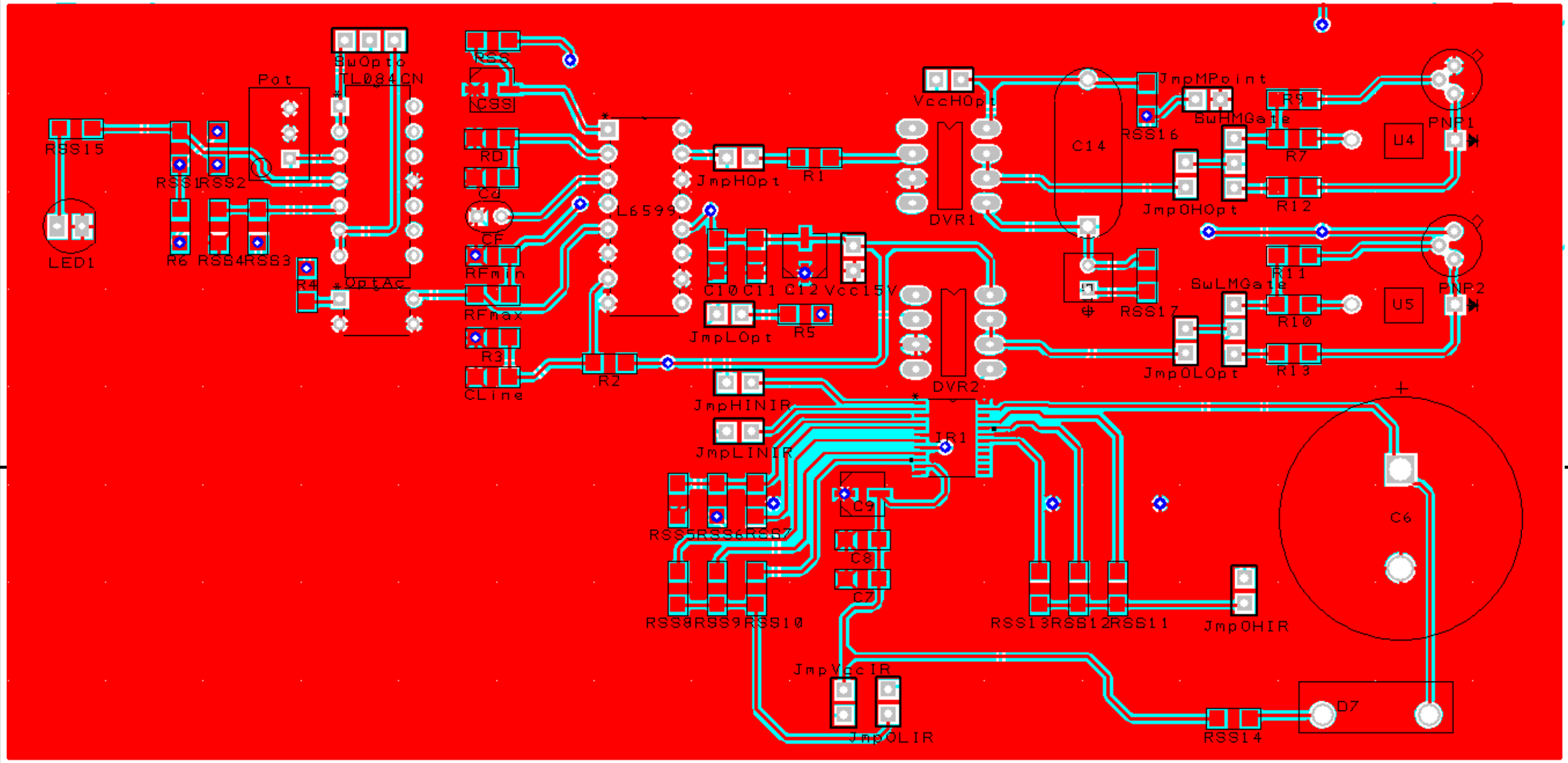
Top layer
Bottom layer

Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: GRAL	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Título suplementario: Layout Completo	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 9 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 7



Top layer
Bottom layer

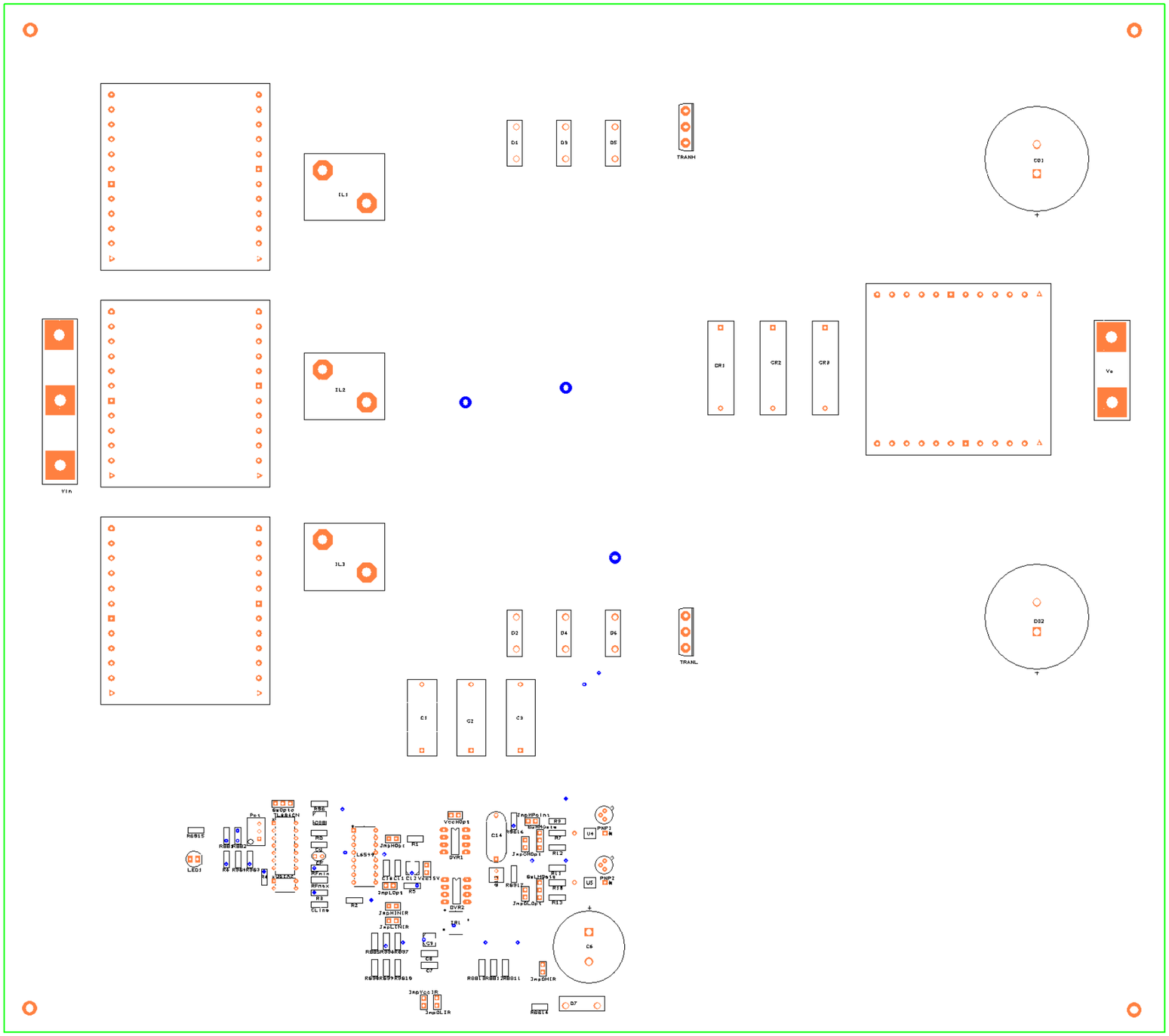
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: GRALC	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Layout completo circuito potencia	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz	Rev.: 4 / Fecha de edición: 15/06/2016 / Idioma: ES / Hoja: 8	



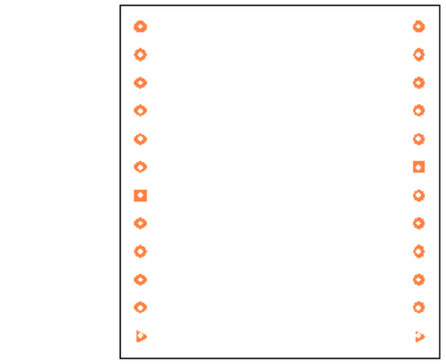
Top layer

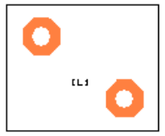
Bottom layer

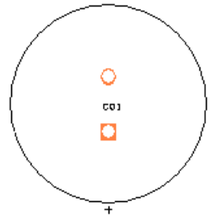
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: CTRC	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Layout completo circuito de control	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz	Rev.: 5 / Fecha de edición: 15/06/2016 / Idioma: ES / Hoja: 9	

