



T.P. N° 5: Fuente conmutada simétrica

Se estudiará el diseño de una fuente de alimentación tipo off-line forward simétrica en medio puente de potencia 50W.-

1.1. Especificaciones

Topología.	Half Bridge Forward Converter (Convertidor medio puente simétrico Forward)		
Línea de entrada.	200 a 240V RMS, 50 Hz		
Salida.	Tensión:	20V DC	(puede ser de otro valor)
	Corriente:	2,5A	(puede ser de otro valor)
Límite de corriente.	3.5A		
Ripple de tensión	400mV _{PP} Máx		
Regulación de línea.	±1%		
Regulación en la carga	±1%		
Otras especificaciones:			
Eficiencia:	75% mín		
Aislación de línea	2200V		
Frecuencia de conmutación:	80khz		

2. Diagrama en bloques

Estos están clasificados de acuerdo al ciclo de histéresis que sufra el material en el diagrama B-H. Si permanece siempre en un solo cuadrante, se denomina ASIMÉTRICO. Si utiliza los dos cuadrantes, se denomina SIMÉTRICO.

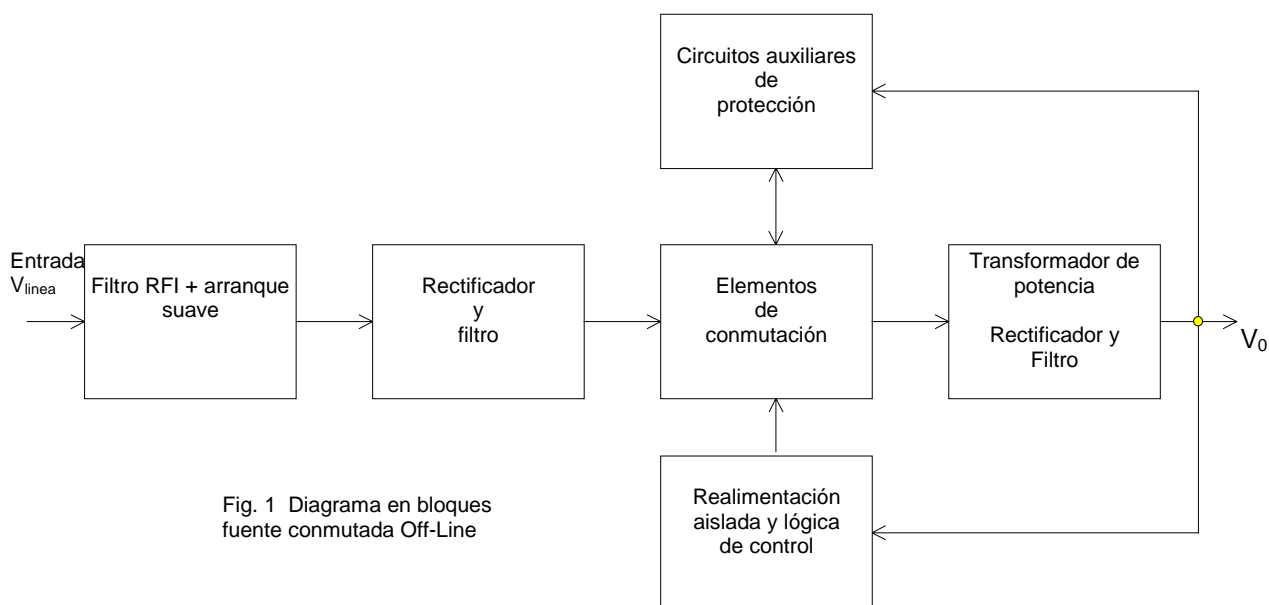


Fig. 1 Diagrama en bloques
fuente conmutada Off-Line

El término **Off-Line** significa que el regulador (PWM) va en el primario del transformador de potencia y opera en forma independiente de la línea. Aunque, el regulador PWM puede estar conectado en el lado de la carga. Además, no utiliza transformador de alimentación adicional, ya que se rectifica la línea y se convierte a la tensión de salida V_0 sin utilizar transformador adicional.-

