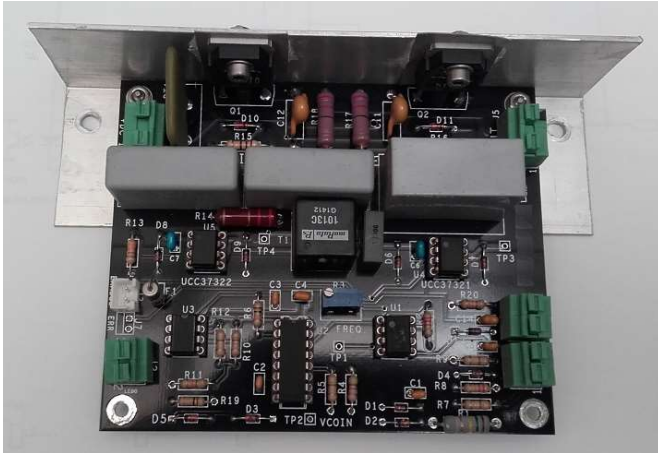


MODULO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN CON PLL HASTA 1.2 KW



El circuito consiste en un semipunto con dos MOSFETs y divisor de voltaje capacitivo con salida a transformador, que ataca un tanque resonante serie LC.

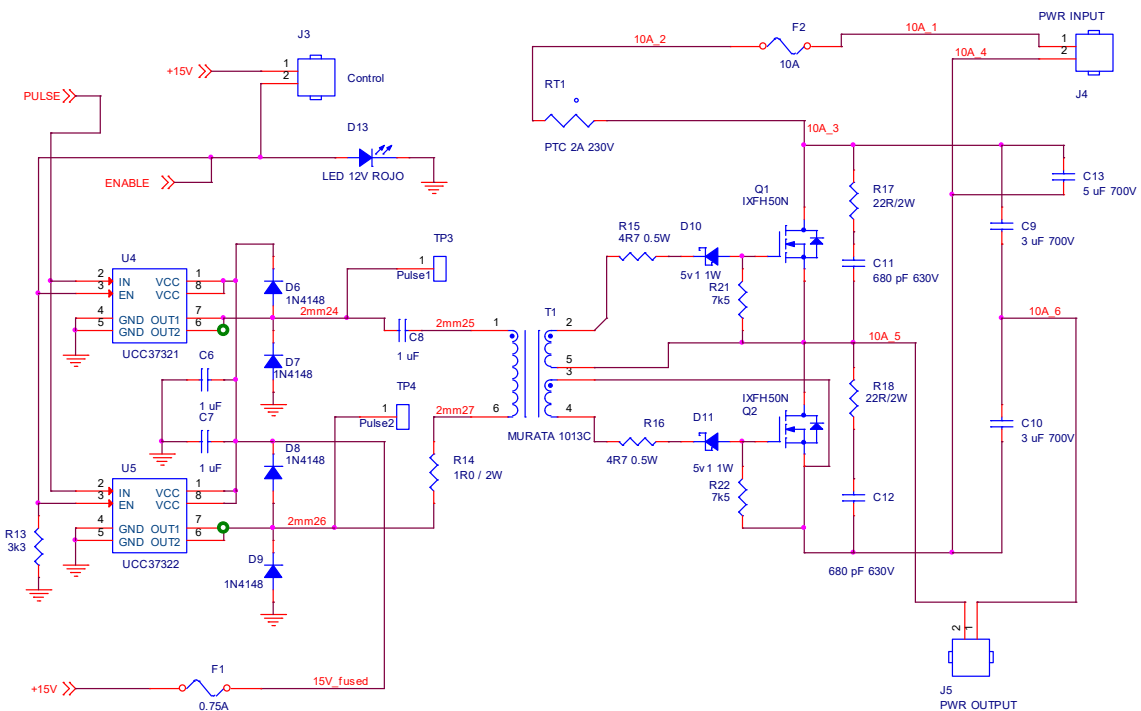


Fig.1. Esquema de la parte de potencia.

