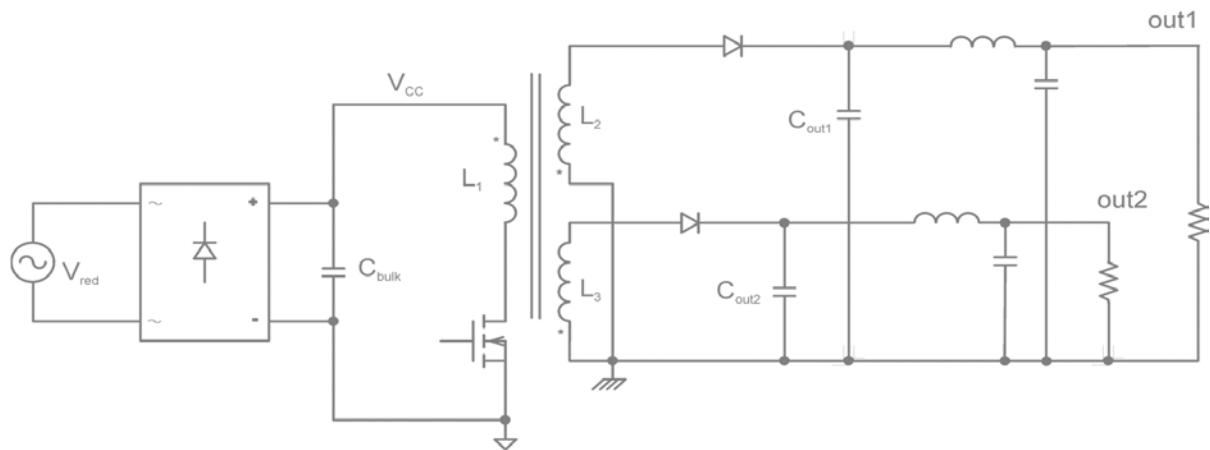


FUENTE DE ALIMENTACIÓN FLYBACK

Ejemplo de diseño



Datos

Operación: Modo de Conducción Discontinuo
Frecuencia de conmutación 100KHz
 $V_{CCMIN} = 150V$
Output1: $12V \pm 1.2V$, Rizado 120mV, 2A
Output2: $5V \pm 0.5V$, Rizado 50mV, 4A
 V_{RED} : $220V_{rms} \pm 10\%$ de variación, 50Hz
 $T_{HOLD-UP}$: Entre 10ms y 15ms

Desarrollo

Análisis preliminar

Del análisis de funcionamiento de un convertidor Flyback en el modo discontinuo, como se ha planteado para el circuito del enunciado, se observa la situación más crítica cuando se alcanza la potencia máxima, en que se tiene la tensión de alimentación V_{CC} mínima y el regulador es llevado a operar al borde del modo continuo. En este caso son válidas las siguientes ecuaciones:

$$I_{1MAX} = \frac{2 P_{SALIDAMAX}}{V_{CCMIN} D_{MAX}}$$

que da la corriente máxima que alcanzará el circuito primario durante la conducción de la llave (transistor MOSFET) en cada ciclo, lo que condicionará a ésta y al diseño del inductor L_1 (cobre y núcleo). Y también

$$L_{1MAX} = \frac{V_{CCMIN} D_{MAX}}{I_{1Max} f}$$

que da el valor máximo de inductancia del primario para asegurar el funcionamiento en modo discontinuo (un valor menor podría hacer que en alguna condición de carga y/o condición de la red de 220V el convertidor entrara en modo continuo).

Utilizando estas ecuaciones se calculan los valores preliminares máximos de L_1 e I_1 .

$$I_{1MAX} = \frac{2 P_{MAX}}{V_{CCMIN} D_{MAX}} = \frac{2 \cdot 36,4W}{150V \cdot 0,5} \cong 1A$$

Se ha considerado un valor $D = 0,5$ como máximo dado que así se limita el tiempo de conducción de la llave al 50% en la situación límite planteada (justo entrando al modo continuo con mínima tensión de entrada y máxima carga).

