

TRANSFORMADORES DE PULSOS PARA CONTROL DE COMPUERTA

*Se tratan los parámetros básicos
de los transformadores de pulsos,
y se ofrece un sencillo método
para la selección, cálculo y
fabricación de los mismos.*

Cuando usamos transformadores de pulsos, para excitar los semiconductores de potencia, ya sean transistores bipolares, MOSFETs , IGBTs, Tiristores u otros dispositivos de cuatro capas, lo hacemos ante todo por su capacidad de aislamiento. Ellos garantizan una total separación entre la parte de potencia y el circuito de control del convertidor, permitiendo además otras funciones útiles, como el acople de impedancia y niveles de voltaje y corriente, formando parte como elemento importante de la etapa de amplificación de pulsos.

Hoy día hay varias compañías que se dedican a la fabricación y comercialización de transformadores de pulsos, cubriendo casi todas las necesidades de diseño, de modo que usted como ingeniero o entusiasta de la electrónica puede optar simplemente por adquirir uno y usarlo en su aplicación, o puede fabricarse su propio transformador acorde con sus necesidades. En cualquiera de los dos casos, creo que este artículo puede serle útil, ya que en él trataremos de forma resumida los parámetros fundamentales que hay que tener en cuenta a la hora de seleccionar un transformador, así como el procedimiento de cálculo y fabricación de los mismos.

Pocos dispositivos pueden transmitir un pulso con menos retardo de propagación que un transformador de alta frecuencia, pero esto, siempre y cuando el mismo haya sido calculado y fabricado correctamente. Un transformador de pulsos ideal, sería aquel capaz de transmitir de forma instantánea y sin distorsión alguna un pulso cuadrado, como se muestra en la fig1.

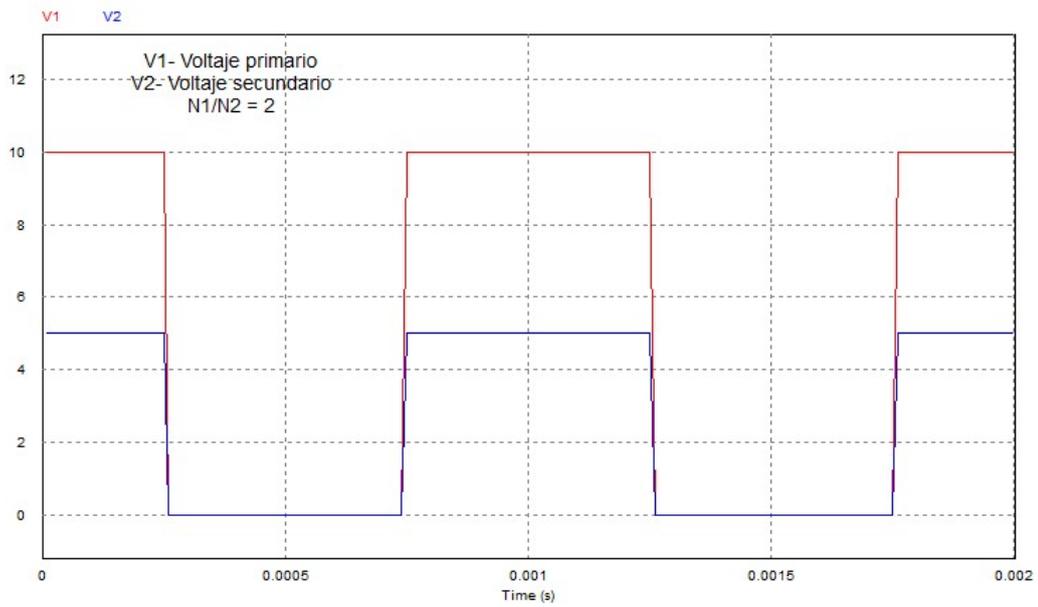


Fig.1. Transmisión de un pulso en un transformador ideal.

En la vida real esto es imposible. Cada transformador tiene asociados unos parásitos, que impiden que la transmisión sea instantánea, y que hacen que la señal se distorsione al pasar de un bobinado a otro.