El circuito se alimenta de un rectificador de red con filtro capacitivo, capaz de soportar una corriente de 10 A. El voltaje a la salida del rectificador estará en torno a los 300 V DC. Los transistores Q1 y Q2 deben montarse (eléctricamente aislados) en un disipador con un área acorde con la potencia y el régimen de trabajo del inversor.

La ptc RT1, se encarga de proteger a los MOSFETs contra sobrecarga, para mayor fiabilidad del calentador. La misma se elige teniendo en cuenta la corriente de consumo nominal del inversor y el tiempo de calentamiento. Este circuito ha sido usado para calentar una pequeña matriz durante un tiempo máximo de tres minutos, con recesos de 10 minutos. Puede prescindirse de RT1, siempre y cuando se pueda garantizar, que la temperatura de los transistores no exceda los 70 °C.

Los capacitores C9, C10 y C13 deben tener un bajo valor de ESR, ya que hacen la función de Snubber principal (C9 y C10 también soportan la corriente de salida del inversor).

Los diodos zeners D10 y D11, garantizan un pequeño retardo (30...60 ns) entre la entrada en conducción de los MOSFETs. Este tiempo muerto no es suficiente del todo, pero es mejor que nada.

El calentador puede ser controlado mediante el conector J3, usando los contactos de un relé.

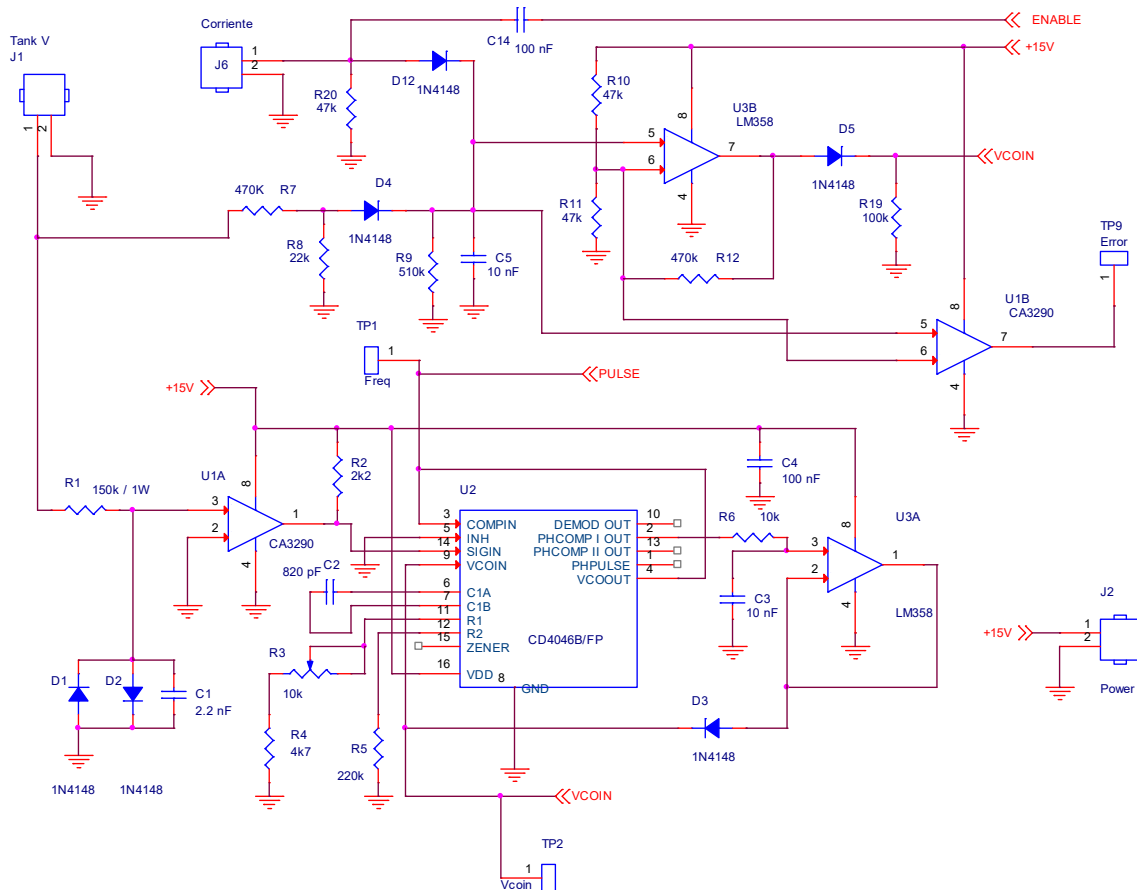


Fig.2. Control PLL y protección del inversor.