3. El circuito de Entrada de línea:

El circuito de entrada tiene un supresor de RFI (Interferencia de Radiofrecuencia), ya que la norma internacional VDE 871, 872 exige un filtro como el que se ilustra la fig. 02 para evitar que la fuente conmutada genere ruido en la línea. Además posee una protección de sobretensiones transitorias de línea (TVS), un circuito de arranque suave con un triac y R_1 ; un circuito de adaptación 110V o 220V a través de conmutar la llave U_1 ; y por último, un circuito válido para el semipunto o el puente completo, conectando el convertidor entre 0V, 130V y 320V picos.

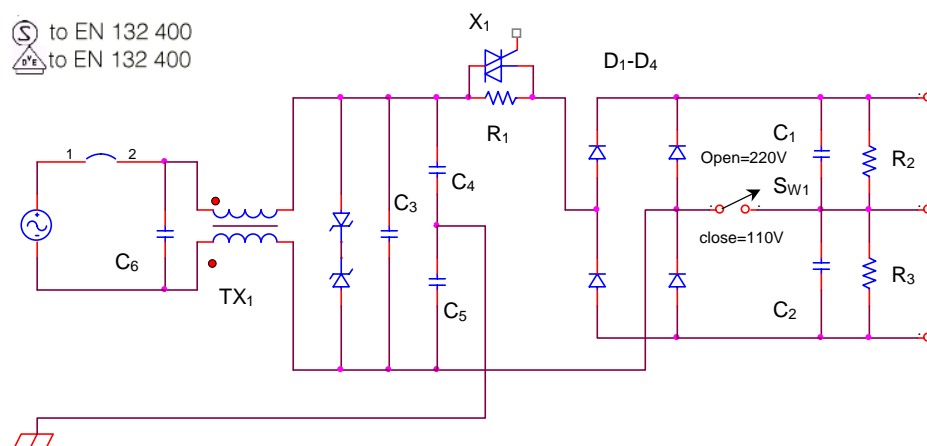
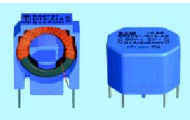
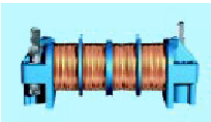



Fig. 2 El circuito de entrada de línea para aplicaciones de 110/220V, en convertidores of-line de medio puente, forward, y fly-back.







Chokes for EMC filters

L_N L_R mH	$L_{S, \max}$ μH	I_N I_R A	R_{typ} Ω
Zweifach-Drosseln / Double chokes			
2,2	1,0	0,1	0,4
4,7	1,5	0,1	0,9
4,7	1,5	0,1	0,9
10	2,5	0,1	1,3
38	3,5	0,1	3,3

I_N I_R A	L_N L_R mH	R_{typ} mΩ
0,5	47	10000
1	15	2700
2	3,3	700
4	0,68	200
6	0,33	100
10	0,1	30

I_N I_R A	L_N L_R mH	R_{typ} mΩ
25	1,4	30
35	0,55	16
60	0,2	7
75	0,08	2
60	0,87	10
75	0,30	4
160 A~/125 A~	0,08	1
270 A~/230 A~	0,03	0,4

Typical data

SIEMENS

La red supresora de RFI tiene los capacitores de alta tensión ($> 500V$) y de alta frecuencia. $C_5 - C_6$, oscilan en los valores de 0,1 a 2 μF . Los capacitores $C_4 - C_5$ tienen un valor típico de 2200pF a 0.033 μF .

El transformador TX₁ tiene un valor de 1,8mH a 25 A de entrada, a 47mH 0,3 A de entrada.