El valor máximo para la inductancia $L1$ será entonces:

$$L_{1MAX} = \frac{V_{CCMIN} D_{MAX}}{I_{1Max} f} = \frac{150V \cdot 0,5}{1A \cdot 100KHz} = 750\mu H$$

La especificación $V_{CCMIN}=150V$ ya tiene en cuenta el margen de seguridad necesario para que en un amplio rango de tensiones de entrada (de la red de 220V) el convertidor no entre en modo continuo. Incluso este valor de VCC es inferior al que se tomaría de la otra especificación del rango de tensiones de entrada dado por 220Veficaces-10%, asumiendo que el capacitor de filtro es suficientemente grande para que el rizado (ripple) sea acotado de manera de obtener este $V_{CCMIN}=150V$ operando el regulador con su máxima carga, aunque esto habrá que verlo luego al calcular el $T_{HOLD-UP}$. Con esta aclaración se asume como valor para $L1$ el ya calculado, o sea $L1 = 750\mu H$.

Los valores de las inductancias del secundario estarán vinculados con $L1$ a través de la siguiente ecuación (dado su número de espiras $N1$ que se calculará más adelante para el inductor primario):

$$N_{12} = \frac{(V_{12} + V_D) (1 - D_{MAX}) N_1}{(V_{CCMIN} - V_{LLAVE}) \cdot D_{MAX}} \quad y \quad N_5 = \frac{(V_5 + V_D) (1 - D_{MAX}) N_1}{(V_{CCMIN} - V_{LLAVE}) \cdot D_{MAX}}$$

respectivamente para los devanados de 12V y 5V.

Estas ecuaciones suponen las mismas consideraciones de diseño que las de $L1_{MAX}$ e $I1_{MAX}$, o sea justo entrando al modo continuo con mínima tensión de entrada y máxima carga.

Resulta:

$$N_{12} = \frac{(12V + 1V) (1 - 0,5) N_1}{(150V - 2V) \cdot 0,5} = \frac{N_1}{11,4} \cong \frac{N_1}{12}$$

y

$$N_5 = \frac{(5V + 1V) (1 - 0,5) N_1}{(150V - 2V) \cdot 0,5} = \frac{N_1}{24,7} \cong \frac{N_1}{25}$$

Aplicando ahora la relación entre dos inductancias que comparten el mismo núcleo (asumiendo concatenación completa del flujo magnético) se tiene:

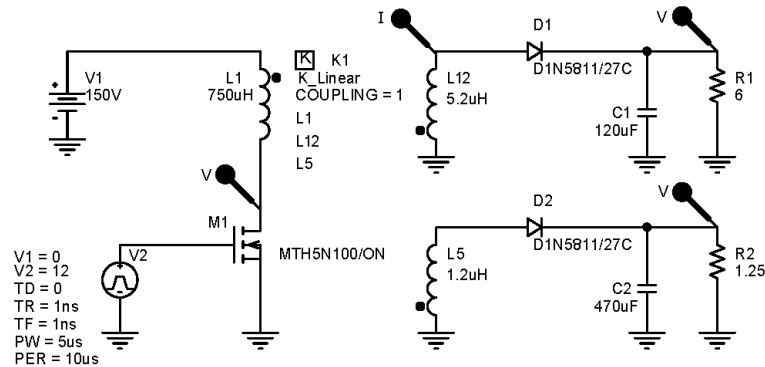
$$L_{12} = L_1 \left(\frac{N_{12}}{N_1} \right)^2 = 750\mu H \left(\frac{1}{12} \right)^2 = 5,2\mu H$$

y

$$L_5 = L_1 \left(\frac{N_5}{N_1} \right)^2 = 750\mu H \left(\frac{1}{25} \right)^2 = 1,2\mu H$$