Fig.2. Paso de un pulso de 106 kHz a través del transformador Murata 1002C excitando un MOSFET de 50A.

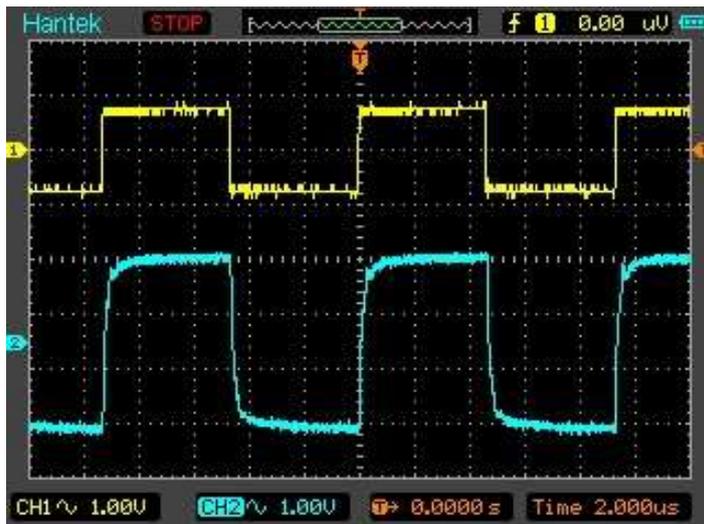


Fig.3. La misma señal, pero a través del transformador Murata 1013C, con solo 4 uH de inductancia parásita.

Mientras mayor sea la resistencia de los devanados y las inductancias parásitas del primario y el secundario, mayor serán los tiempos de subida y bajada de la señal en el secundario. La corriente de magnetización del núcleo, hace que se pierda amplitud del pulso de salida a medida que esta va aumentando hacia el final del pulso.

La capacitancia parásita entre los devanados y entre las espiras de cada bobina, en combinación con las inductancias de dispersión, provocan la aparición de oscilaciones de alta frecuencia que aumentan la distorsión de la señal útil.

En fin, que para aumentar la calidad de un transformador de pulsos debemos disminuir al máximo los siguientes parámetros:

- Inductancia de dispersión (inductancia parásita)
- Resistencia de los enrollados
- Capacitancias parásitas entre espiras y entre devanados
- Pérdidas en el núcleo.

Esto es mucho más difícil de lo que pueda parecer. El problema es que ellos suelen estar en contradicción unos con otros, y lo que es más importante: Cualquier acción sobre estos parámetros no deseados, afecta directamente a los parámetros buenos, aquellos que hacen que los transformadores sean una pieza verdaderamente útil:

- L – Inductancia de magnetización
- E_t – Producto Voltios microsegundos. Área bajo la curva de voltaje en el tiempo, que puede asimilar un transformador sin saturarse.
- N – Relación de transformación
- Voltaje de aislamiento

La inductancia parásita L_s de un transformador, surge principalmente por una disminución del enlace magnético M entre sus bobinas. L_s puede ser representada

como un inductor de pequeña inductancia conectado en serie con los devanados del transformador.

La inductancia parásita aumenta drásticamente a medida que aumenta el número de espiras de los devanados, y a medida que aumenta la distancia de separación entre ellos. También influye negativamente una baja permeabilidad magnética del núcleo utilizado. La inductancia aumenta a medida que la relación de transformación se aleja de la unidad, ya que esto empeora el enlace entre el primario y los secundarios.

La principal acción para su disminución consiste en garantizar un bajo número de espiras N_1 , de modo que la misma no supere las 30 vueltas, pero todos sabemos que la inductancia útil del primario depende del cuadrado de N_1 , de la permeabilidad magnética del material usado y de las dimensiones del núcleo, así que, para garantizar una inductancia de magnetización mínima requerida, no queda otra solución que aumentar el tamaño del transformador.

Puede mejorarse el acople entre los devanados, mediante la ejecución de un bobinado bifilar o trifilar, en caso de la existencia de tres enrollados



Fig.4. Bobinado trifilar de un transformador de pulsos.

