

FUENTES OFFLINE DE BAJA POTENCIA

La energía eléctrica llega a nuestros hogares a través de la red de distribución de corriente alterna. Muchas veces fabricamos algún circuito electrónico y nos surge la necesidad de alimentarlo sin tener que recurrir a las pilas y baterías; o durante el diseño de un sofisticado sistema de control industrial, necesitamos una pequeña fuente auxiliar offline aislada del potencial de la red.

La solución tradicional hasta finales del siglo XX consistía en el uso de un transformador reductor de baja potencia, con rectificador y filtro de baja frecuencia, más un regulador lineal de voltaje. Una solución tranquila y robusta, pero con un elevado coste, un rendimiento que apenas llega al 50% y con muy malos índices de volumen y masa.

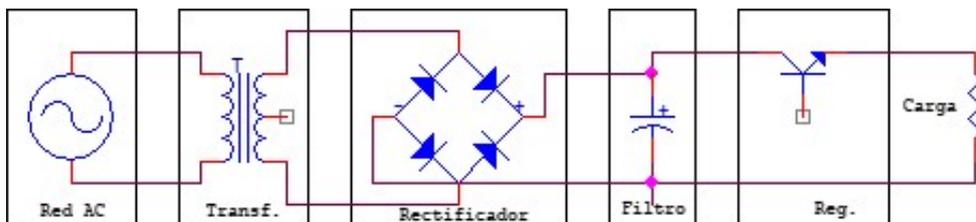


Fig.1. Fuente de alimentación lineal.

La implementación de divisores capacitivos con rectificador en la salida, no merece ser contemplada, debido a su poca utilidad práctica. Solo se pueden usar para cargas constantes de muy pequeña potencia, o para cargar alguna batería, ya que este proceso se puede llevar a cabo con corriente pulsante.

Hoy día casi la totalidad de los equipos electrónicos modernos usan fuentes de alimentación conmutadas. Estas fuentes combinan la presencia de un transformador de alta frecuencia gestionado por un chip PWM especializado. Dependiendo de los rangos de frecuencia y potencia se usan tres configuraciones básicas:

1. Convertidor Flyback
2. Convertidor Forward
3. Convertidor Resonantes

Los convertidores Flyback, son los más usados en circuitos de baja potencia, debido a su facilidad de implementación. Normalmente requieren de un solo transistor de

Aunque los transformadores Flyback también transfieren la energía entre sus bobinados, su misión principal es almacenarla, y para ello necesitan un entrehierro (airgap). Así que pueden ser considerados inductores con varios devanados.

conmutación y basan su funcionamiento en el aprovechamiento de la energía almacenada en un inductor durante el tiempo de conducción.

Existen varios circuitos integrados especialmente diseñados para la implementación de forma sencilla de fuentes de alimentación de hasta 30W de potencia. Estos chips integran el control y un MOSFET de conmutación de 700V en un solo cuerpo con menos de 8 pines. De modo que cualquiera puede diseñar una fuente añadiendo el transformador Flyback, un opto acoplador y algunos componentes más.

En este artículo analizaremos el desarrollo de este tipo de fuentes, haciendo énfasis en el cálculo sencillo de su transformador Flyback basado en criterios prácticos y recomendaciones de los fabricantes.

Series populares de chips controladores SMPS de baja potencia

Tabla 1.

SERIE	FRECUENCIA, kHz	FABRICANTE
VIPER	60 kHz	ST
TNY	44 kHz, 130 kHz	POWER INTEGRATIONS
NCP101x	65 kHz, 100 kHz, 130 kHz	On Semiconductor
TOP22x	100 kHz	POWER INTEGRATIONS
THX206H	61 kHz	THX

Los chips de las series mostradas en la tabla de arriba, permiten desarrollar fuentes de alimentación con entrada universal (85...265V AC) y voltajes de salida que solo dependen del transformador utilizado, y de los elementos de retroalimentación.

El transformador es el componente más importante del sistema. Se pueden adquirir en el mercado, distribuidos por plataformas como Mouser, Rs Online, Digikey, etc. o se puede fabricar partiendo de núcleos de ferrita EE16, EE20, EE25 como veremos más adelante.