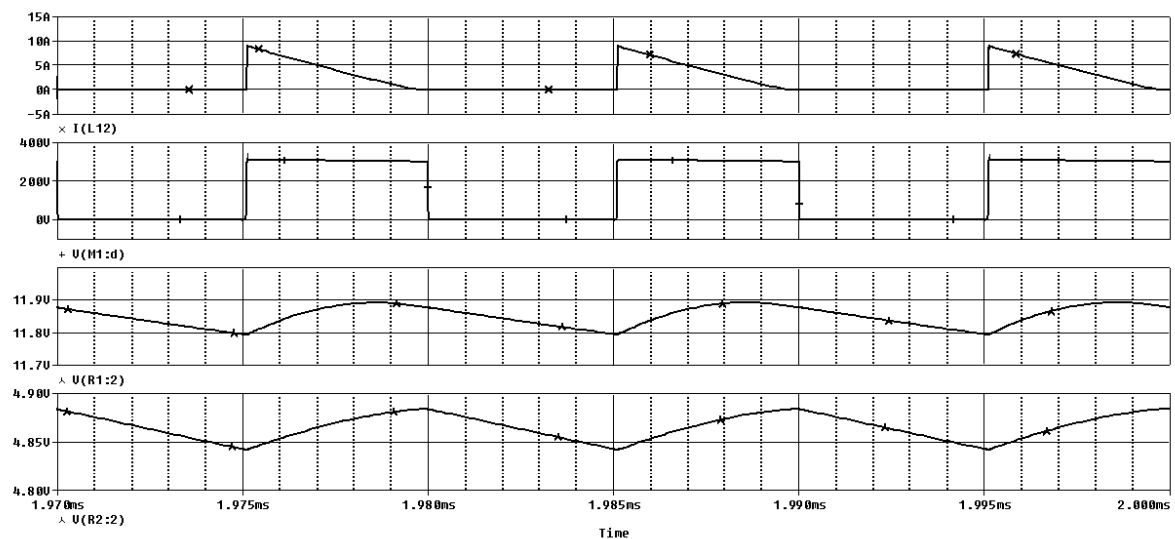
Simulación 1

A fin de comprobar estos valores preliminares se realiza una simulación considerando componentes ideales, excepto las llaves, que estarán representadas por los modelos de transistor y diodo indicados en el siguiente esquema:



Se comprueba que con el ciclo de trabajo 0,5 efectivamente el convertidor se encuentra operando al borde del modo continuo, lo que se evidencia en la forma de onda de la tensión en “Drain” de M1 y en la forma de onda de la corriente en L12.

Con los valores de L1, L12, L5, R1, R2, C1 y C2 empleados se logra cumplir con el rizado máximo en las tensiones de salida y las corrientes máximas correspondientes, según los datos, como puede apreciarse en las siguientes formas de onda medidas:



Diseño del transformador

En realidad no se trata de un transformador sino de tres inductores acoplados por un único núcleo.

Elección del material del núcleo

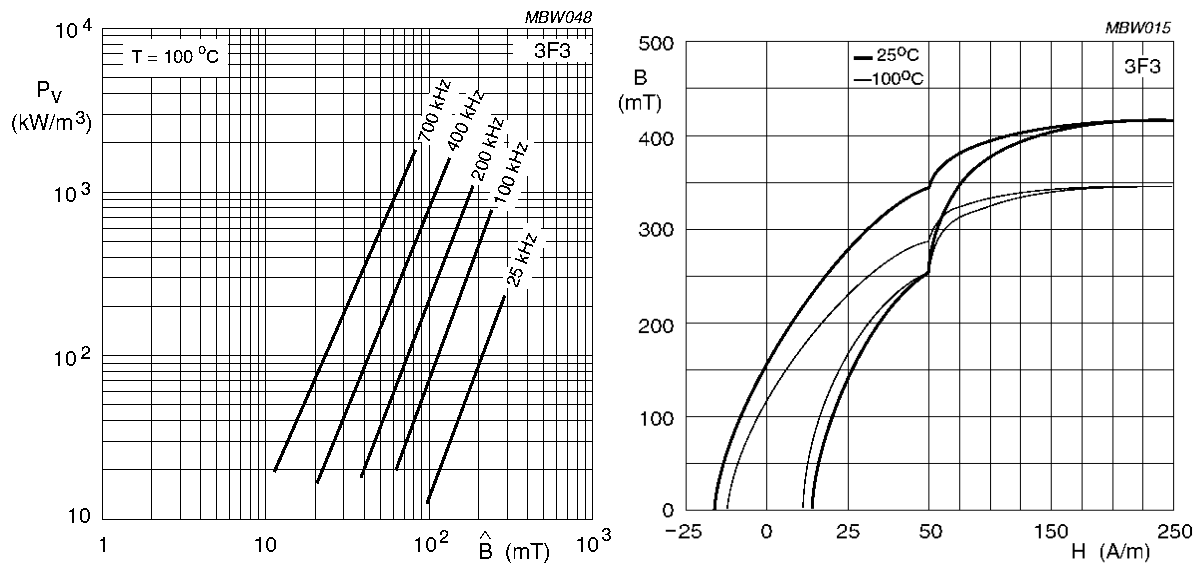
Consultando el catálogo de Ferroxcube se encuentra que la recomendación para convertidores tipo Flyback, respecto del material del núcleo, es 3C92, que permite operar con frecuencias de hasta 200KHz con altos niveles de saturación en un tamaño relativamente pequeño. Sin

embargo consultando las hojas de datos se ve que este tipo no se fabrica con diferentes calibres de entrehierro, por lo que la elección del material del núcleo recae en la siguiente recomendación del fabricante, o sea el tipo 3F3.