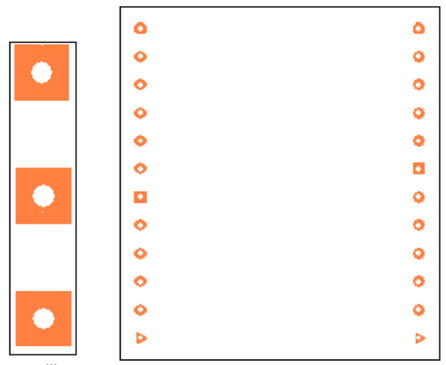


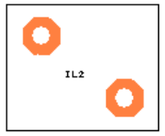
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: DGRAL	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Distribución general de compontentes	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 3 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 10

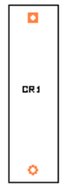


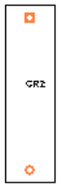


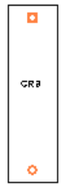


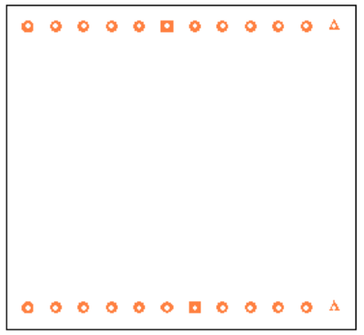


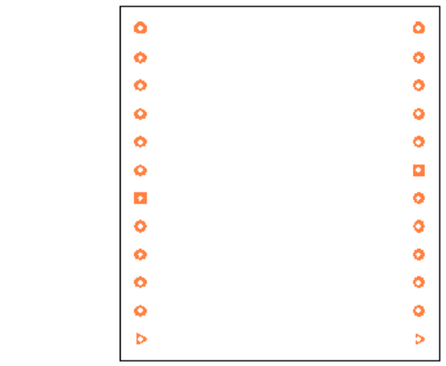


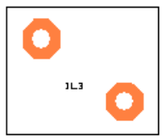


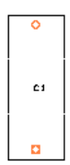


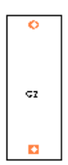


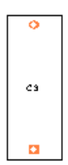


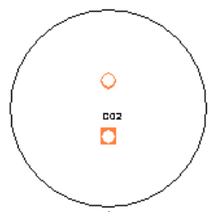




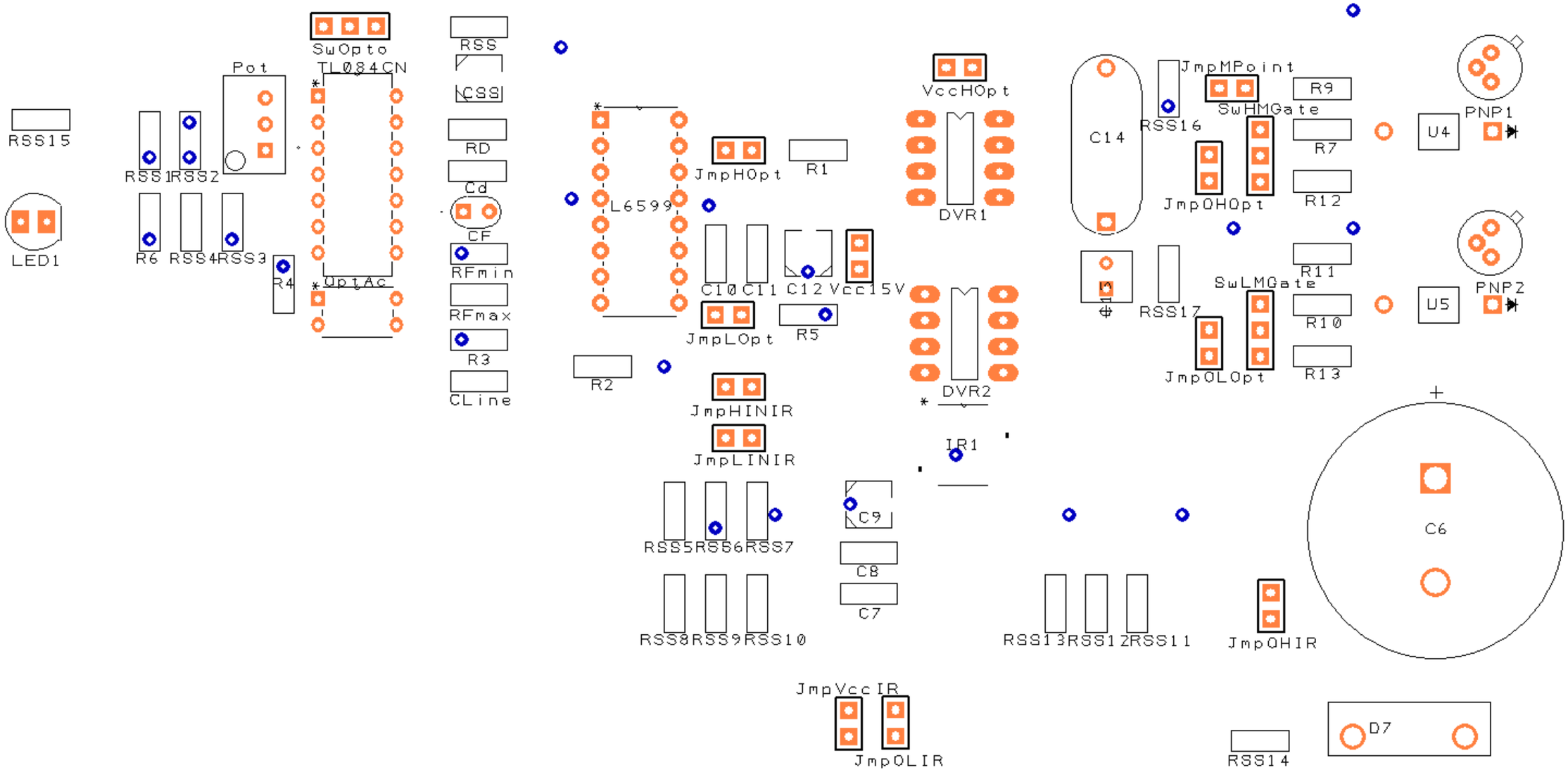








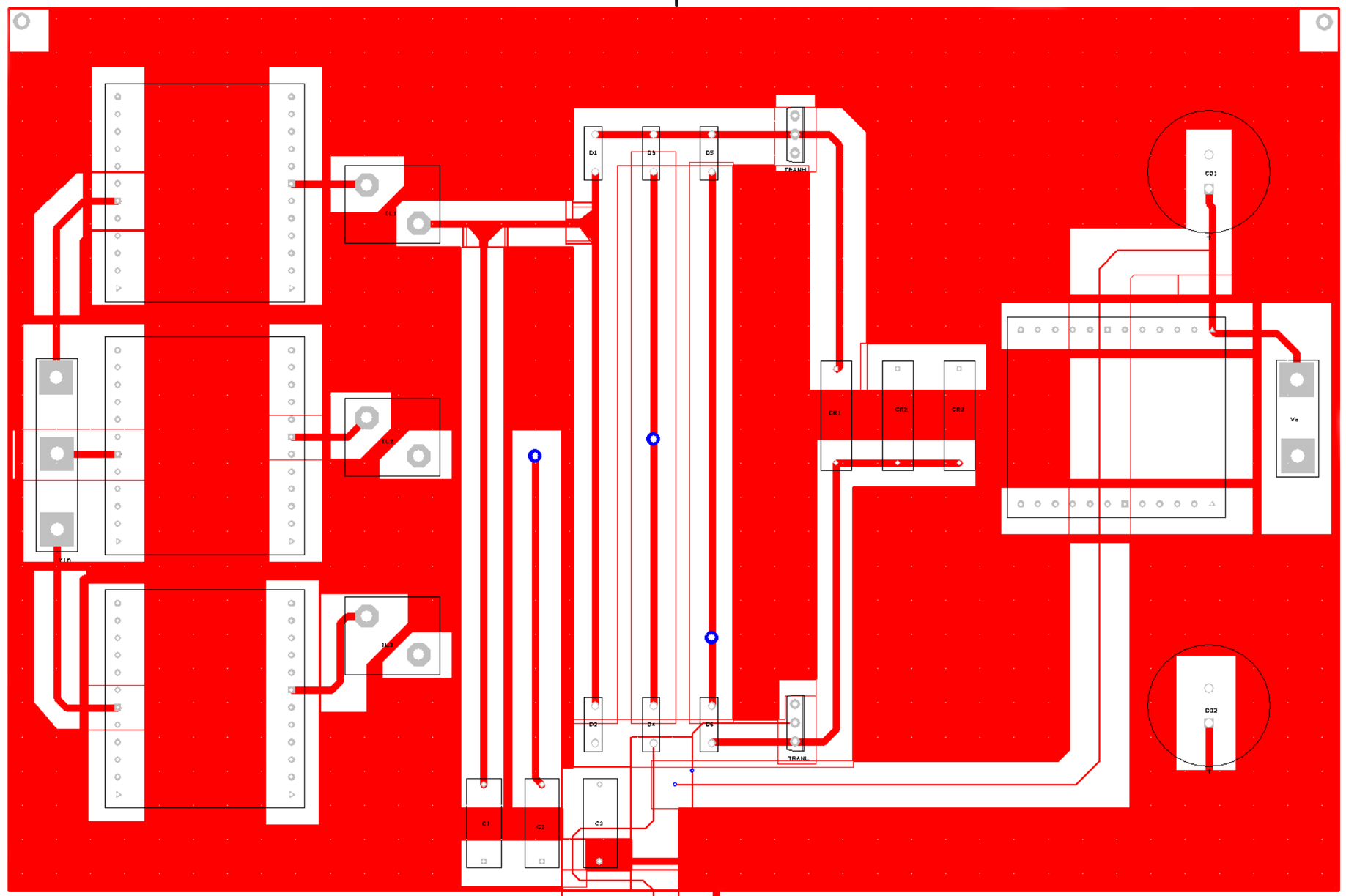
Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento	
TEISA	DPOT	Layout	Aprobado	
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Distribución componentes de potencia	Rectificador Trifásico	
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 1	Fecha de edición: 15/06/2016 / Idioma: ES / Hoja: 11