La resistencia R_1 conectada en serie con la línea tiene el fin de arranque suave. Cuando el circuito se enciende, la resistencia está conectada y el triac X_1 está bloqueado. Luego de un instante inicial y una vez que los capacitores se cargaron, el triac se satura y la resistencia serie de la línea es, ahora $R=0$.

Los diodos D_1 a D_4 funcionan como puente rectificador en el caso de la llave S_{W1} abierta (220V), o como un circuito duplicador de tensión junto con los capacitores C_1 y C_2 si la llave S_{W1} está cerrada (110V).

El cálculo de los capacitores C_1 y C_2 es el siguiente:

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_{RIPPLE}}$$

donde I = corriente de carga

t = tiempo en el que el capacitor suministra corriente

$$\Delta V_{\text{RIPPLE}} = \text{máx tensión de ripple permitido}$$

4. Cálculo de los componentes

4.1. Cálculo de C_1 y C_2

Calcular el valor de los capacitores C_1 y C_2 trabajando a 115V, 50Hz y con una potencia de conmutación de 50W. $\eta=70\%$ en el peor de los casos. Entonces:

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{50W}{0,7} = 71,5W$$

$$V_0 = 2 * (115 * \sqrt{2}) = 320V_{CA}$$

$$I_{CARGA} = \frac{P_{in}}{V_0} = \frac{71,5W}{320V} = 0,22A$$

Se asumirá un ripple máx de $30V_{PP}$ y que el capacitor deberá mantener la corriente durante el semiperíodo (8ms para línea de 60Hz).

$$C_{1-2} = \frac{0,22A * 8,33 * 10^{-3}s}{30V} = 61,1\mu F$$

Entonces, C_1 y C_2 podrán valer $100\mu F$ cada uno.

Debido a que tienen que funcionar también en la configuración de doblador (110V), $C=C_1+C_2$, entonces C_1 y $C_2 = 61,11*2 = 122,22\mu F$ $C_1=C_2=150\mu F$

Los diodos TVS (marca reg. MOTOROLA) de entrada, sirven para suprimir los transitorios de tensión de línea que suelen ser del orden de los 5KV o más. Pero, son de corta duración, por lo que los diodos cumplen la función en forma efectiva. También se pueden utilizar los diodos TRISIL de SGS-THOMSON que son bidireccionales.

Lay-out correcto en la plaqueta impresa, por ejemplo de una fuente para PC.

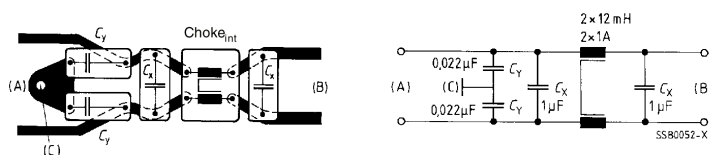


Fig. 3. EMC filter Lay-out

When using off-the-shelf filters, observe the following rules:

- * Ensure a proper electrically conductive connection between the filter case and/or filter ground and the metallic case of the interference source or disturbed equipment, and
- * provide sufficient RF decoupling between the lines at the filter input (line causing the interference) and the filter output (filtered line), if necessary by using shielding partitions.

Filtro EMC (Electromagnetic compatibility) externo:

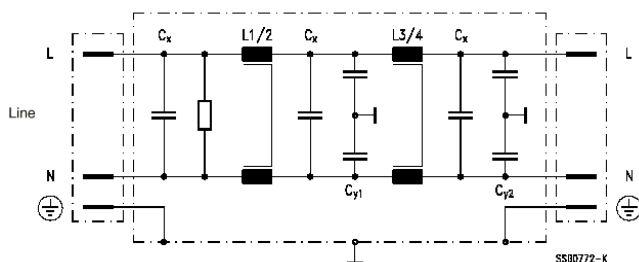


Fig. 4 External EMC filter

Technical data

Rated voltage V_R	250 Vac, 50/60 Hz
Rated current I_R	Referred to 40 °C ambient temperature
Test voltage V_p	2121 Vdc, 2 s (line/line) 2700 Vdc, 2 s (lines/case)
Overload capability	$1,5 \cdot I_R$ for 3 min per hour or $2,5 \cdot I_R$ for 30 s per hour
Leakage current I_{leak}	at 250 Vac, 50 Hz
Climatic category	In accordance with IEC 68-1 25/085/21 (- 25 °C/+ 85 °C/21 days damp heat test)