Antes de mostrar algunos ejemplos prácticos de circuitos de alimentación usando estos chips, quiero hacer una serie de recomendaciones, para aumentar la probabilidad de éxito durante el diseño y evitar que ustedes cometan alguno de los errores que he cometido Yo en algunos casos por no estar atento.

1. Coloque un pequeño fusible en la entrada.

La mayoría de los ejemplos mostrados en las hojas de datos obvian este punto deliberadamente. Recomiendan una resistencia de 10...22 Ohmios, la cual no sirve de nada en caso de cortocircuito, ya que, al abrirse, la corriente sigue circulando a través del arco eléctrico provocando la explosión del chip controlador y la posible destrucción de la PCB. Esto puede ocurrir durante las pruebas y ajustes iniciales, o en cualquier momento si falla algún componente o

hay alguna sobretensión en la red. No se debe dejar nada al azar en Electrónica de potencia (Nothing Last Forever).



Fig.2. No olviden usar fusible.

2. *Use un choque de modo común o algún tipo de filtro a la entrada del Convertidor.*

Además del respeto a la red y a los demás, hay que evitar que los ruidos molesten al circuito que quieres alimentar.

3. *Use un transformador con bobinado auxiliar.*

Es posible trabajar con solo dos bobinados, pero entonces la cosa se complica en ausencia de carga. El funcionamiento en vacío se hace crítico, baja el rendimiento, aumentan los ruidos eléctricos y lo que es peor: no se puede aprovechar la función de protección de sobre voltaje presente en la mayoría de los chips controladores SMPS. El bobinado auxiliar sirve también como pantalla anti ruidos si se coloca entre los devanados primario y secundarios.

4. *Reduzca al mínimo posible La Inductancia del ruteado PCB.*

La distancia entre el MOSFET y la red Snubber de protección debe ser corta.

5. *Fabrique un transformador con la mayor calidad posible.*

- Seleccione correctamente el núcleo
- Mantenga B_m por debajo de 0.3 Tesla (3000 Gauss)
- Bobine el primario en dos capas con aislante intermedio
- Conecte el inicio de la bobina primaria al D del Mosfet
- Coloque la bobina auxiliar (Bias) entre el primario y secundario
- Use hilo con aislante triple si es posible
- Respete las fases de conexión de las bobinas. El primario debe estar invertido con relación a las demás.

Veamos ahora algunos circuitos como ejemplo, para después continuar con el diseño y fabricación del transformador Flyback.