Y para operar con potencias entre 20W y 50W a 100KHz se recomienda el formato de núcleo E25. (Ver página 29 del catálogo de Ferroxcube adjunto).

Determinación del tamaño del núcleo

Se impone el valor aceptado de la pérdidas en el núcleo en $P_v=10^2\text{kW/m}^3$, con lo que se determina para el material 3F3 operando a 100KHz, según el gráfico del fabricante, una inducción magnética $B_{PICO}=120\text{mT}$



Debido al funcionamiento en modo discontinuo el valor medio de la inducción magnética en el núcleo será aproximadamente igual al valor pico, por lo que se alcanzará en el núcleo una inducción magnética igual a dos veces el valor B_{PICO} , o sea que será: $B_{MAX}=2B_{PICO}=240\text{mT}$. Vemos en la gráfica suministrada por el fabricante que para el material seleccionado no se producirá saturación.

Se considerará el producto de las áreas efectivas de la ventana del bobinado y del camino magnético, a fin de dimensionar el núcleo.

$$PA = A_{VENTANA} A_{NUCLEO} = \frac{L I_{MAX} 100 I_{EFICAZ}}{B_{MAX} K_U J}$$

Tomando el inductor primario, dado que es de los tres el que producirá toda la energía requerida para la conversión, se procede a estimar los valores asociados que se introducirán en la fórmula precedente.

Dada la forma de onda diente de sierra de la corriente se puede estimar su valor eficaz como:

$$I_{EFICAZ} = I_{MAX} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 1A \sqrt{\frac{0,5}{3}} = 0,41A$$

Reemplazando valores en PA se obtiene:

$$PA = \frac{750\mu H \cdot 1A \cdot 100 \cdot 0,41A}{240mT \cdot 0,2 \cdot 300A/cm^2} \cong 0,22cm^4$$

En base a este valor elijo el tamaño E25/10/6 cuyos datos dimensionales son:

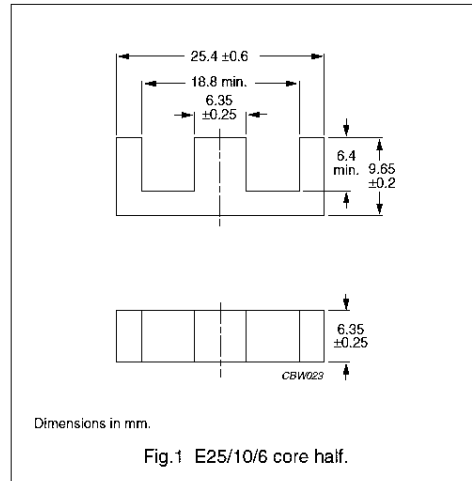
E cores and accessories

E25/10/6

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	1.24	mm ⁻¹
V_e	effective volume	1930	mm ³
l_e	effective length	49.0	mm
A_e	effective area	39.5	mm ²
A_{min}	minimum area	37.0	mm ²
m	mass of core half	≈ 4.8	g