Se toman los tres hilos en la mano, como muestra la fig.3 y se bobinan los tres enrollados al mismo tiempo, para garantizar un mejor acople magnético entre ellos. Este método no permite la colocación de aislante adicional entre las bobinas, por lo que el voltaje de aislamiento entre ellas está determinado por las características del alambre usado. Para aplicaciones de alto voltaje se recomienda el uso de hilos especiales con aislamiento reforzado.

Hay que destacar que el bobinado bifilar aumenta la capacitancia parásita entre los devanados, como también la aumenta la ejecución de un bobinado irregular y desorganizado.

Otra medida que disminuye la inductancia parásita consiste en no dejar medias vueltas en ninguna bobina. Una media vuelta no es más que una vuelta mal acoplada.

La inductancia parásita de un transformador puede ser calculada de forma aproximada usando fórmulas empíricas disponibles en la literatura especializada, sin embargo, dichas fórmulas solo sirven para tener una idea poco fiable de cómo irán las cosas.

Lo mejor es medir la inductancia parásita de forma directa. Para ello se deben cortocircuitar todas las bobinas menos una y medir su inductancia usando un medidor de inductancia, o por métodos indirectos conectándola a un circuito determinado.

Otra cosa es la capacitancia, se necesita un Tester capaz de medir picofaradios entre los devanados. La capacitancia inter espiras no se puede medir.

Medir la resistencia de los enrollados es la tarea más fácil, y para garantizar que sea adecuada solo hay que elegir los alambres de cobre con un diámetro mayor que 0.23 mm.

Valores máximos recomendados para los parámetros parásitos de un transformador de pulso para control de compuerta

| PARAMETRO | 50 kHz | 200 kHz | 500 kHz |
|------------------|--------|---------|---------|
| Resistencia, OHM | 0.5 | 0.5 | 0.5 |
| Capacitancia, pF | 100 | 80 | 50 |
| Ls, μ H | 8 | 4 | 0.5 |

Una vez que hemos hablado de los principales parámetros que caracterizan a un transformador de pulsos, pasemos al uso práctico que podemos hacer de ellos. Primeramente, veremos cómo seleccionar un transformador comercial para una aplicación concreta, luego realizaremos el cálculo completo para la fabricación de un transformador propio.

Ejemplo 1.

Seleccionar un transformador comercial, para ser usado en el control del MOSFET IXFH12N100 de una fuente de alimentación de 800W con los siguientes datos:

| | |
|------------------------------------|----------|
| Frecuencia de conmutación | 200 kHz |
| Duty Cycle máximo | 50 % |
| Voltaje de alimentación del Driver | 20V DC |
| Conexión del transformador | Unipolar |
| Voltaje del circuito de potencia | 600V DC |

Solución.

Haciendo uso del gráfico de la fig.5, tenemos que la inductancia del primario del transformador L_p debe ser mayor que 1000 μ H, para una frecuencia de 200 kHz.

Valores por debajo no son recomendables, ya que se incrementaría la corriente de magnetización:

$$I_s = V / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p)$$

Corriente que no interviene en la transmisión del pulso, y solo incrementa las pérdidas