Characteristics and ordering codes

I_R	Terminal cross section mm ²	I_{leak} mA	R_{typ} mΩ	Approx. weight kg	Ordering code
8	4	< 3,5	42	1,35	B84142-B8-R
12	4	< 3,5	30	1,45	B84142-B12-R
16	4	< 3,5	21	1,45	B84142-B16-R
25	10	< 3,5	9	3,7	B84142-B25-R

4.2. Los transistores de potencia

Estimación de la corriente pico del transistor en una fuente conmutada semipunto simétrica forward
En el semiperiodo de la frecuencia de conmutación, la corriente de trabajo es el doble.

$$I_D = \frac{2P_0}{\eta D_{MAX} V_{in}} \quad \text{Si } \eta = 80\% \quad D_{MAX} = 0,8 \quad (2 * 0,4), \text{ entonces:} \quad I_{D_{MAX}} \geq 3,125 \frac{P_0}{V_{in_{MIN}}}$$

$$I_{D_{MAX}} \geq 3,125 \frac{P_0}{V_{in_{MIN}}} = 3,125 \frac{50}{258} = 0,6A \quad \boxed{I_{D_{MAX}} \geq 0,6A}$$

V_{CEV} o $V_{DSS} \geq V_{in_{MAX}} = 339,4V$ Se elige el IRF820, con una corriente máxima de 2,5A y una tensión máxima $V_{DSS} = 500V$; o el IRF830 con una corriente máxima de 4,5A; o el IRF840 con una corriente máxima de 8A

4.3. Los rectificadores de salida

$$V_{RRM} \geq \frac{(V_0 + V_F) V_{in_{MAX}}}{D_{MAX} V_{in_{MIN}}} + \text{perdidas inductivas} = \frac{(20 + 0,8) 339,4}{0,8 * 258} = 34,2V$$

$$I_{F(AV)} \geq \frac{I_{O_{MAX}}}{2} = 2,5 / 2 = 1,25A$$

4.4. El transformador de potencia

1. Seleccionar el tipo de material, tipo de cazoleta. Los materiales Siemens más usados en fuentes conmutadas son:

Material	Rango de Frecuencia
N27 y N41	25 a 150 KHz
N67	100 a 300 KHz

Los tipos de cazoletas más utilizados son:

Tipo	Usado en
RM	Transmision de mediana y baja potencia (preferentemente sin agujero central)
ETD	Mediana potencia (posibilidades de bobinado automático)
Pot	Técnicas de filtros de baja perdidas de flujo
PM	Potencias en rangos de 250W a 2KW
EC y ER	Potencia mediana. Permite gran área de bobinado. Puede ser montado horizontal o verticalmente
E	Idem anterior
U	Gran potencia. Hasta 20 KW
Toroides	Drivers y filtros de salida. Bajas pérdidas. Baja potencia.

2. Determinar la excursión de la densidad de flujo

El transformador se deberá diseñar para operar en el mayor valor de ΔB posible, resultando en una cantidad de vueltas menor en el devanado, incrementando el rango de potencia y obteniéndose menores pérdidas de inductancia debidas al devanado. El valor máximo de ΔB está limitada por el valor de saturación.