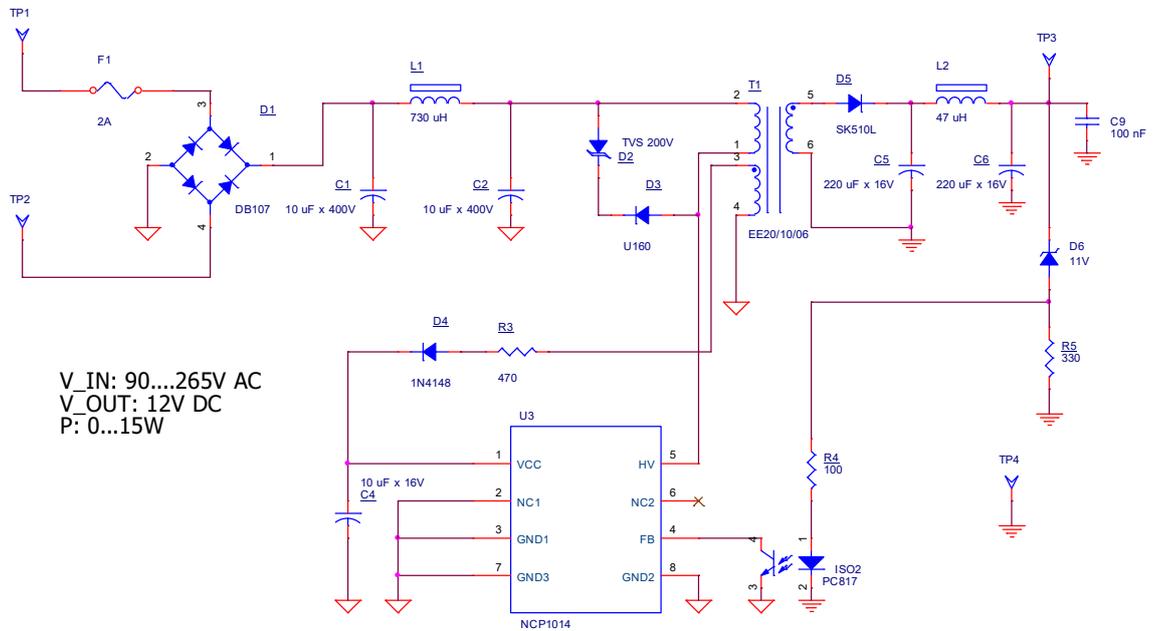


Fig.3. Módulo de alimentación para PCB fabricado por *Ledoelectronics* basado en el controlador NCP1014 de *On Semiconductor*.

Tabla 2. Parámetros del transformador T1

TIPO DE NUCLEO	EE20/10/06
ESPIRAS 1-2	68
ESPIRAS 3-4	9
ESPIRAS 5-6	10
INDUCTANCIA	1.4 mH (Ajustar con el entrehierro)

Bobinado primario formado por dos capas aisladas. Hilo de 0.25 mm

Bobinado auxiliar y secundario con hilo de triple aislamiento. Reforzar el aislamiento entre las bobinas en caso de usar hilo normal.

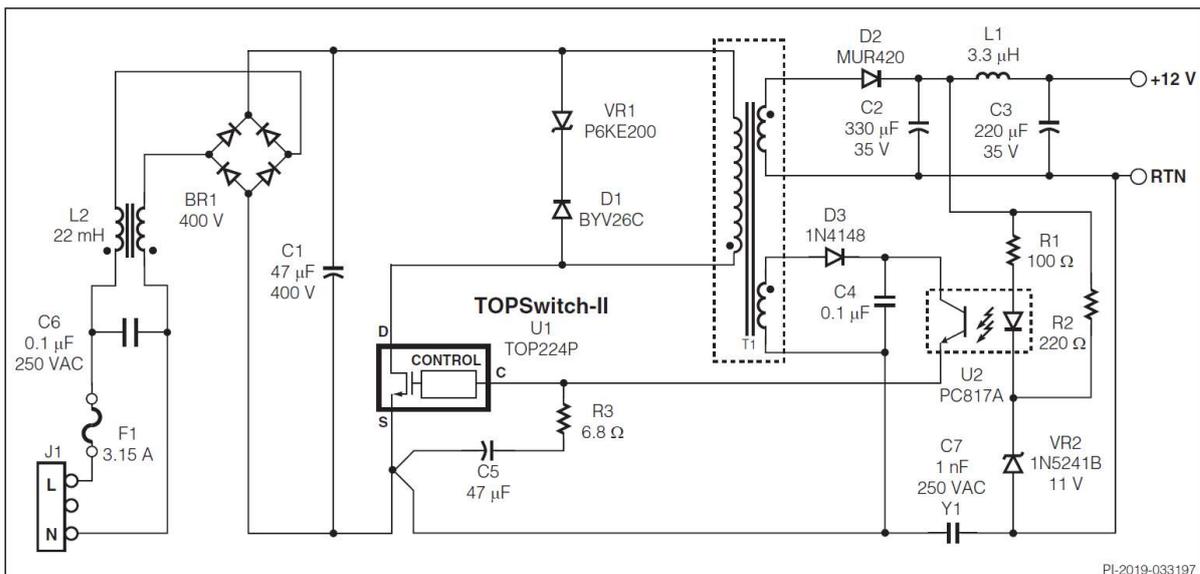
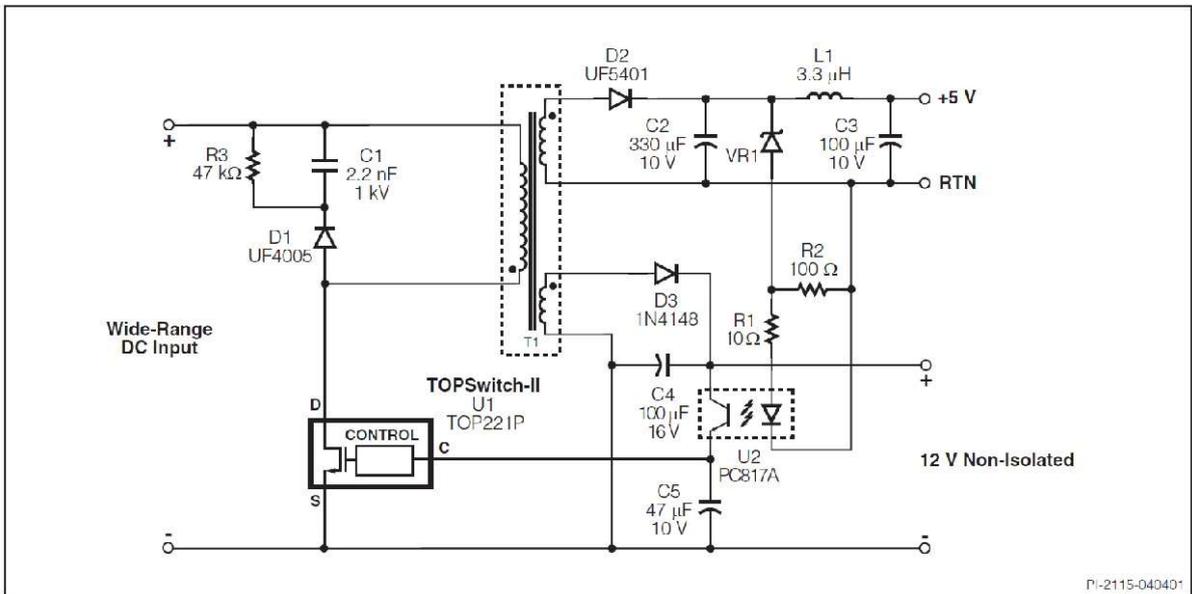