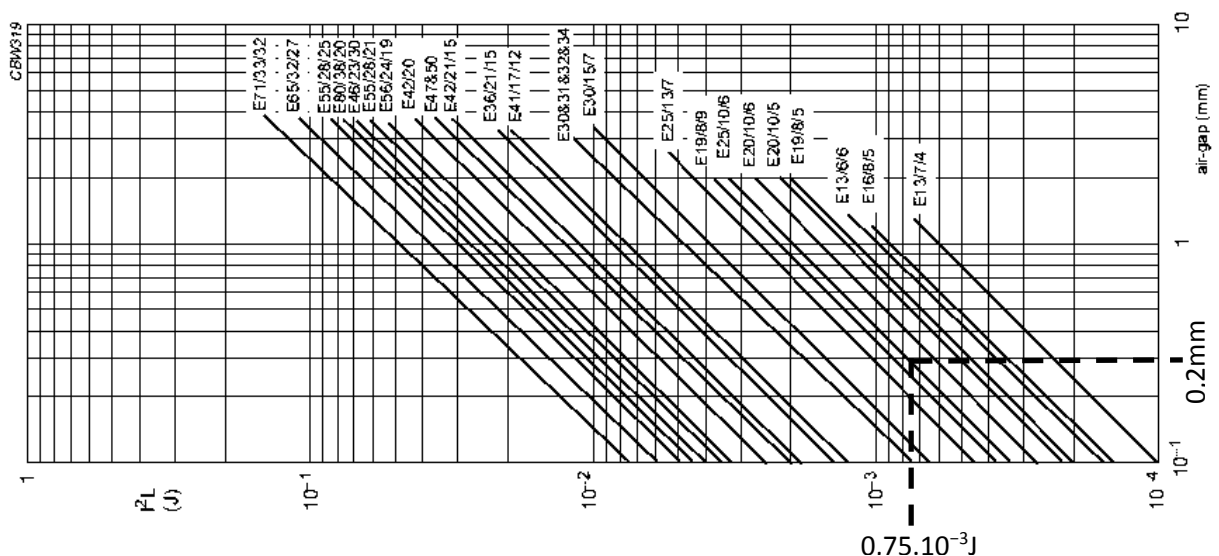
Calculando el área efectiva de la ventana como $A_{VENTANA} = (18,8mm - 6,35) \cdot 6,4mm = 79,7mm^2$

Y el producto de áreas efectivas como $PA = A_{VENTANA} \cdot A_e = 79,7mm^2 \cdot 39,5mm^2 = 0,31cm^4$

Se compara con el valor requerido $PA = 0,22cm^4$ y se ve que el tamaño elegido es algo mayor, sin embargo se continuará con este tipo dado que permitirá un mejor acomodamiento de los tres devanados L1, L12 y L5 y sus respectivas aislaciones. Además el siguiente tamaño de núcleo escalando hacia abajo, E20, no llega a cumplir con el PA requerido y tampoco es recomendado por el fabricante para potencias mayores a 20W.

El entrehierro se determina valiéndose del ábaco facilitado por el fabricante.

Previamente al cálculo del entrehierro por medio del ábaco se calcula el valor I^2L requerido como entrada al mismo mediante $I^2L = 1A^2 \cdot 0,75H = 0,75A^2H = 0,75 \cdot 10^{-3}$



Resulta así un entrehierro de 0,2mm

Determinación del número de espiras

Utilizando la tabla del fabricante Ferroxcube para el núcleo E25/10/6-3F3, introduciendo el dato obtenido en el párrafo anterior se podrá obtener el valor A_L que permitirá calcular en número de espiras necesarios para realizar el inductor primario.

E cores and accessories

E25/10/6

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	$63 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 62	≈ 1240	E25/10/6-3F3-E63
	$100 \pm 8\%$	≈ 99	≈ 660	E25/10/6-3F3-A100
	$160 \pm 8\%$	≈ 158	≈ 360	E25/10/6-3F3-A160
	$250 \pm 15\%$	≈ 247	≈ 210	E25/10/6-3F3-A250
	$315 \pm 15\%$	≈ 311	≈ 150	E25/10/6-3F3-A315
	$1470 \pm 25\%$	≈ 1450	≈ 0	E25/10/6-3F3
3F35 des	$1150 \pm 25\%$	≈ 1140	≈ 0	E25/10/6-3F35

Resulta la elección apropiada el tipo número E25/10/6-3F3-250, que posee $A_L=250nH$
Con este valor se puede finalmente calcular el número de espiras mediante:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{750\mu H}{0,25\mu H}} = 55 \text{ espiras}$$

Y según se había calculado anteriormente la relación de espiras entre los bobinados secundarios y primario, resulta el número de espiras de los bobinados secundarios:

$$N_{12} = \frac{N_1}{12} = \frac{55}{12} = 4,58 \quad \text{y} \quad N_5 = \frac{N_1}{25} = \frac{55}{25} = 2,2$$

Por razones constructivas se escalará hacia abajo el número de espiras de todos los bobinados, llevándolos a $N_5=2e$, $N_{12}=4e$ y $N_1=50e$, con lo cual hay que rectificar todos los cálculos preliminares y verificar que se siga cumpliendo que el límite entre el modo discontinuo y continuo continua lográndose con un D_{MAX} igual o levemente menor a 0,5 y que no se exceda los valores de B que saturarían el núcleo, así como que se mantengan acotadas las pérdidas por histéresis en el mismo.