Del manual Siemens SIFERRIT:

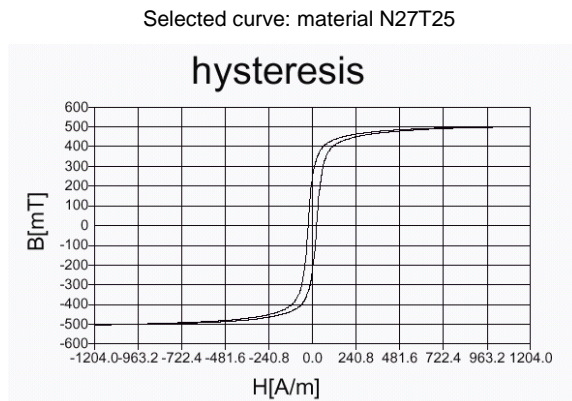


Fig. 5 Hysteresis curve: 25KHz, 25°C

Se utilizará un ΔB de 300mT. A medida que aumenta la frecuencia se debe reducir la excursión máxima de densidad de flujo.

3. Determinar el tamaño de la cazoleta.

Este será un procedimiento iterativo que permitirá seleccionar un núcleo específico que sea capaz de soportar los voltios por segundos sin saturar y con pérdidas en el núcleo y en el devanado aceptables.

Un método útil es aplicar la ecuación del “área de producto, AP” que es el producto del área de la ventana del núcleo A_w multiplicada por el área efectiva del núcleo A_e . El valor de AP del núcleo seleccionado deberá ser mayor o igual. La ecuación 6.1.a se utiliza cuando el valor de ΔB está limitado por el valor de saturación, y la ecuación 6.1.b se utiliza cuando está limitada por las pérdidas en el núcleo.

$$AP = A_w A_e = \left(\frac{P_{out} 10^4}{\eta K_t K_u K_p 420 \Delta B 2 f_t} \right)^{1.31} = \left(\frac{11.1 P_{out}}{\eta K \Delta B f_t} \right) [cm^4] \quad \text{Ec. 6.1.a}$$

$$AP = A_w A_e = \left(\frac{P_{out} 10^4}{\eta K 120 \Delta B 2 f_t} \right)^{1.58} \cdot (k_H f_t + k_E f_t^2)^{0.66} [cm^4] \quad \text{Ec. 6.1.b}$$

donde,	P_{out}	Potencia de salida
	$K_T = \frac{I_{in(DC)}}{I_{P(RMS)}}$	relac. I entrada /I primario, y depende de la topología
	$K_u = \frac{A'_w}{A_w}$	factor de utilización de la ventana
	$K_p = \frac{A_p}{A'_w}$	factor de área del primario (el área relativa del primario respecto al área total de todos los devanados, proporcionados)
	$K = K_t K_u K_p$	
	J	densidad de corriente (420 A/cm ²)
	f_t	frecuencia de operación del transformador

K_u es la fracción del área de la ventana del núcleo que está llena ahora con el bobinado. K_u se reduce por la aislación, por la distancia en el final del recorrido de la bobina en aplicaciones de alta tensión, y por el factor de llenado (forma del área del cableado y capas). K_u es típicamente entre 0.4 y 0.3 en fuentes off-line de alta aislación.

K_p es el área relativa del primario respecto al área total de todos los devanados, proporcionados de manera tal que todos los devanados operen a la misma densidad de corriente RMS y la misma densidad de potencia.

Para la mayoría de los materiales ferrites, el coeficiente de histéresis es $k_H = 4 \cdot 10^{-5}$ y el coeficiente de corriente de Eddy es $k_E = 4 \cdot 10^{-10}$

En las ecuaciones 6.1.a y 6.1.b se asume que el bobinado ocupa el 40% del área de la ventana, que las áreas del primario y el secundario están proporcionadas por igual densidad de potencia y que las pérdidas del conductor y del núcleo resultan en una subida de 30° con enfriamiento por convección natural.