Fig.4. Circuitos con TOP221P. Tomados de su hoja de datos.

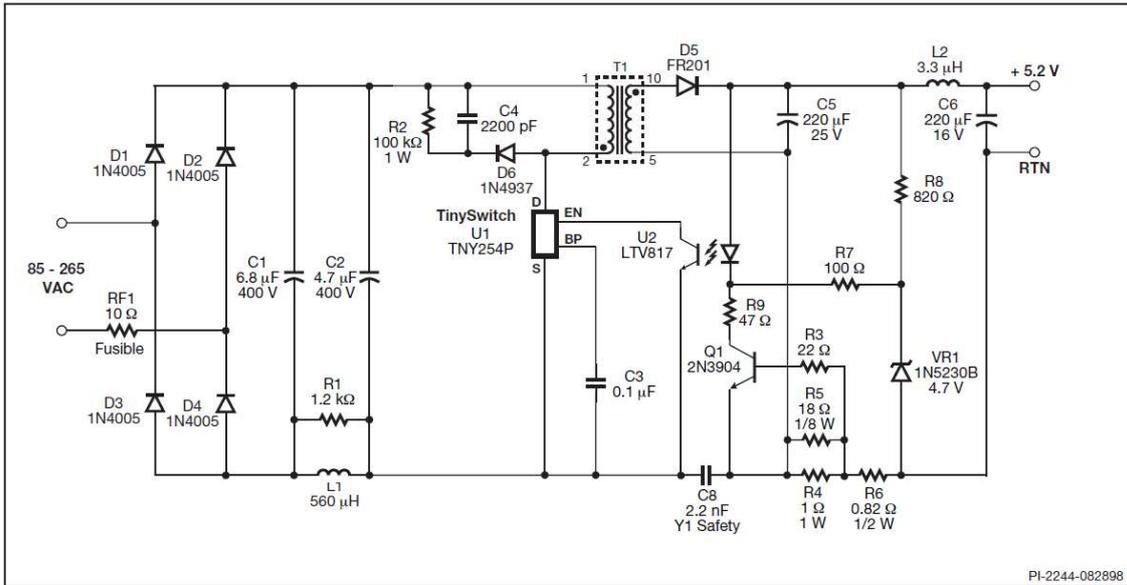


Fig.5. Cargador de teléfono con TNY254P. Tomado de su hoja de datos.