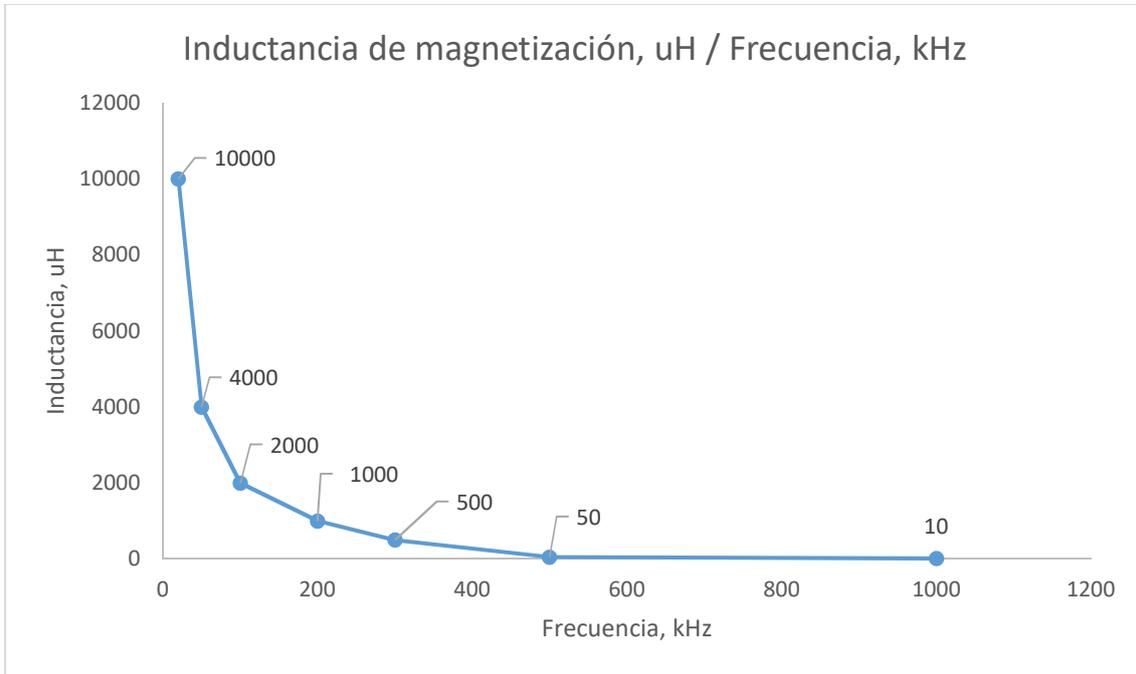


Fig.5. Inductancia de magnetización del primario recomendadas para diferentes frecuencias.

Calculemos el parámetro Et requerido para nuestro caso.

La conexión del transformador es unipolar, eso significa que tiene un extremo conectado al negativo de la fuente de 20V y el otro extremo se conecta mediante un capacitor a la salida de una etapa push pull, como muestra la Fig.6

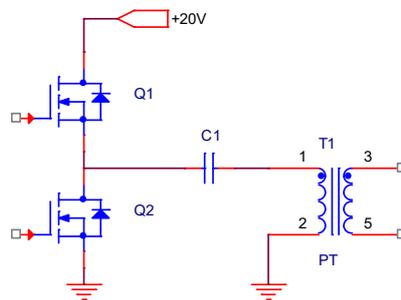


Fig.6. Conexión unipolar del transformador de pulsos.

De acuerdo con esta configuración, el voltaje aplicado al primario $V_p = \frac{20V}{2} = 10V$

Según los datos, la frecuencia de conmutación es de 200 kHz y el tiempo máximo de pulso es la mitad del periodo, entonces tenemos:

$$E_t = 10V \times 2.50\mu s = 25 V\mu s$$

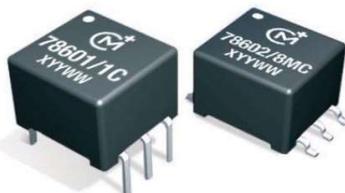
Una señal de control en la compuerta del MOSFET IXFH12N100 de $\pm 10V$, es más que suficiente para mantenerlo en estado de saturación, por lo que podemos asumir la relación de transformación 1:1.

Por último, nos queda el voltaje de aislamiento. Se trata de una aplicación de 600V DC. Teniendo en cuenta los picos de sobretensión provocados durante la conmutación, el voltaje en el secundario del transformador puede alcanzar los 800...900V. Elegimos un voltaje de aislamiento de 1000V.