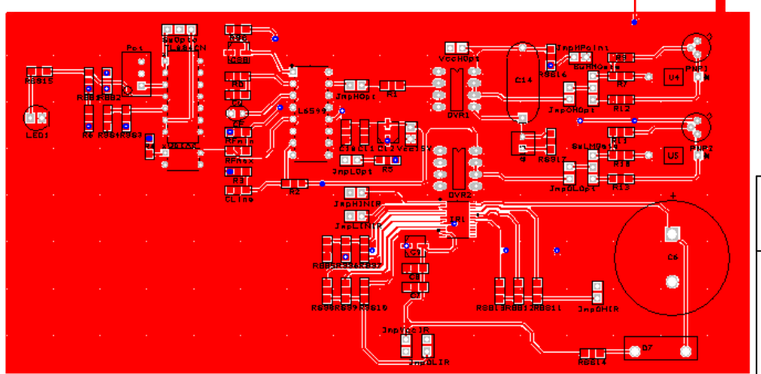


Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	DCTRL	Layout	Aprobado

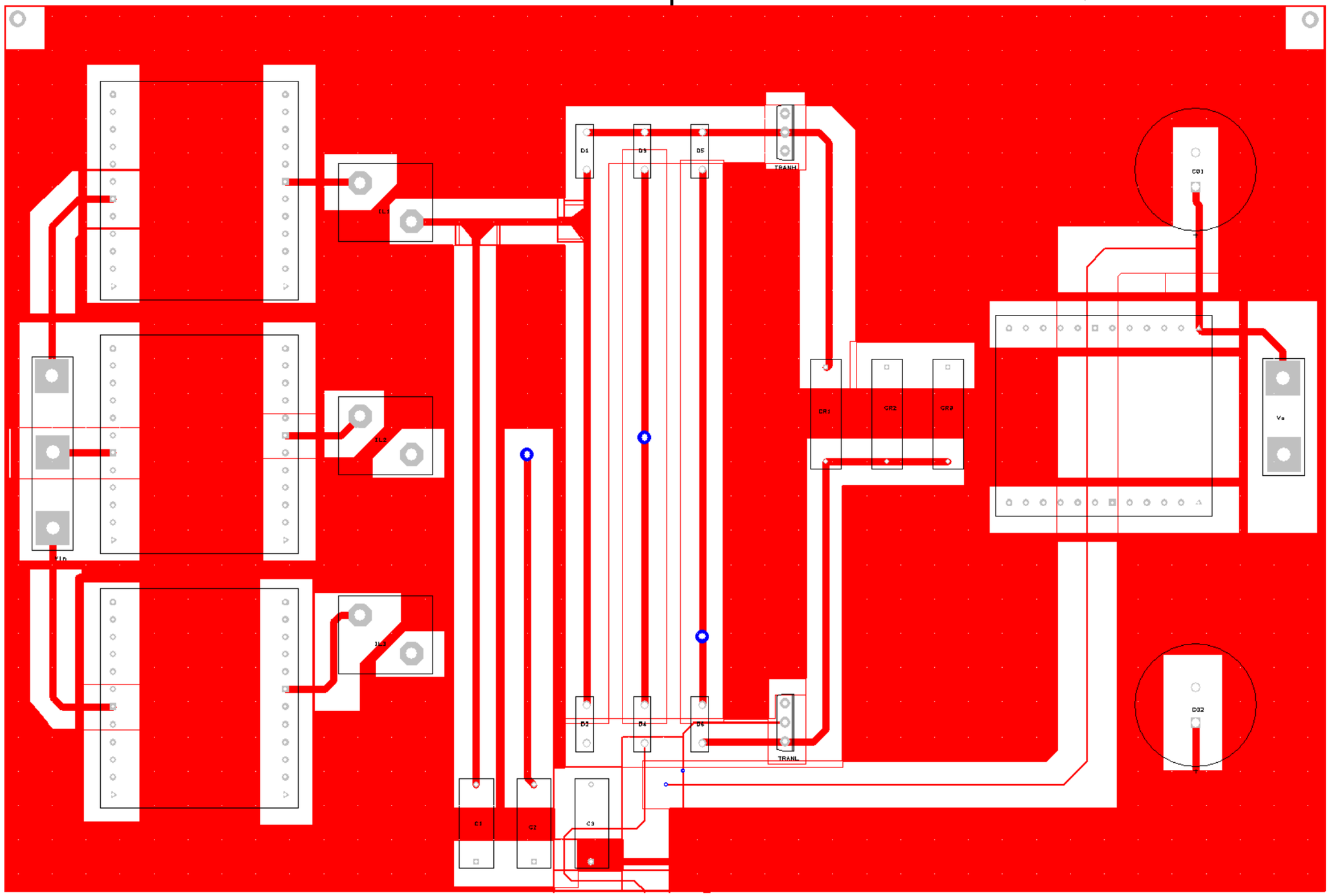
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Creado por	Titulo, Titulo suplementario	Rectificador Trifásico			
Diego Gambarte	Distribución componentes de control	Rev.	Fecha de edición	Idioma	Hoja
Aprobado por		1	15/06/2016	ES	12
Javier Díaz					