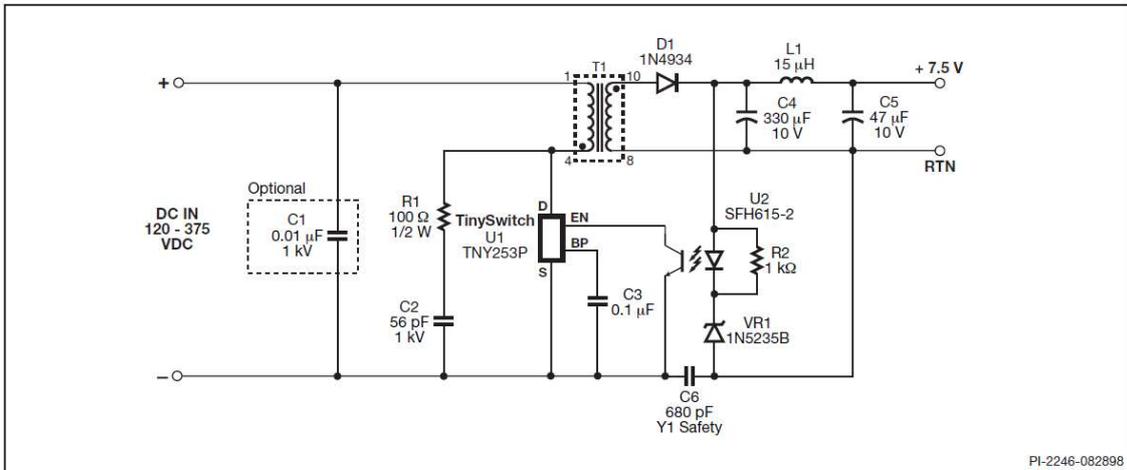


Fig.6. Uso del TNY253P sin bobinado auxiliar. Tomado de su hoja de datos

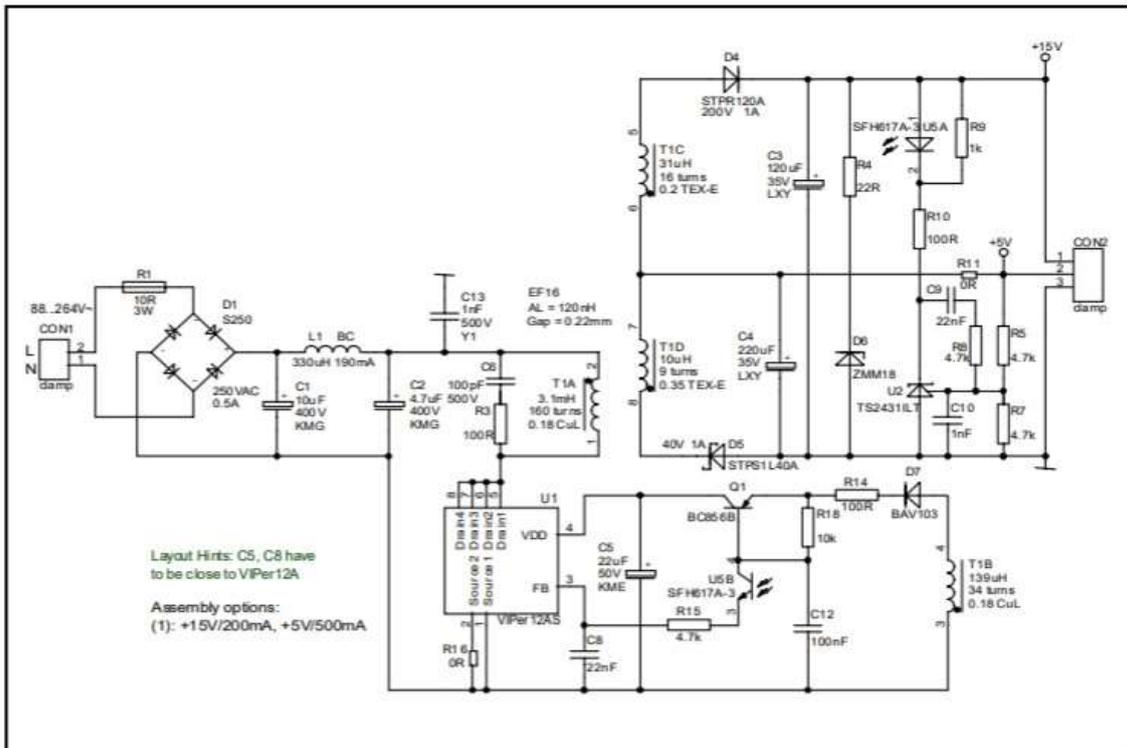


Fig.7. Uso del regulador VIPER-12A.