El reducir el número de espiras llevará a valores de inductancia menores a los calculados, lo que es aceptable dado que los mismos correspondían a los máximos dados por la condición de operación en la situación extrema con $V_{CCMIN}=150V$, $I_{12}=2A$, $I_5=4A$ y $D_{MAX}=0,5$.

Este proceso iterativo no se realizará en el presente trabajo pues lo llevaría a tener una gran extensión.

Comprobación de las condiciones de funcionamiento del núcleo

Utilizando los valores preliminares ya calculados se tendrá para la amplitud del flujo la siguiente situación:

$$B_{MAX} = \frac{L_1 I_{1MAX}}{A_e N_1} = \frac{750\mu H \cdot 1A}{39,5cm^2 \cdot 55} = 345mT$$

Este valor es un 40% mayor que el adoptado en los cálculos previos. Resulta estar por debajo de la saturación del núcleo si se lo opera a 25°C y ya entrando en saturación si la temperatura llega a los 100°C, como se desprende de la observación de la curva B-H para el tipo de material 3F3 de Ferroxcube presentada en una sección anterior.

Las pérdidas por histéresis en el núcleo se calculan así:

$$P_{NUCLEO} = P_V V_e$$

Tomando valores de la gráfica “pérdidas en el núcleo <-> Bpico” para el material 3F3 que se presentó en una sección previa, utilizando el dato B_{MAX} calculado en el párrafo inmediato anterior, obteniendo B_{PICO}=B_{MAX}/2=345mT/2≈170mT (a 100°C y 100KHz) y tomando de la tabla de dimensionamiento del tipo E25/10/6 el valor V_e, se tiene:

$$P_{NUCLEO} = P_V V_e = 400 \frac{mW}{cm^3} 1,93cm^3 \cong 0,8W$$

Se ve que las pérdidas en el núcleo resultarían aceptables, sin embargo la situación de operar cerca del límite de saturación obliga a replantear los cálculos, encaminándolos hacia un tipo de material que pueda operar con una mayor inducción magnética, o bien alterar la selección del tamaño del entrehierro para aumentar la reluctancia del circuito magnético a fin de reducir la inducción magnética máxima alcanzada en el núcleo, lo que llevará a aumentar el número de espiras para mantener los valores de inductancia máximos impuesto por los primeros cálculos.

Cálculo del devanado de cobre del inductor primario L1

Se utilizará un valor de densidad de corriente mayor al empleado en la determinación del núcleo.

$$\text{Área de conductor} = I_{IEFICAZ} \div J \approx 0,41A \div 500A/cm^2 = 0,082mm^2$$

Esto lleva a un conductor de diámetro = 0,32mm

$$\text{O bien dos conductores en paralelo de diámetro} = 2 \cdot (0,041mm^2 \div 3,1416)^{1/2} = 0,23mm$$

Para el bobinado del inductor primario se recomienda la utilización de alambre tipo **Litz** a fin de reducir o eliminar el efecto pelicular, o también trenzar dos alambres tipo **AWG30** (de diámetro 0,26mm) ya que el efecto pelicular a 100KHz es de 0,2mm (muy semejante al diámetro de este alambre) y no resulta afectada la relación Rac/Rdc que es unitaria para este tipo de alambre. El empleo de 2 alambres AWG30 en paralelo llevaría a un incremento del área originalmente calculada de un 30% teniendo quizás problemas para que todo el devanado quepa en el espacio correspondiente de la ventana, lo que también puede analizarse más adelante. Claro que como se vio al elegir el tamaño del núcleo, éste excede el PA requerido, por lo que seguramente quedará bien alojado el bobinado primario usando dos AWG30 trenzados.