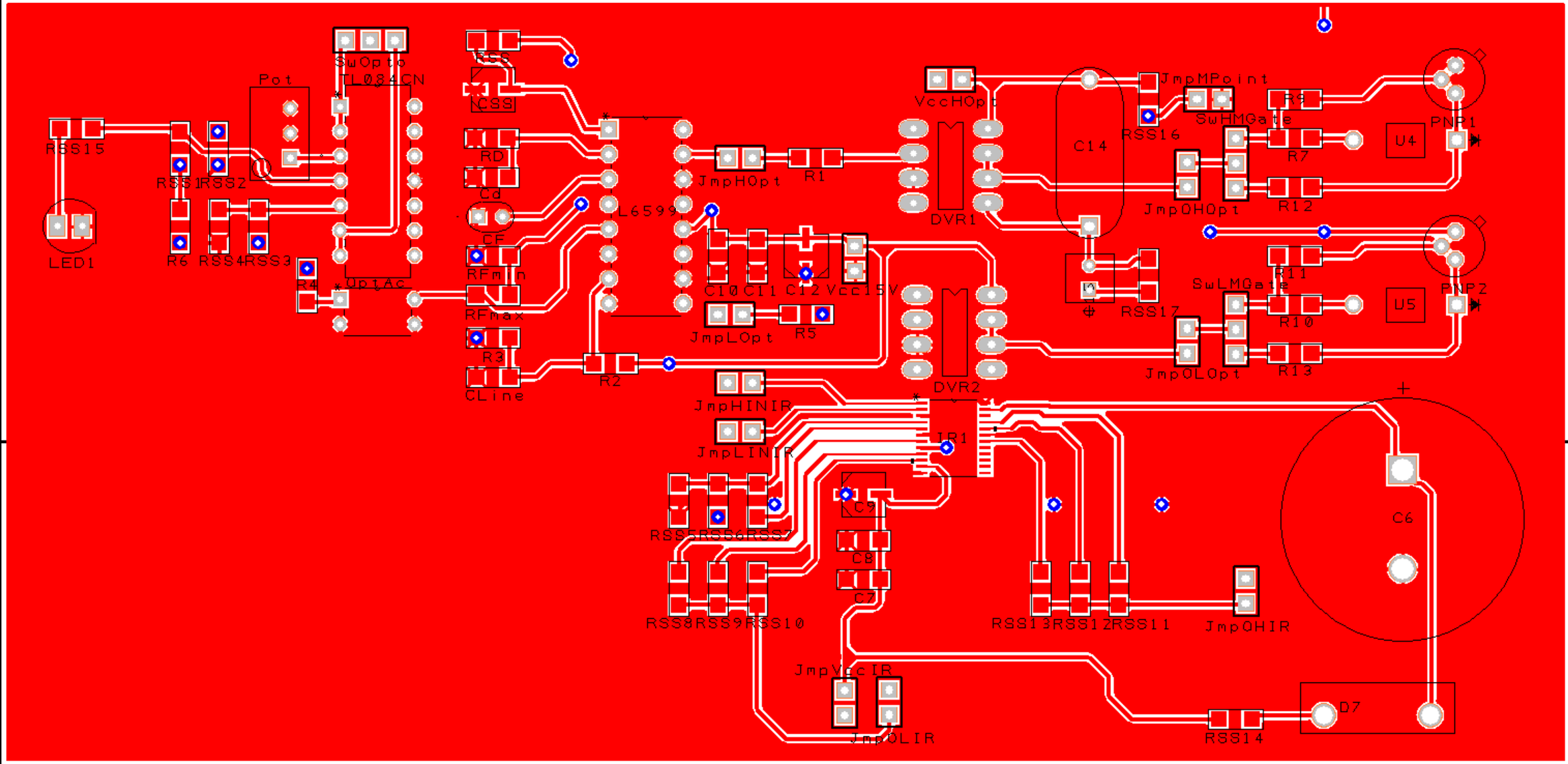




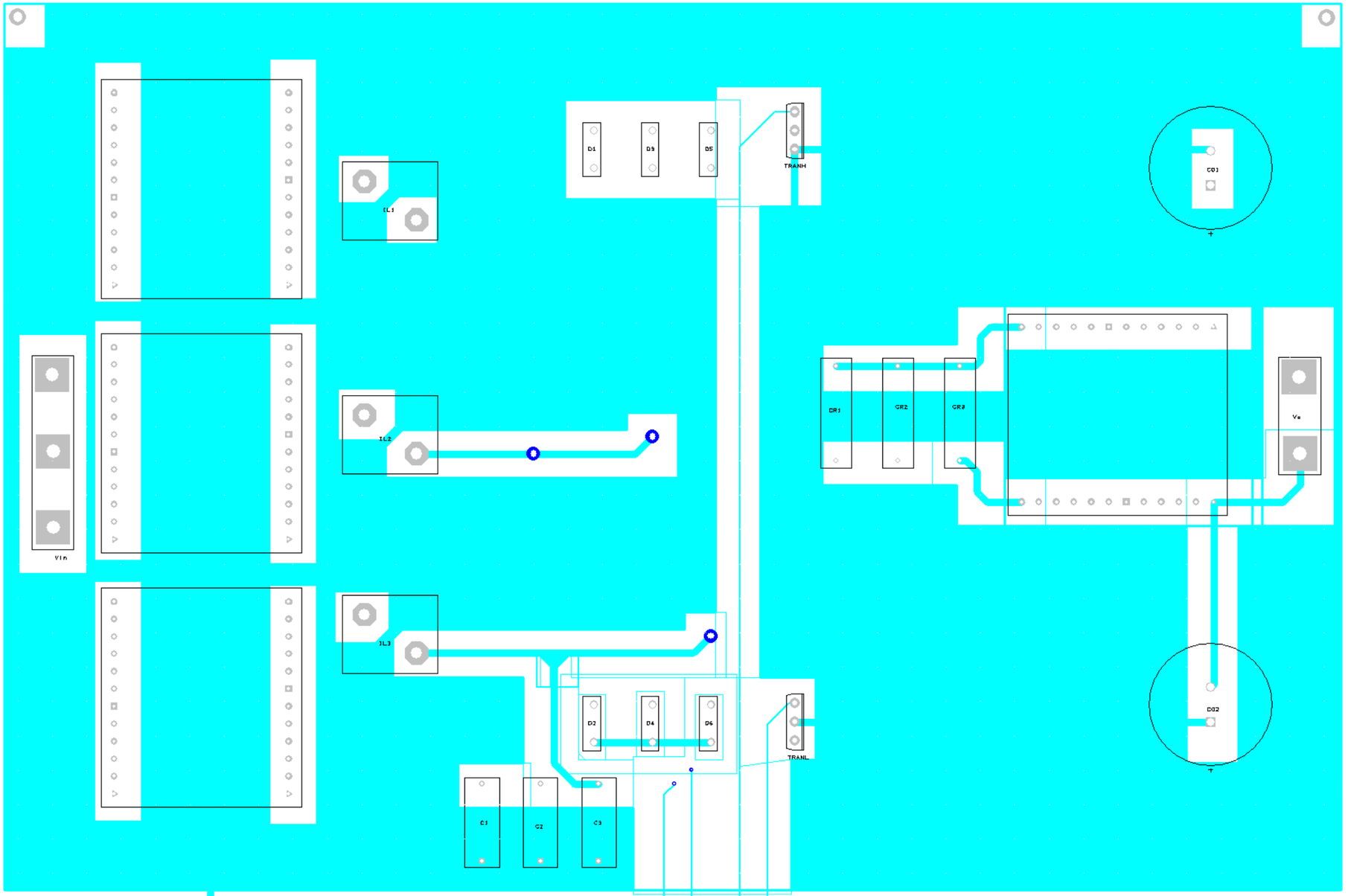
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: TCPGRAL	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Top copper general	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 1 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 13

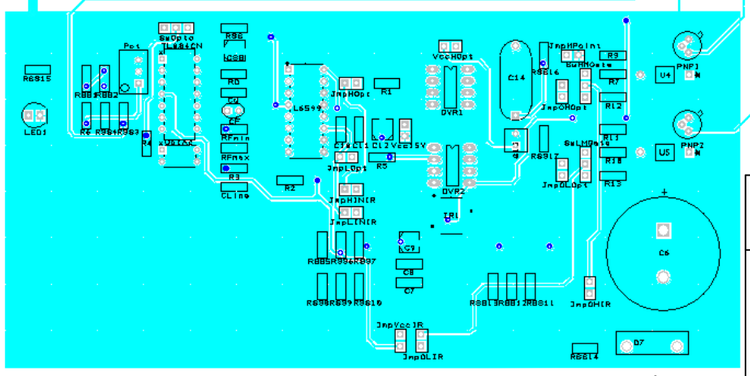


Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	TPOT	Layout	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Top copper potencia	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 1 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 14

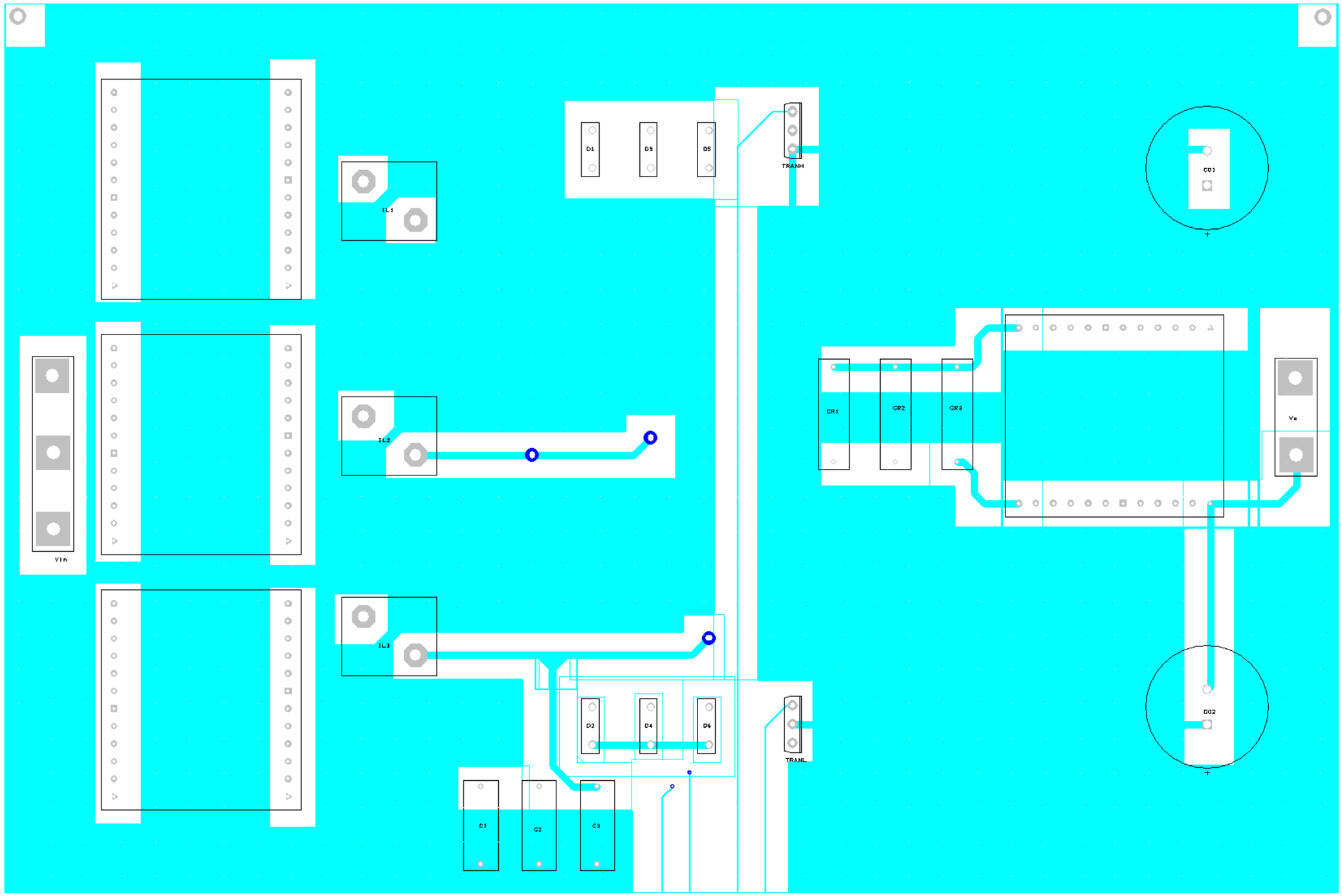


Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	TCTR	Layout	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Top Copper Circuito de control	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev. 1 · Fecha de edición 15/06/2016 · Idioma ES · Hoja 15