CÁLCULO Y FABRICACIÓN DEL TRANSFORMADOR FLYBACK

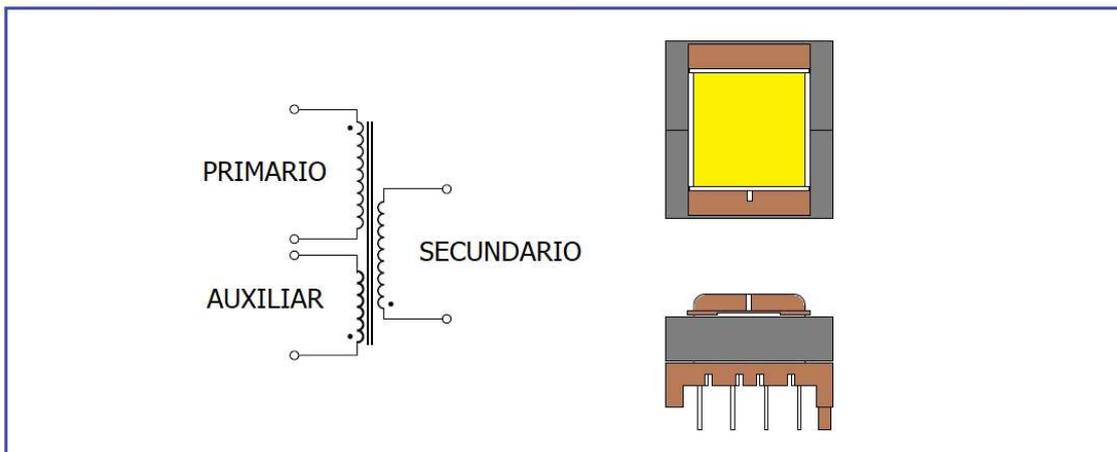


Fig.8. Transformador Flyback con un solo secundario

El transformador es sin duda la pieza más importante del circuito, y la que inspira mayor respeto y preocupación a la hora de diseñar uno de estos convertidores, sin

embargo, en este caso no hay mucho de qué preocuparse. Si hacemos uso de todos los datos de aplicación que nos brindan los fabricantes de estos reguladores, veremos que en realidad casi todo está predefinido de antemano, así que todo lo que tenemos que hacer es conseguir el núcleo apropiado y bobinarlo siguiendo ciertas normas para disminuir la inductancia de dispersión y la capacitancia parásita entre espiras y bobinados.

Inductancia máxima

Es aquella que garantiza el trabajo del convertidor en régimen discontinuo durante las peores condiciones. El peor caso es cuando trabajamos a plena carga con el mínimo voltaje de la red. Recuerden que las fuentes con entrada universal tienen que funcionar para variaciones del voltaje de red desde 85V AC hasta 265V AC.

$$L_{max} = \frac{(V_{DC_{MIN}} \times D_{max})^2}{2 \times P \times f};$$

Donde:

$V_{DC_{MIN}}$, V es el voltaje mínimo en el filtro capacitivo del rectificador de entrada y puede asumirse como el 80% del valor de pico:

$$V_{DC_{MIN}} = V_{AC_{MIN}} \times \sqrt{2} \times 0.8 = 85 \times 1.4142 \times 0.8 = 96.16 \text{ V}$$

D_{max} – es el duty cycle máximo de trabajo del switch. Es una buena práctica mantenerlo ligeramente por debajo de la mitad del periodo, para facilitar la desmagnetización del núcleo magnético.

Asumimos $D_{max} = 0.48$

P – Es la potencia nominal de la fuente en Vatios

f – Es la frecuencia de trabajo del chip seleccionado según tabla 1 o su hoja de datos.