Finalmente, resumiendo tenemos los siguientes parámetros que debe cumplir nuestro candidato:

| | |
|----------------------------|-----------------------|
| INDUCTANCIA DEL PRIMARIO | $L_p \geq 1000 \mu H$ |
| VOLTIOS/MICROSEGUNDOS | $E_t \geq 25$ |
| RELACION DE TRANSFORMACION | $N = 1:1$ |
| VOLTAJE DE AISLAMIENTO | 1000V |
| INDUCTANCIA PARASITA | $L_s \leq 4 \mu H$ |
| CAPACITANCIA PARASITA | $C_s \leq 100 pF$ |

Seleccionamos el transformador Murata 78601/16C que cumple con todas nuestras exigencias:



FEATURES

- RoHS compliant
- 4 Configurations
- Primary inductance to 10mH
- 1kVrms isolation
- Industry standard pinout

786 Series

General Purpose Pulse Transformers

| SELECTION GUIDE | | | | | | | | | |
|------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------------------------|-------------------------|-------------------------------|--------------------|---------------------------|-----------------------|--|
| Order Code | Turns Ratio $\pm 2\%$ | Min. Primary Inductance | Primary Min. Volt-time Product, E_t | Typ. Leakage Inductance | Typ. Interwinding Capacitance | Max. DC Resistance | Isolation Voltage Vrms | Winding Configuration | |
| | | μH | $V\mu s$ | μH | pF | Ω | | | |
| 78601/4C | 1:1 | 100 | 4 | 0.19 | 8 | 0.17 | 1000 | 1 | |
| 78601/3C | 1:1 | 200 | 6 | 0.20 | 14 | 0.25 | | | |
| 78601/2C | 1:1 | 500 | 10 | 0.25 | 22 | 0.34 | | | |
| 78601/8C | 1:1 | 1000 | 15 | 0.29 | 35 | 0.45 | | | |
| 78601/1C | 1:1 | 2000 | 20 | 0.47 | 49 | 0.60 | | | |
| 78601/16C | 1:1 | 4000 | 28 | 0.47 | 78 | 0.84 | 1000 | 2 | |
| 78601/9C | 1:1 | 10000 | 56 | 0.86 | 121 | 1.30 | | | |
| 78602/4C | 1:1:1 | 100 | 4 | 0.11 | 12 | 0.18 | | | |
| 78602/3C | 1:1:1 | 200 | 6 | 0.17 | 19 | 0.24 | | | |
| 78602/2C | 1:1:1 | 500 | 10 | 0.27 | 32 | 0.34 | | | |
| 78602/8C | 1:1:1 | 1000 | 15 | 0.35 | 47 | 0.46 | | | |
| 78602/1C | 1:1:1 | 2000 | 20 | 0.60 | 72 | 0.66 | | | |

CÁLCULO Y FABRICACIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE PULSOS PARA CONTROL DE COMPUERTA

Para proceder con esta tarea, es necesario contar con una serie de datos concretos, sobre las condiciones de trabajo del transformador de pulsos, así como las características del dispositivo o los dispositivos semiconductores a controlar.

Relación de parámetros de entrada para el cálculo:

- Frecuencia de conmutación, kHz
- Duty Cycle, 0...1 o en % del periodo
- Voltaje de alimentación, V
- Configuración del driver, unipolar o bipolar
- Relación de transformación
- Número de secundarios
- Voltaje de aislamiento

Se trata de obtener un transformador, minimizando sus parásitos, de tal forma que la señal de salida se distorsione lo menos posible, tenga la suficiente amplitud y cuente con frentes y flancos cortos, que garanticen un rápido encendido y apagado de los transistores y o tiristores que se controlen, cumpliendo además con los requerimientos de aislamiento.

Elección del tipo de núcleo.

Ya sabemos que, para obtener un transformador de pulsos de alta calidad, es vital minimizar el número de espiras de sus bobinas, y al mismo tiempo poder garantizar la inductancia de magnetización recomendada para la frecuencia de conmutación, acorde con el gráfico de la fig.5.