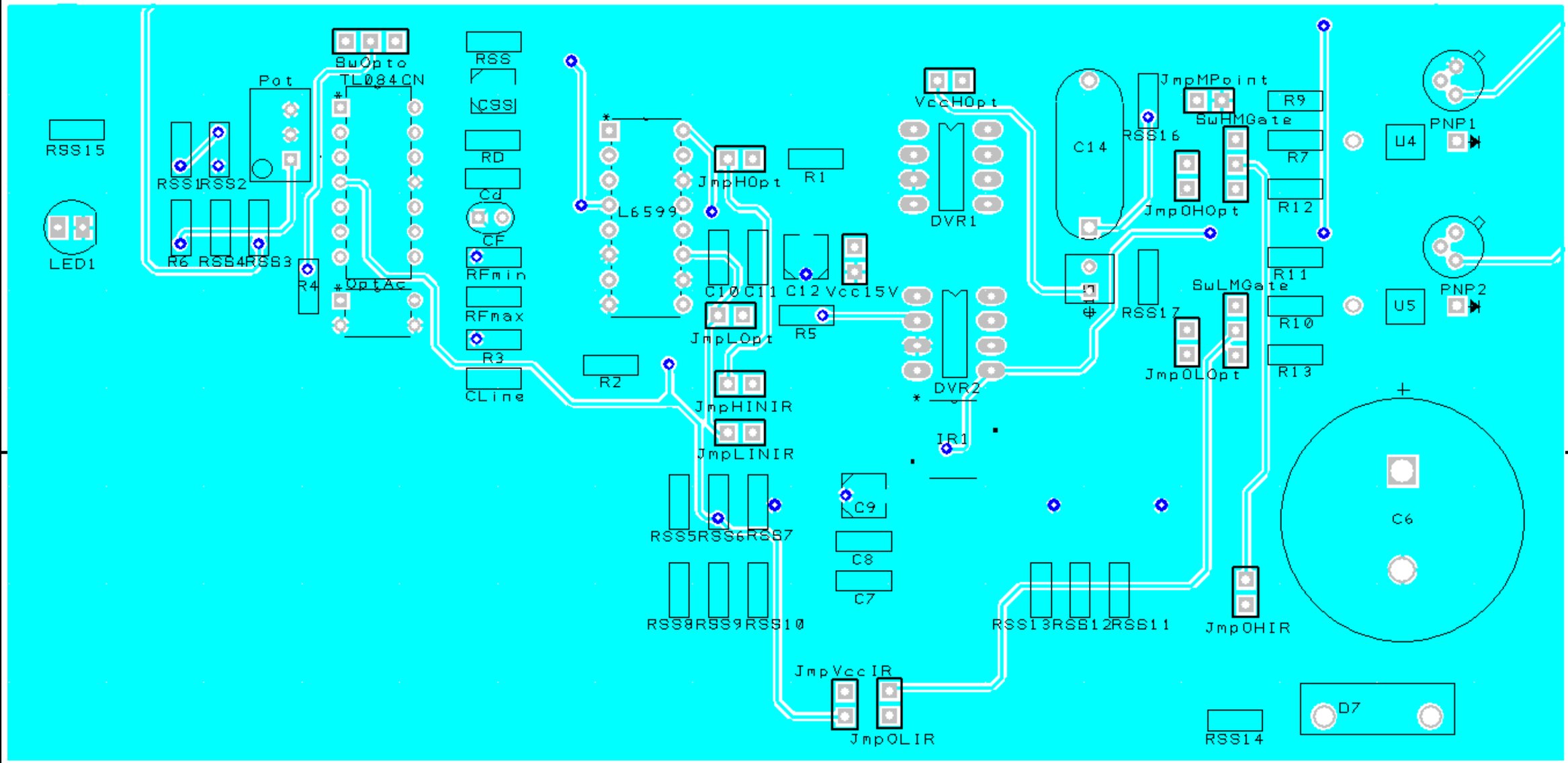
Departamento responsable: TEISA	Referencia técnica: BCPGRAL	Tipo de documento: Layout	Estado del documento: Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Bottom copper general	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 1 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 16



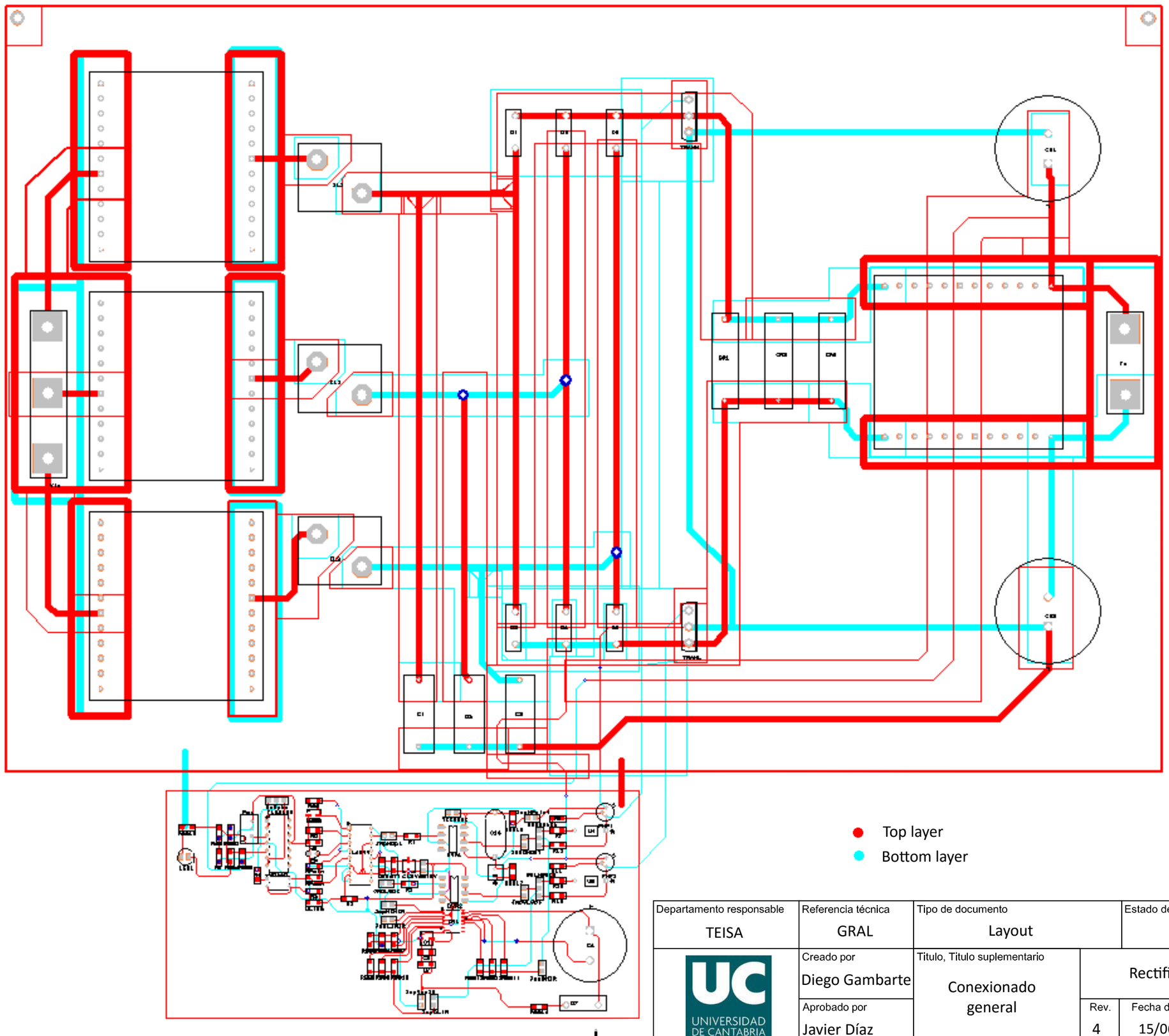
Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	BPOT	Layout	Aprobado

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Creado por	Titulo, Titulo suplementario	Rectificador Trifásico			
Diego Gambarte	Bottom copper potencia				
Aprobado por		Rev.	Fecha de edición	Idioma	Hoja
Javier Díaz		1	15/06/2016	ES	17