Por ejemplo, para el convertidor NCP1014 con frecuencia de 100 kHz tenemos que la máxima inductancia del primario del transformador, para una fuente de 10W es:

$$L_{max} = \frac{(96.16 \times 0.48)^2}{2 \times 10 \times 100000} = 1.06 \text{ mH}$$

Finalmente calculamos la inductancia del primario como el 95% de la inductancia máxima:

$$L_p = 0.95 \times L_{max} = 1.006 \text{ mH}$$

Número de espiras del bobinado primario

Conociendo el valor de la inductancia requerida en el primario podemos proceder a la selección del núcleo y cálculo del número de espiras necesarias para generar L_p .

Para este tipo de convertidores de pequeña potencia, lo más cómodo es utilizar núcleos de ferrita del tipo EE. Este tipo de núcleo se vende en dos modalidades, con entrehierro y sin entrehierro.

Tabla 3. Parámetros de los núcleos EE. Material PC40

CORE	A_e, mm^2	l_m, mm	μ_r	$B_{max}, Tesla$
EE-25/10/6	39.5	49	2300	0.38
EE-20/10/6	32.1	46.3	2300	0.38
EE-16/8/5	20.1	37.6	2300	0.38

Si el núcleo elegido no presenta entrehierro, entonces hay que crearlo de manera artificial, colocando un material no conductor y no ferromagnético entre las dos E.

Puede ser un trozo de papel o cinta aislante. Necesitamos conseguir una separación de alrededor de 80 micras entre las dos mitades, lo que nos proporcionará un entrehierro (Gap) del doble (160 micras), ya que en este caso tendremos dos entrehierros en el camino de las líneas magnéticas, la separación en la barra central más las separaciones en los laterales, que funcionan en paralelo y cuentan como una.

Podemos elegir cualquiera de los núcleos mostrados en la tabla 3, si la potencia de la fuente no supera los 15 Vatios, el núcleo EE25 puede ofrecer hasta 30 W de potencia a 100 kHz.

El número de espiras del primario N_p lo calculamos con la fórmula:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p \times l_m}{\mu_{ef} \times \mu_0 \times A_e}}$$

Donde:

L_p – Inductancia del primario, mH

l_m – Longitud de las líneas magnéticas, mm

μ_{ef} – Permeabilidad magnética efectiva (depende del entrehierro):

$$\mu_{ef} = \frac{\mu_r}{1 + \mu_r \times \frac{gap}{l_m}}$$

$\mu_0 = 4 \times \pi \times 10^{-7}$ Permeabilidad magnética del vacío

A_e – Área efectiva del núcleo, mm^2

μ_r – Permeabilidad relativa del material

Ejemplo:

Calculemos el número de espiras del primario, para garantizar la inductancia de 1.006 mH del caso anterior, sobre el núcleo EE20/10/6 cuyos parámetros se muestran en la tabla 3, con un entrehierro gap = 0.15 mm

Determinamos la permeabilidad efectiva:

$$\mu_{ef} = \frac{2300}{1 + 2300 \times \frac{0.15}{46.3}} = 272.14$$

$$N_p = \sqrt{\frac{1.006 \times 46.3}{272.14 \times 4 \times \pi \times 10^{-7} \times 32.1}} = 65.15 \text{ Espiras}$$

La corriente media del primario suele estar por debajo de los 100 mA, por lo que podemos utilizar alambre a partir de 0.15 mm de diámetro.

Para calcular el número de espiras del secundario, usamos la siguiente fórmula, que garantiza que el voltaje reflejado en el Drenaje del Mosfet, siempre sea menor que el voltaje DC de entrada, impidiendo que el diodo parásito entre en conducción.

$$N_2 \geq \frac{N_1 \times (V_{out} + V_F)}{V_{IN_DC_MIN}}$$

Donde:

V_{out} – Voltaje de salida de la fuente, en voltios

V_F – Caída de voltaje en el diodo rectificador, en voltios

$V_{IN_DC_MIN}$ – Valor mínimo del voltaje DC en la salida del rectificador de red, en voltios

$V_{IN_DC_MIN} = V_{AC_MIN} \times \sqrt{2} \times 0.8 = 85 \times 1.4142 \times 0.8 = 96.16 \text{ V}$ para el convertidor con entrada universal (85...265 V AC)

Ejemplo:

$$N_1 = 65 \text{ espiras}$$

$$V_{out} = 12 \text{ V}$$

$$V_F = 0.5 \text{ V}$$

$$N_2 \geq \frac{65 \times (12 + 0.5)}{96.16} = 8.4 \text{ espiras}$$

El diámetro del alambre se calcula acorde con la corriente de salida. Para una potencia de 10W puede usarse un alambre con $d \geq 0.3 \text{ mm}$.