Debemos seleccionar un material con la mayor permeabilidad magnética posible para una frecuencia dada. Valores entre 4000 y 10000 son apropiados para frecuencias menores de 400 kHz, pueden ser usados materiales N30, N87,3F3, SF-139 y muchos otros. Los núcleos pueden ser de cualquier tipo, pero los toroides, y los acorazados EP y POT ofrecen los mejores resultados. En caso de usar estos últimos, o cualquier otro de tipo dividido, es importante intentar alcanzar el mínimo entrehierro posible; hasta una fina capa de pegamento en el área de contacto influye negativamente en el valor de μ_e por lo que hay que evitar aplicar pegamento en el interior.

El tamaño debe ser suficiente para poder alcanzar la inductancia de magnetización con pocas espiras. Hay que lograr la misma con menos de 30 vueltas (a menor número de espiras menores valores de todos los parámetros parásitos del transformador). Para ello podemos valernos del parámetro A_L que aparece en la hoja de datos de los núcleos magnéticos. A_L es la inductancia del núcleo para un número dado de espiras. Hay que consultar la hoja de datos con atención, ya que la misma puede estar referida a 100 espiras, o una sola espira, según el fabricante y el tamaño del núcleo. La inductancia depende del número de vueltas en una relación cuadrática, así que

conociendo el parámetro A_L podemos usar las siguientes fórmulas para calcular las espiras necesarias para obtener la inductancia de magnetización, o inductancia del primario:

$$N = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} \text{ si } A_L \text{ está referida a una sola espira}$$

$$N = 100 \cdot \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} \text{ si } A_L \text{ está referida a 100 espiras}$$

En ambas fórmulas, L_p y A_L deben estar expresadas en las mismas unidades.

En caso de que no tengamos conocimiento del parámetro A_L hay que tratar de identificar la permeabilidad magnética efectiva del núcleo por métodos prácticos, y calcular o medir su inductancia. Conociendo el tipo de material y sus medidas geométricas, pueden hacer uso del Apple disponible en la Web ledelectronics.com para cálculo de inductancia de diferentes tipos de núcleos.

Habiendo seleccionado un núcleo que nos garantice la inductancia de magnetización recomendada, con un número de espiras $N \leq 30$ tenemos que comprobar que el mismo no se satura, teniendo en cuenta el factor Et (voltios microsegundos)

$$N \geq \frac{V \cdot t}{B \cdot A_e \cdot 10^2}$$

Donde

V – es el voltaje en voltios aplicado al primario del transformador

t – es el tiempo de pulso en microsegundos. Se calcula conociendo la frecuencia mínima de trabajo y el Duty Cycle máximo.

B – es la inducción magnética máxima del núcleo en Tesla

A_e – es el área de la sección transversal del núcleo en cm^2

Si el número de vueltas cumple el requisito de la fórmula anterior, entonces podemos continuar con el cálculo de los parámetros restantes. En caso contrario habría que buscar un núcleo de mayor tamaño.

El resto es tarea sencilla. Se debe usar el mayor diámetro de los alambres que nos permitan un bobinado bifilar o trefilar si hemos elegido un toroide. Para el resto de núcleos se recomienda un bobinado mono capa por bobina, y si tenemos dos devanados secundarios, debemos bobinar el primario entre los dos secundarios para mejorar el enlace magnético. Es bueno usar cables que garanticen directamente el voltaje de aislamiento requerido por la aplicación, ya que, al añadir aislante adicional entre las bobinas, aumentamos la inductancia parásita.

La relación de transformación se elige para que la amplitud del voltaje de salida coincida con los valores recomendados para el tipo de semiconductor de potencia que se necesite controlar. La calidad del transformador empeora a medida que aumenta el número de espiras de los secundarios con relación al primario, por ello es bueno

mantener una relación 1:1. Adaptar la fuente de alimentación del driver y usar configuraciones bipolares para la excitación del transformador.

Es importante recordar que los transformadores no pueden transmitir la componente de DC. Si la aplicación requiere de una regulación PWM con anchos márgenes, es necesario usar en el secundario un circuito de restablecimiento de nivel como los representados en la fig.7.