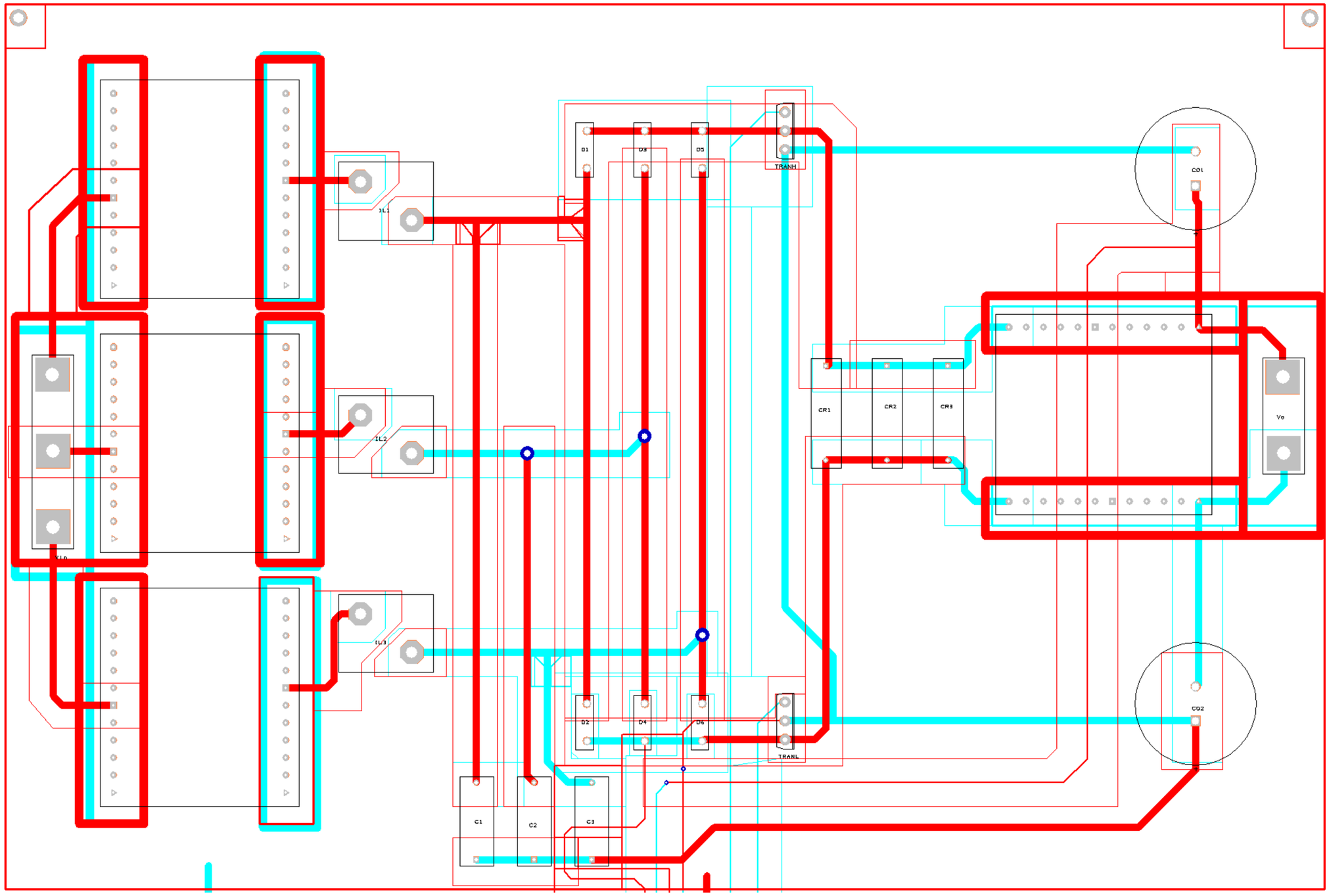
Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	BCTR	Layout	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Bottom copper control	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev.: 1 · Fecha de edición: 15/06/2016 · Idioma: ES · Hoja: 18



Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	GRAL	Layout	Aprobado

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Creado por	Titulo, Titulo suplementario	Rectificador Trifásico			
Diego Gambarte	Conexionado general	Rev.	Fecha de edición	Idioma	Hoja
Aprobado por		4	15/06/2016	ES	19
Javier Díaz					

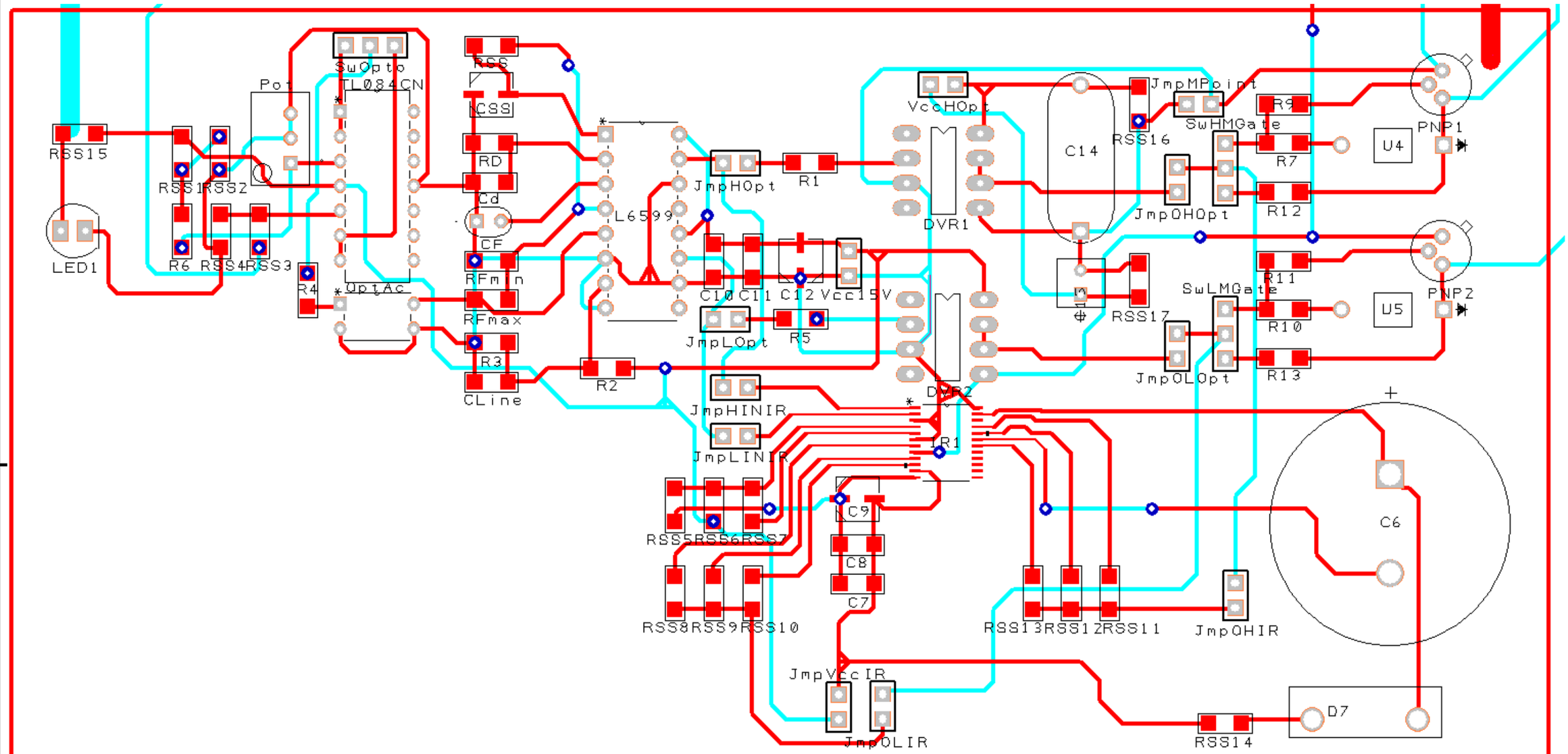


Top layer
Bottom layer

Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	CPOT	Layout	Aprobado

Creado por	Aprobado por	Titulo, Titulo suplementario	Rectificador Trifásico			
Diego Gambarte	Javier Díaz	Conexionado del circuito de potencia	Rev.	Fecha de edición	Idioma	Hoja
			1	15/06/2016	ES	20

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



- Top layer
- Bottom layer

Departamento responsable	Referencia técnica	Tipo de documento	Estado del documento
TEISA	CTR	Layout	Aprobado
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA	Creado por: Diego Gambarte	Titulo, Titulo suplementario: Conexionado circuito de control	Rectificador Trifásico
	Aprobado por: Javier Díaz		Rev. 1 · Fecha de edición 15/06/2016 · Idioma ES · Hoja 21

Documento Nº4:

PLIEGO DE CONDICIONES

ÍNDICE DEL PLIEGO DE CONDICIONES

1 DISPOSICIONES GENERALES 3

1.1 CONDICIONES GENERALES 3

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES 3

2 CONDICIONES FACULTATIVAS 4

2.1 OBLIGACIONES DEL DIRECTOR DE MONTAJE 4

2.2 FACULTADES DE LA DIRECCIÓN TÉCNICA 4

3 CONDICIONES TÉCNICAS 5

3.1 CARACTERISTICAS DEL PFC 5

3.2 CARACTERISTICAS DE LA PCB 5

3.3 CONDICIONES DE EJECUCIÓN 5

3.4 PRECAUCIONES DE USO 5

3.5 NORMAS DE MANTENIMIENTO DE LA PCB 6

3.6 ALIMENTACIÓN DE LA PCB 6

4 CONDICIONES LEGALES 7

4.1 USO DEL RECTIFICADOR 7

4.2 PROPIEDAD INTELECTUAL 7

5 CONDICIONES ECONÓMICAS 8

1 DISPOSICIONES GENERALES

1.1 CONDICIONES GENERALES

El proyecto se regirá en unión de las disposiciones de carácter general que se indican, y tiene por objeto la ordenación de las condiciones técnicas y facultativas que han de emplearse en la ejecución del presente proyecto.