Usamos el mismo procedimiento para calcular las espiras del bobinado auxiliar:

$$N_{AUX} \geq \frac{N_1 \times (V_{CC} + V_F)}{V_{IN_DC_MIN}}$$

Donde:

V_{CC} – Voltaje de alimentación del chip. $V_{CC} = 8.0V$ para el NCP1014P

$$N_{AUX} \geq \frac{65 \times (8 + 0.5)}{96.16} = 5.95 \approx 6 \text{ espiras}$$

La corriente de consumo del bobinado auxiliar es de unos pocos mA, así que podemos usar cualquier alambre disponible.

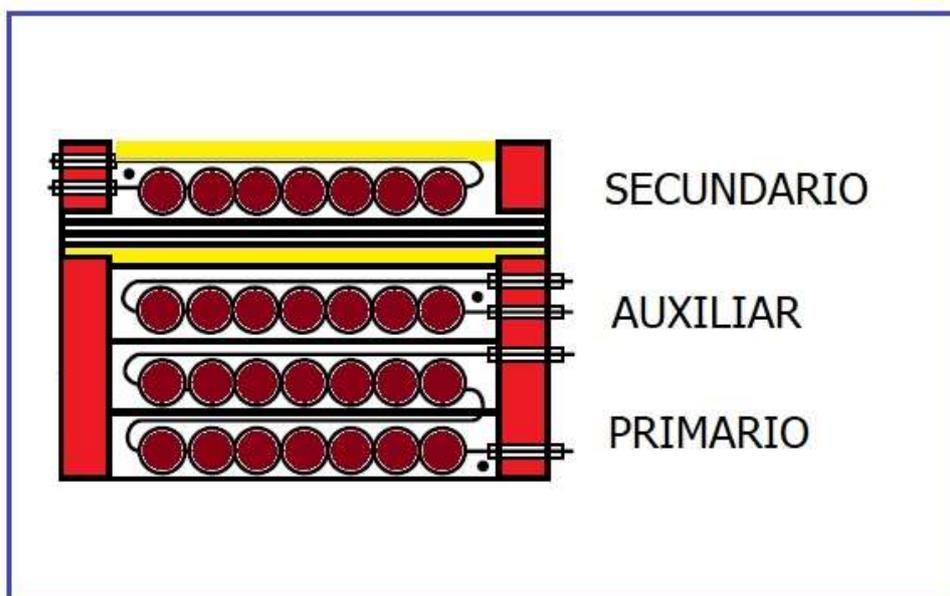


Fig.9. Corte transversal del transformador. Mitad superior del bobinado.

Ahora, ya tenemos todos los datos para proceder con la fabricación del transformador. Bobinamos primeramente el primario, luego el bobinado auxiliar y por último el secundario, como muestra la fig.9.

El primario lo bobinamos en dos capas con aislamiento adicional entre ellas, para disminuir la capacitancia parásita. Luego colocamos la bobina auxiliar, también con aislamiento adicional y por último alojamos el devanado secundario, con aislamiento reforzado o con hilo de aislamiento triple.

Las bobinas deben posicionarse de forma concéntrica, no deben desplazarse unas con relación a las otras, lo que disminuiría el enlace magnético aumentando la inductancia parásita. Las espiras de los bobinados auxiliar y secundario deben separarse para ocupar todo el ancho del carrete.

Conecte al drenaje del Mosfet el inicio del primario, el extremo más cercano al centro del núcleo, y más alejado del secundario. Esto disminuye la generación de ruidos.

Hasta aquí lo relacionado con el cálculo del transformador. Espero que lo expuesto le haya sido de utilidad. Solo me queda recomendarles el estudio de la hoja de datos del chip que decidan utilizar, para comprender en detalles el funcionamiento de este tipo de convertidores, y dominen las peculiaridades de cada uno de ellos.