El control de fase y frecuencia, está basado en el uso del CI CD4046 en su conexión habitual. Se hace uso del comparador1, que requiere 90° de desfase entre la señal de control y la señal de retroalimentación. Esto posibilita que pueda ser usado el voltaje del capacitor del tanque, ya que, en resonancia, la corriente y el voltaje de salida del inversor están en fase, y el voltaje en el capacitor se atrasa 90°.

El capacitor C1, es vital para el funcionamiento correcto del sistema; se encarga de filtrar los ruidos de la señal de retroalimentación, y compensar los tiempos de propagación.

C2 y R3 fijan la frecuencia central del oscilador del CI CD4046. El comparador U1A se encarga de formar los pulsos de sincronismo entre la señal en el capacitor de inducción y los pulsos de control de los MOSFETS (La polaridad o fase de la señal de retroalimentación es importante para el funcionamiento del acople PLL).

La etapa amplificadora U3A, toma el valor medio de la señal a la salida del comparador 1 y la aplica a la entrada de control del oscilador, para garantizar el enganche PLL.

El amplificador U3B, se encarga de sacar al oscilador de resonancia, disminuyendo la potencia del inversor, en caso de sobre corriente o sobre voltaje.

La señal de salida del comparador U1B, puede ser usada para monitorizar el estado del calentador, detectando condiciones anómalas, como el encendido sin carga etc.



Fig.2. Transformador y tanque LC.

El circuito ha sido probado con una bobina de cuatro espiras y 50 mm de diámetro y un capacitor de inducción de 1 uF x 500 V con una frecuencia de resonancia de 150 kHz.

Haciendo uso del potenciómetro R3, se debe ajustar el funcionamiento del lazo pll, de tal forma que la frecuencia de control esté ligeramente por encima de la frecuencia de resonancia (nunca por debajo). El voltaje Vcoin en TP2 tiene que estar próximo a 7 voltios, de lo contrario es necesario buscar nuevos valores para C1, C2 y R4 y R5.

La máxima potencia que puede dar el circuito, depende de los parámetros del transformador de salida, teniendo en cuenta, que el voltaje en el primario es igual a la mitad del voltaje rectificado ($300 / 2 = 150$ V). Precisamente, esa es la principal desventaja de la configuración medio puente: El voltaje aplicado a los transistores es el doble que el voltaje AC de salida, lo que implica un mal aprovechamiento de estos en cuanto a la potencia útil máxima que se les puede sacar.

Pueden calcular este transformador usando la página de cálculos de nuestra web. El primario, que tendrá entre 16 y 40 espiras, mejor bobinarlo usando varios hilos finos, para minimizar el efecto pelicular, y el calentamiento por autoinducción.

El módulo ha sido implementado y testeado durante un largo periodo, a una potencia de 1.2 kW, demostrando gran estabilidad y fiabilidad. Creo que podría alcanzar sin dificultad la barrera de los 2 kW, siempre y cuando lo permita el capacitor de inducción, y se tomen medidas para evitar su funcionamiento en vacío sin nada dentro de la bobina de inducción.

A potencias mayores de 2 kW, se requiere un ajuste óptimo de los circuitos de protección de voltaje y corriente, así como evitar a toda costa que, en los transitorios durante arranque y parada o variación brusca de las propiedades de la carga, la frecuencia de control caiga por debajo de la frecuencia de resonancia, ya que entonces se perdería la condición de conmutación ZVS lo que podría ser fatal para la integridad de los MOSFETs.