El pliego de condiciones, como parte del proyecto, tiene la finalidad de fijar los niveles técnicos y de calidad exigibles, precisando las intervenciones que correspondan, según el contrato y con arreglo a la legislación aplicable, a la propiedad, al contratista sus técnicos y encargados, al ingeniero, así como las relaciones entre todos ellos y sus correspondientes obligaciones en orden al cumplimiento del contrato de obra.

La ejecución del proyecto se efectuará bajo la dirección de un ingeniero electrónico industrial y automático, o en su defecto, por un ingeniero técnico electrónico.

El pliego de condiciones técnicas establece la definición del montaje en cuanto a su naturaleza intrínseca. Los planos constituyen los documentos que definen las conexiones entre los diferentes componentes del sistema.

Lo mencionado acerca del pliego de condiciones técnicas e incluso en los planos y viceversa, se considera como si estuviese expuesto en ambos documentos siempre y cuando la unidad del montaje este definida en uno y otro y figure en el presupuesto.

El organismo correspondiente queda obligado a abonar al ingeniero electrónico industrial y automático, autor del presente proyecto y al director del montaje el importe de los respectivos honorarios facultativos de formación del proyecto, de dirección técnica y administrativa, con arreglo a las tarifas y honorarios correspondientes. El ingeniero redactor del proyecto se reserva el derecho de percibir todo ingreso que en concepto de derechos de autor pudieran derivarse de una posterior comercialización.

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El pliego de Condiciones establece los mínimos legales que deben satisfacerse para ejecutar el proyecto. Las condiciones recogidas en este documento se entenderán aplicables al ámbito del diseño, fabricación y verificación del prototipo y de la PCB, así como de todas las tareas internas o externas derivadas de la ejecución.

2 CONDICIONES FACULTATIVAS

2.1 OBLIGACIONES DEL DIRECTOR DE MONTAJE

Las presentes condiciones técnicas serán de obligado cumplimiento para el director de montaje, el cual deberá hacer constar que las acepta y que se compromete a terminarlas.

Todos los trabajos serán ejecutados por personas preparadas, tanto en el montaje de la PCB como en el conocimiento de la misma.

El director de montaje tiene la responsabilidad en el montaje de los diferentes elementos, siendo el único responsable, no teniendo derecho a indemnización alguna por el mayor precio que pudiera costarle dicho montaje, ni por las erradas maniobras que cometiese durante la realización del mismo, siendo estas de su cuenta y riesgo.

De igual modo corresponde al director de montaje la coordinación del mismo, facilitando la interpretación del proyecto en el aspecto técnico, económico, etc.

Así mismo, será responsable ante los tribunales de los accidentes que por inexperiencia o descuido se sobrevinieran, tanto en la ejecución del proyecto como en su uso, atendiéndose a todas las disposiciones y leyes sobre la materia.

También habrá que tener en cuenta una serie de restricciones expresando, según los casos, por los órganos oficiales a través de las normas UNE, todo ello en función de las necesidades del montaje.

2.2 FACULTADES DE LA DIRECCIÓN TÉCNICA

El director de montaje queda obligado a que todas las dudas que surjan de la interpretación de los documentos del proyecto o posteriormente durante su uso, serán resueltas por la dirección facultativa de acuerdo con el pliego de condiciones técnicas.

Las especificaciones no descritas en el presente pliego de condiciones con relación al proyecto (memoria, planos, presupuesto) deberán considerarse como datos a tener en cuenta en la formulación del presupuesto por parte del demandante del proyecto.

Los componentes serán reconocidos antes de su montaje, sin cuya aprobación no podrán ser usados. Existirá el derecho de desechar aquellos componentes que no reúnan las condiciones sobre la base de sus características técnicas para ser considerados aptos.

3 CONDICIONES TÉCNICAS

3.1 CARACTERISTICAS DEL PFC

El PFC (corrector de factor de potencia) es un circuito electrónico de potencia, que se alimentara mediante tensión alterna trifásica, únicamente conexionando las tres fases, sin necesidad de conectar el neutro.

Proporciona una tensión de salida DC (direct current) que permanece estable ante posibles variaciones en la tensión de red o en la carga. Además, se comporta como emulador de resistencia ante la red, ya que actúa como corrector del factor de potencia de esta.

El rectificador se monta en una PCB que consta de la etapa de potencia y de su etapa control.

3.2 CARACTERISTICAS DE LA PCB

La PCB consta de 2 capas de cobre de espesor 110 µm, separadas por un núcleo de material FR4 de 1,38 mm, conformando una altura total de la placa de 1,60 mm. A su vez, las dimensiones de la PCB son 400 x 350,43 mm.

El diseño cuenta con tres entradas de tensión, con la que se alimentara la parte de potencia de la PCB y dos salidas, en las que se debe conectar la carga del mismo.

Además, dispone de diferentes puntos de test para obtener los resultados experimentales necesarios para comprobar el funcionamiento de la PCB.

3.3 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El proyecto debe ejecutarse de acuerdo al diseño descrito en la Memoria. Cualquier variación parcial puede conducir a un funcionamiento erróneo del rectificador.

No obstante, variaciones parciales como la reducción del tamaño de la PCB, mejorando la optimización del espacio, no deberían causar un mal funcionamiento, siempre que se respeten las condiciones técnicas del producto.

3.4 PRECAUCIONES DE USO

A la hora de alimentar la PCB, deben respetarse los diferentes límites de alimentación que tienen los componentes de la misma, así como respetando la alimentación de corriente continua o alterna en las partes que correspondan.

3.5 NORMAS DE MANTENIMIENTO DE LA PCB

Para un correcto funcionamiento de la que PCB y que este se mantenga durante un periodo de tiempo razonable, deben respetarse unas normas de mantenimiento y correcto uso.

La PCB debe estar en un ambiente seco y lo más limpio posible. Dependiendo de la temperatura ambiente, se presentará la necesidad de añadir refrigeración forzada o no añadirla.

3.6 ALIMENTACIÓN DE LA PCB

La PCB presenta diferentes necesidades de alimentación, que se describen a continuación.

- Circuito de potencia:
    - Se debe alimentar con una tensión trifásica, sin neutro, de entre 170 $\hat{V}$ y 400 $\hat{V}$
- Circuito de control
    - Necesita una alimentación continua de 15 V entre los pines del conector llamado ``Vcc15V´´
    - Necesita una alimentación continua de 20 V entre los pines del conector llamado ``VccHop´´

4 CONDICIONES LEGALES

4.1 USO DEL PFC

El proyecto establece el diseño de un PFC trifásico. Su carácter es de prototipo electrónico. Por tanto, carece de los correspondientes permisos para ser usado en pruebas.

El dispositivo podrá ser usado en pruebas experimentales en un entorno controlado. En todo caso, se deberán respetar sus características técnicas y satisfacer las precauciones de uso establecidas con anterioridad.

4.2 PROPIEDAD INTELECTUAL

La propiedad intelectual del diseño corresponde al proyectante y su institución. Asimismo, las partes que integran el diseño y que son origen de trabajos externos, serán propiedad intelectual de su autor original, compartida por el proyectante en caso de haber sufrido modificaciones que signifiquen un resultado diferente.

5 CONDICIONES ECONÓMICAS

El producto resultante del presente proyecto tiene carácter de prototipo, por lo que no está disponible para su venta.

En todo caso, se podrá valorar un acuerdo de explotación del diseño siempre con fines de investigación y en la línea de mejorar el prototipo. Dicho acuerdo establecerá las condiciones presupuestarias articulares, definiendo estrictamente las partidas de las que cada parte se haga cargo.