Cálculo del devanado de cobre del inductor secundario L12

$$\text{Área de conductor} = I_{I2EFICAZ} \div J \approx 12A \cdot (0,5 \div 3)^{1/2} \div 500A/cm^2 = 0,98mm^2$$

Esto lleva a un conductor de diámetro = 1,12mm

y que para corriente continua correspondería un AWG16, sin embargo a 100KHz el efecto pelicular reduciría notablemente el área efectiva, por lo que se propone utilizar varios alambres en paralelo del tipo AWG26 de 0,4052mm de diámetro, ya que su relación Rca/Rcc es unitaria, mediante la siguiente ecuación:

$$N\pi\left(\frac{\phi_{\text{AGW26}}}{2}\right)^2 = 0,98\text{mm}^2$$

Resulta $N = 7,6 \approx 8$

Para el bobinado del inductor secundario L12 se recomienda la utilización de 8 alambres **AWG26** trenzados. El empleo de 8 alambres AWG26 en paralelo trenzados llevaría a un incremento del área originalmente calculada de un 5% no presentando problema alguno en el alojamiento del devanado en el espacio correspondiente de la ventana dado que como se vio al elegir el tamaño del núcleo, éste excede el PA requerido, por lo que seguramente quedará bien alojado el bobinado secundario L12 usando 8 AWG26 trenzados.

Cálculo del devanado de cobre del inductor secundario L5

$$\text{Área de conductor} = I_{12\text{EFICAZ}} \div J \approx 25\text{A} \cdot (0,5 \div 3)^{1/2} \div 500\text{A/cm}^2 = 2,04\text{mm}^2$$

Se propone utilizar varios alambres en paralelo del tipo AWG26 de 0,4052mm de diámetro, ya que su relación Rca/Rcc es unitaria, mediante la siguiente ecuación:

$$N\pi\left(\frac{\phi_{\text{AGW26}}}{2}\right)^2 = 2,04\text{mm}^2$$

Resulta $N = 15,82 \approx 16$

Para el bobinado del inductor secundario L5 se recomienda la utilización de 2 alambres multifilares conformados por 8 alambres **AWG26** trenzados cada uno. El empleo de 16 alambres AWG26 en paralelo llevaría a un incremento del área originalmente calculada de un 1% no presentando problema alguno en el alojamiento del devanado en el espacio correspondiente de la ventana dado que como se vio al elegir el tamaño del núcleo, éste excede el PA requerido, por lo que seguramente quedará bien alojado el bobinado secundario L5 usando 2 paquetes multifilares de 8 alambres AWG26 trenzados.

Pérdidas en los conductores

La resistencia de cada bobinado se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$R_{AC} = K R_{DC} = K \rho_{CU} \frac{l_{\text{MEDIA}} N_{\text{ESPIRAS}}}{A_{\text{ALAMBRE}}}$$

Siendo:

K = Factor de relación corriente alterna-corriente continua

ρ_{CU} = Resistividad del cobre = $2,3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ a 100°C

l_{MEDIA} = Longitud media del alambre en cada espira para el tipo de núcleo utilizado

A_{ALAMBRE} = Área de la sección del alambre seleccionado

Se calcula para cada bobinado, resultando:

$$R1 = 0,6\Omega$$

$$R12 = 4,4m\Omega$$

$$R5 = 1,1m\Omega$$

La potencia disipada en el cobre es:

$$PCU = I_{1EFICAZ}^2 \cdot R1 + I_{12EFICAZ}^2 \cdot R12 + I_{5EFICAZ}^2 \cdot R5 = 0,1W + 0,105W + 0,115W = 0,32W$$

Tabla de alambres

AWG ac/dc Resistance Ratio at Common Converter Frequencies									
AWG	D _(AWG) cm	25 kHz		50 kHz		100 kHz		200 kHz	
		ϵ Penetración cm	R _{ac}	ϵ Penetración cm	R _{ac}	ϵ Penetración cm	R _{ac}	ϵ Penetración cm	R _{ac}
			R _{dc}		R _{dc}		R _{dc}		R _{dc}
12	0.20309	0.041868	1.527	0.029606	2.007	0.020934	2.704	0.014802	3.699
14	0.16132	0.041868	1.300	0.029606	1.668	0.020934	2.214	0.014802	2.999
16	0.12814	0.041868	1.136	0.029606	1.407	0.020934	1.829	0.014802	2.447
18	0.10178	0.041868	1.032	0.029606	1.211	0.020934	1.530	0.014802	2.011
20	0.08085	0.041868	1.001	0.029606	1.077	0.020934	1.303	0.014802	1.672
22	0.06422	0.041868	1.000	0.029606	1.006	0.020934	1.137	0.014802	1.410
24	0.05101	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.033	0.014802	1.214
26	0.04052	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.001	0.014802	1.078
28	0.03219	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.000	0.014802	1.006
30	0.02557	0.041868	1.000	0.029606	1.000	0.020934	1.000	0.014802	1.000

AWG Copper, skin depth is at 20°C.