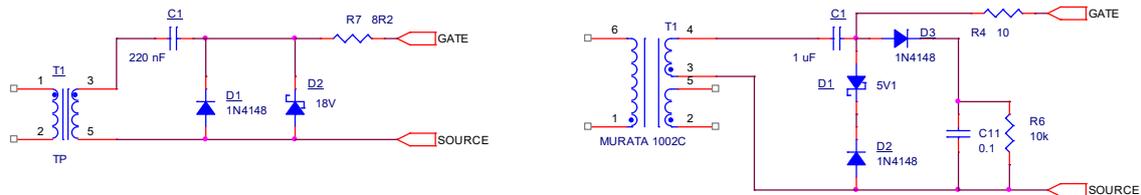


Fig.7. Circuitos de restablecimiento de nivel de DC.

Ejemplo 2.

Fabricar un transformador de pulsos para ser usado en el Driver representado en la fig8. Con los siguientes datos:

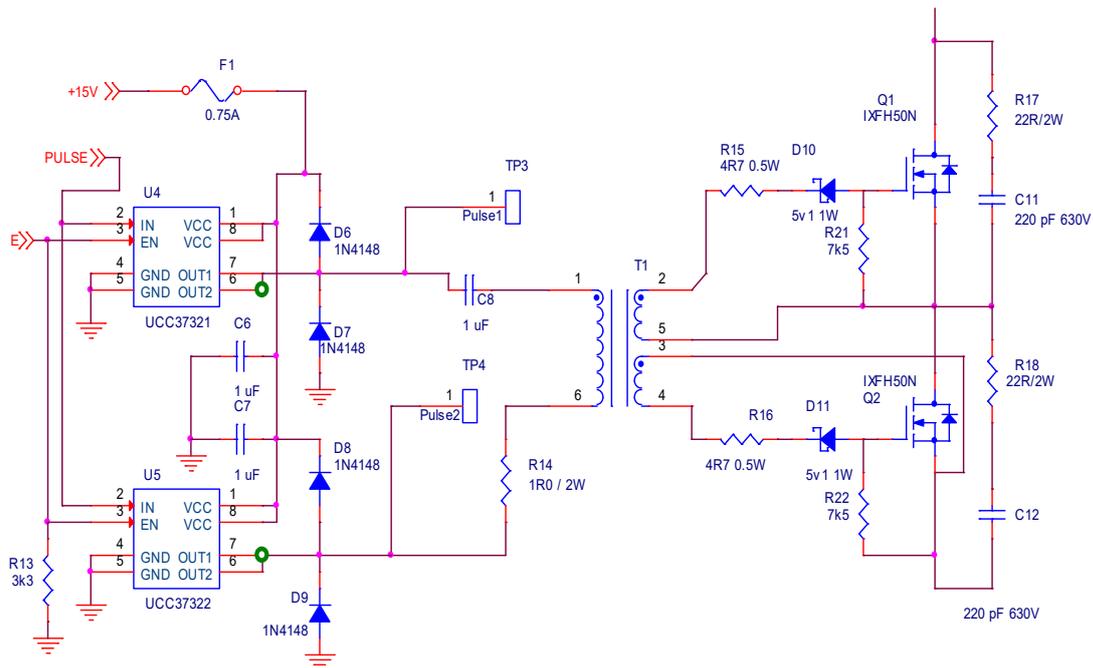


Fig.8. Circuito práctico para el control de un medio puente de un convertidor usado en calentamiento por inducción.

| | |
|-----------------------------------|------------------|
| <i>FRECUENCIA DE CONMUTACION</i> | <i>170 kHz</i> |
| <i>VOLTAJE DE ALIMENTACION</i> | <i>15V</i> |
| <i>CONFIGURACION</i> | <i>BIPOLAR</i> |
| <i>DUTY CYCLE</i> | <i>0.5</i> |
| <i>RELACION DE TRANSFORMACION</i> | <i>1:1.5:1.5</i> |
| <i>VOLTAJE DE AISLAMIENTO</i> | <i>500V</i> |

La relación de transformación se elige de 1.5 para compensar la pérdida de amplitud en los Zéners D10 y D11 usados para conseguir un pequeño tiempo muerto entre el encendido de los MOSFETs.