Documento Nº5:

PRESUPUESTO

ÍNDICE DEL PRESUPUESTO

0 INTRODUCCIÓN 2

1 COSTES DIRECTOS 3

1.1 MANO DE OBRA DIRECTA 3

1.2 MATERIAS PRIMAS 3

1.3 PUESTO DE TRABAJO 4

2 COSTES INDIRECTOS 6

2.1 MANO DE OBRA INDIRECTA 6

2.2 GASTOS GENERALES 6

2.3 GASTOS SOCIALES 6

3 SUBCONTRATACIONES 7

3.1 FABRICACIÓN DE LA PCB 7

4 COSTE TOTAL DEL PROYECTO 8

0 INTRODUCCIÓN

Los gastos asociados a la elaboración y ejecución del proyecto se pueden dividir en:

- **Costes directos**, relacionados con:
    - **Mano de Obra Directa (MOD)**: consistente en salario del ingeniero y del operario de primera, en función de las horas trabajadas y de acuerdo con las retribuciones pactadas.
    - **Materias Primas (MP)**.
    - **Puesto de Trabajo (PT):** que genera costes por, entre otros, amortización y mantenimiento de las herramientas y medios informáticos, pago de licencias y consumos energéticos.
- Costes indirectos, asociados a:
    - **Mano de Obra Indirecta (MOI):** consistente en salario del personal encargado de realizar labores de gestión y administración de los recursos, cursar las órdenes de compra, contabilizar los movimientos económicos y otras tareas transversales no imputables directamente al producto.
    - **Gastos Generales** como el pago y mantenimiento de las instalaciones, los gastos telefónicos y la gestión de capitales.
    - **Gastos Sociales** como seguros de responsabilidad civil, pago de la Seguridad Social y la formación de los trabajadores.

Los costes indirectos se imputarán al proyecto de forma parcial, repartiéndose entre todos los productos de la empresa. Así, agregando los costes directos con la parte correspondiente de los indirectos, se obtendrá el coste total del proyecto. En este caso, no se aplicará un beneficio industrial ni se calculará el precio de venta, pues se trata de un prototipo para experimentación que, en todo caso, será puesto en venta en el futuro.

1 COSTES DIRECTOS

1.1 MANO DE OBRA DIRECTA

Teniendo en cuanta el número de horas invertidas para cada uno de los trabajadores en actividades asociadas al proyecto, y teniendo en cuenta los salarios correspondientes a cada categoría de cada uno de los trabajadores, se puede determinar:

	Sueldo bruto	**Horas**	**Total**
Ingeniero	13,00 € / hora	432	5616 €
Operario de 1ª	8,00 € / hora	284	2272 €
		Coste de la Mano de Obra Directa	**7888 €**

1.2 MATERIAS PRIMAS

Para el montaje de la PCB es necesario comprar los componentes que se van a utilizar en ella, que son los siguientes:

	Unidades necesarias	**Pedido mínimo**	**Precio unitario**	**Precio Total**
Controlador L6599N	1	1	3,420€	3,42€
Driver FOD3184	2	2	2,560€	5,12€
Driver IR2214SSPBF	1	1	9,41 €	9,41€
IC TL084CN	1	1	0,56 €	0,56€
Optoacoplador SFH610A-3	1	10	0,576€	5,76€
Potenciómetro 3296W-104LF	1	1	1,814€	1,81€
Protoboard	3	1	14,200	42,60€
Pequeño material				46,00€
MOSFET CMF20120D	2	1	39,230	78,46€
Diodo STTH3012W	6	5	2,582€	15,49€
Condensador MKP1848510094K2	3	1	1,940€	5,82€
Condensador MAL21595747E3	2	1	16,530	33,06€

Conector WM7469-ND	3	1	1,480€	4,44€
Ferrita FS-1ETD-5922-05	8	1	13,690	109,52€
Núcleo B66398W1024T1	4	1	3,300€	13,20€
			Coste de las materias	**384,652€**

1.3 PUESTO DE TRABAJO

Por un lado, el uso de equipos informáticos y/o de material de laboratorio, así como la simple presencia del trabajador en el puesto de trabajo conlleva unos gastos energéticos en forma de electricidad y, en su caso, calefacción. En este caso, contabilizamos estos gastos con 0,72 € por hora trabajada de cualquiera de los empleados.

$$\boldsymbol{Coste\ energ\acute{e}tico} = (432 + 284) * 0{,}72 \frac{€}{h} = 515{,}52\ €$$

Asimismo, el material de laboratorio se va anticuando, por lo que se debe prever una amortización del mismo. A continuación, se indica una lista del equipamiento sometido a la amortización, junto con su coste original.

	Precio original
Precision LCR Meter *Hewlett Packard 4284A*	6800,00 €
Ordenadores de sobremesa	1200,00 €
Estación de soldadura	225,00 €
Tektronix TDS3052	2225,00 €
Power supply QL355TP	1201,00 €
Power supply QL355TP	1299,00 €
AC Power supply 345-AMX	28002,00 €
Total	**40952,00 €**

Si consideramos un ciclo de vida útil de diez años y un tiempo de uso de seis meses para este proyecto, nos queda un total de:

$$\boldsymbol{Coste\ de\ Amortizaci\acute{o}n\ de\ equipamiento} = \frac{6\ meses}{120\ meses} * 40952\ € = \mathbf{2047{,}60}\ €$$

Asimismo, hay una serie de compromisos anuales adquiridos, como son:

Mantenimiento de equipos	1250,00 €
Licencias de software	1800,00 €
Total	3050,00 €

Si volvemos a considerar el proyecto de seis meses, corresponderá cargar con:

$$\boldsymbol{Coste\ de\ mantenimietno\ y\ licencias} = \frac{6\ meses}{12\ meses} * 3050\ € = \mathbf{1525,00}\ €$$

Agregando todos los conceptos, se obtiene que el coste del Puesto de Trabajo es:

	Coste
Coste energético	515,52 €
Amortización de equipamiento	2047,60 €
Mantenimiento y licencias	1525,00 €
Coste del Puesto de Trabajo	**4088,12 €**

2 COSTES INDIRECTOS

2.1 MANO DE OBRA INDIRECTA

Los gastos de Mano de Obra indirecta se reparten habitualmente en los presupuestos de las diferentes actividades de las empresas de forma proporcional al coste en MOD invertido. Es decir, se imputará al proyecto el mismo porcentaje de MOI que de MOD frente a las cifras totales anuales de MOI y MOD, respectivamente. En líneas generales, para una pequeña empresa o un grupo de investigación, este proyecto puede suponer uno de los siete u ocho que se lleven a cabo a lo largo del año. Por tanto, estaríamos hablando de que la inversión en MOD de este proyecto frente al total anual se puede suponer en un 12,5% entonces, si el coste anual en MOI asciende a 18224 €:

$$\boldsymbol{Coste\ MOI} = Coste\ anual\ MOI * \frac{MOD_{proyecto}}{Coste\ anual\ MOD} = 18224\ € * 12{,}5\ \% = \mathbf{2278}\ €$$

2.2 GASTOS GENERALES

De igual manera, los gastos generales también se suelen repartir de acuerdo al porcentaje de coste de MOD del proyecto frente al total anual. Por tanto, si los gastos generales de una PYME ascienden a 10300€:

$$\boldsymbol{Gastos\ Generales} = GG\ anuales * \frac{MOD_{proyecto}}{Coste\ anual\ MOD} = 10300\ € * 12{,}5\ \% = \mathbf{1287{,}5}\ €$$

2.3 GASTOS SOCIALES

En cuanto a los gastos sociales, que podrían estimarse en un total anual de 23154 €. Como afectan tanto al personal involucrado directamente en el proyecto como al personal cuyas labores son indirectas, se reparte de acuerdo al porcentaje de MOD y MOI.

$$\boldsymbol{Gastos\ Sociales} = GS\ anuales * \frac{(MOD + MOI)_{proyecto}}{Gastos\ anuales\ MOD + MOI}$$

$$= 23154\ € * \frac{7888\ € + 2278\ €}{\frac{7888\ €}{12{,}5\ \%} + 18224\ €} = \mathbf{2894{,}25}\ €$$

3 SUBCONTRATACIONES

Por último, una parte importante del presupuesto va a parar a facturas emitidas por la empresa subcontratada para realizar tareas que no se pueden realizar en nuestras instalaciones.

3.1 FABRICACIÓN DE LA PCB

La PCB se manda a fabricar a una empresa externa. Se van a fabricar tres unidades para poder solventar posibles imprevistos durante el montaje o la manipulación de la PCB en las pruebas experimentales.

$$\boldsymbol{Coste\ de\ fabricación\ de\ la\ PCB} = 426{,}93\ €$$

4 COSTE TOTAL DEL PROYECTO

A continuación, se tienen en cuenta todos los costes descritos hasta el momento, que son los que conforman el coste total del proyecto:

Presupuesto por partidas de gasto	
Costes Directos	**12360,77 €**
Mano de Obra Directa	7888,00 €
Materia Prima	384,65 €
Puesto de Trabajo	4088,12 €
Costes Indirectos	**6459,75 €**
Mano de Obra Indirecta	2278,00 €
Gastos Generales	1287,50 €
Gastos Sociales	2894,25 €
Subcontratación	**426,93 €**
Fabricación de las PCBs	426,93 €
COSTE TOTAL DEL PROYECTO	**19242,45 €**

El coste total del proyecto, asciende a DIECINUEVEMIL DOSCIENTOS CUARENTA Y DOS EUROS CON CUARENTA Y CINCO CENTIMOS.