Cálculo del capacitor de filtro considerando el T_{HOLD-UP}

Se utilizará un método simplificado, considerando que la energía que entrega el capacitor se descarga sobre el primario del regulador asumiendo que éste le demanda la máxima corriente desde la interrupción de la tensión de red hasta que V_{CC} alcanza 150V.

Si la eficiencia fuese 100% entonces la corriente media demandada por el regulador operando con V_{CC}=150V sería I_{MEDIA_ENTRADA}=P_{ENTRADA}/V_{CCMIN}=P_{SALIDA}/V_{CCMIN}, lo que da:

$$I = 36,4W/150V = 0,24A$$

Asumiendo que la tensión de red se encuentra en un mínimo de 200V_{EFICACES} tendremos a la salida del rectificador una tensión pico de 280V.

Si el capacitor se descarga a una corriente constante de 0,24A desde 280V hasta 150V, en un tiempo T_H de 15ms (dato especificado), será.

$$C = \frac{I \cdot T_H}{\Delta V} = \frac{0,24A \cdot 15ms}{280V - 150V} = 28\mu F$$

Con una tensión de trabajo especificada de 400V

Dimensionamiento y selección de los capacitores para las salidas de 12V y 5V

Los valores de estos capacitores se encontraron por simulación y resultaron ser de 120 μ F para la salida de 12V y de 470 μ F para la salida de 5V, alcanzando un rizado de aproximadamente 100mVpp y 40mVpp respectivamente, por debajo de la cota máxima impuesto en los datos del problema. No se ha efectuado el cálculo de los filtros de salida, los cuales reducirán aún más el rizado, permitiendo a su vez emplear valores de capacitores de salida algo menores a los recién dimensionados.

En dicha simulación se consideraron componentes ideales, excepto las llaves, por lo que se podría refinar aún más los cálculos por este método simulando con modelos más aproximados a los reales, por ejemplo incluyendo las resistencias serie en los capacitores e inductancias, más inductancias de dispersión producto de un acoplamiento $K < 1$ entre los inductores y efectos del layout en la implementación física.

Los capacitores mencionados de 120 μ F y 470 μ F deberían ser del tipo rotulado ESR o LOWZ y especificarse para tensiones de trabajo de 16V y 10V respectivamente. Generalmente el comportamiento de dos o más capacitores en paralelo es mejor respecto de la resistencia equivalente serie que uno solo, a la vez que resuelve el acomodamiento espacial y volumétrico en la implementación física.

Conclusiones

Como se mencionó durante el desarrollo del trabajo, en material elegido para el núcleo cumple perfectamente con la operación normal del regulador, sin embargo a muy alta temperatura, digamos 100°C, el núcleo podría saturar, lo cual requiere una revisión completa del cálculo para refinarlo y acomodarlo a las características de este material o eventualmente utilizar otro tipo de material con mayor nivel de saturación admitida de inducción magnética B o bien intentar con otros valores de entrehierro.

Queda pendiente estudiar el comportamiento del regulador para diferentes condiciones de tensión de entrada y carga, verificando el acotamiento de las tensiones de salida entre el $\pm 10\%$ especificado.

Restaría incluir un controlador que ajuste automáticamente del ciclo de trabajo D (con máximo de 0,5) para estabilizar las tensiones de salida ante variaciones de la carga y/o la tensión de red de 220V.

Este regulador estaría sensando una u otra de las tensiones de salida, o un promedio de ambas. Esta elección dependerá del uso del convertidor y el comportamiento de la carga.

Igualmente para lograr un buen seguimiento de ambas tensiones, especialmente cuando se muestrea solo una de ellas, se debe tener especial cuidado en la construcción de los devanados secundarios de modo de concatenar eficazmente el flujo magnético entre sí y con respecto al devanado primario.

Dado que el modo de funcionamiento es el discontinuo, resultará mucho más simple la compensación del lazo de control ya que será de un solo polo, en lugar de dos como ocurriría si se operase en modo continuo.

Ingeniero José Alberto Bertuccio