Acorde con el gráfico de la fig.5 el valor recomendado de la inductancia de magnetización $L_p = 1500 \mu\text{H}$.

Probemos con el anillo toroide de Epcos B64290L0045x830 que tiene los siguientes parámetros según su hoja de datos:

- $D = 16 \text{ mm}$, $d = 9.6 \text{ mm}$, $h = 6.3 \text{ mm}$
- $\mu_r = 4300$
- $A_L = 2.77 \mu\text{H}$ (expresado a una espira)
- $A_e = 19.73 \text{ mm}^2 = 0.1973 \text{ cm}^2$

Calculamos el número de espiras del primario:

$$N_p = \sqrt{\frac{1500}{2.77}} = 23.27 \approx 23$$

Verificamos que el transformador no se satura. El tiempo de pulso:

$$t = \frac{10^6}{170000} \times 0.5 = 2.94 \mu\text{s}$$

Aplicamos la fórmula:

$$N_p \geq \frac{15V \times 2.94}{0.2 \times 0.1973 \times 10^2} = 11.18$$

No hay peligro de saturación del núcleo, podemos continuar con los cálculos

Las espiras de los devanados secundarios:

$$N_{2A} = N_{2B} = 23 \times 1.5 = 35$$

Elegimos el hilo Triplex TIW-M de 0.25 mm para las tres bobinas, y ejecutamos un bobinado trefilar por todo el anillo. Las propiedades de aislamiento de este hilo superan de largo las exigencias de la aplicación actual.

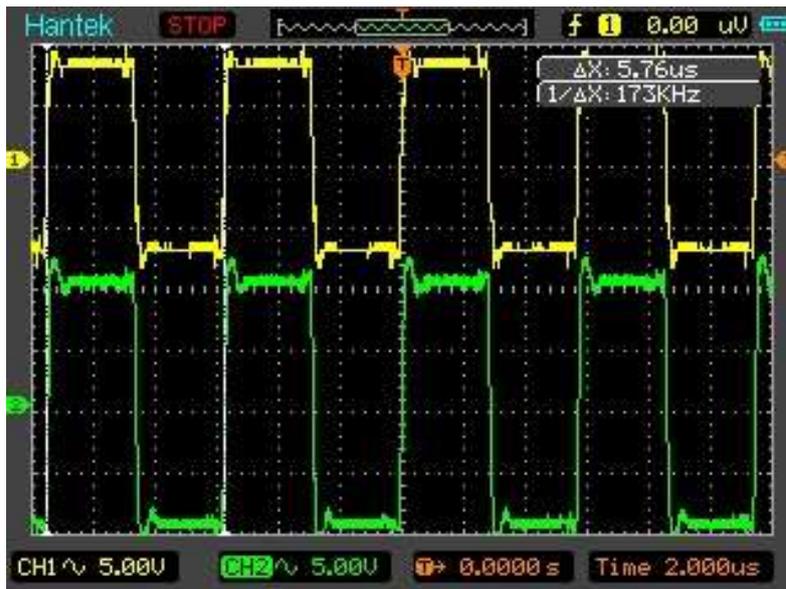


Fig.9. Señal en el primario y secundario del transformador fabricado según los cálculos del ejemplo 2.

Los transformadores de pulsos usados como controladores de compuerta, pueden comportarse de manera inesperada durante los procesos transitorios que tienen lugar al encender y apagar el equipo donde se usen, llegando incluso a saturarse durante la carga y descarga del condensador separador. Esto puede provocar pulsos indeseados y alteraciones en la secuencia de encendido de los transistores y tiristores del circuito de potencia.

Ante cualquier duda, en los circuitos de medias y altas potencias se recomienda no alimentar la parte de potencia hasta que el circuito de control se haya estabilizado.

El método de selección y cálculo expuesto, no se caracteriza por tener un alto rigor teórico, pero es muy efectivo y útil durante las pruebas de prototipos, y en la fabricación de convertidores caseros.