La tabla siguiente muestra los valores típicos de las constantes K:

Table I. K factors

		K	Kt	Ku	Kp
Forward converter	SE/SE	0.141	0.71	0.40	0.50
Bridge / Half Bridge	SE/CT	0.165	1.0	0.40	0.41
Full wave center-tap	CT/CT	0.141	1.41	0.40	0.25

Note: Throughout the following calculations:
 Half-bridge – Vin equals 1/2 the rail-to-rail input voltage
 C.T. primary – All primary references are to 1/2 the total primary

SE/SE: Single-ended primary / secondaries (forward converter, fly-back, boost)
 SE/CT: Single-ended primary / center- tap secondaries (Half bridge, Bridge)
 CT/CT: Center-Tap primary / secondaries (Full Wave Center-Tap)

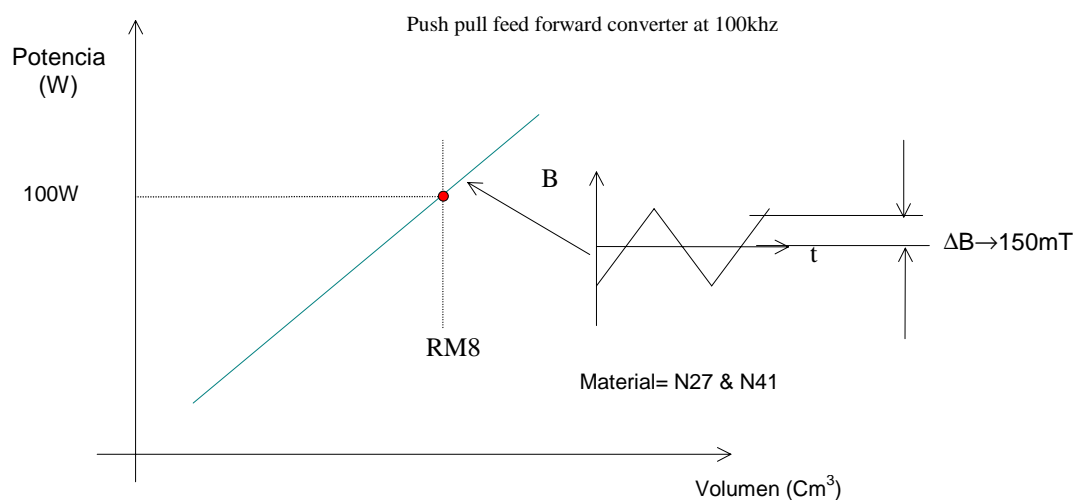


Fig. 6 Power capacity Vs Volume (including component & winding)

Un método simple es utilizar el software EPCOS (EPCOS - Ferrite Magnetic Design Tool, Version 3.0, 3/2000 Published by EPCOS AG) para verificar si la cazoleta seleccionada cumple los requisitos manejo de potencia con material N27, por ejemplo.

De la Fig. 6 se puede ver que con una pot de 50W/0,8=62.5W se puede utilizar el RM8 con un volumen efectivo con agujero central de $V_{\text{EFECTIVO}} = 1840 \text{ mm}^3$ (sin agujero central 2430 mm^3). Por disponibilidad, se buscará en el manual una cazoleta “E” que tenga un volumen efectivo mayor o igual que 1840 mm^3 . La cazoleta EE25.4/10/7 tiene un volumen efectivo de 1910 mm^3 por lo que puede ser la cazoleta candidata.

Se selecciona la cazoleta EE25.4/10/7 con material N27. Luego se verificará con el software, con los valores de cantidad de capas totales y cantidad de vueltas totales si la potencia que puede transferir este transformador es suficiente.

El ΔB del material N27 que se utilizará será de $\pm 200 \text{ mT}$ (por ejemplo, ver la curva de magnetización estática de la Fig.5 para $f=25 \text{ KHz}$. Este valor se degrada conforme aumenta la frecuencia) (\pm se aplica en fuentes simétricas: $\Delta B_{\text{TOT}} = 300 \text{ mT}$)

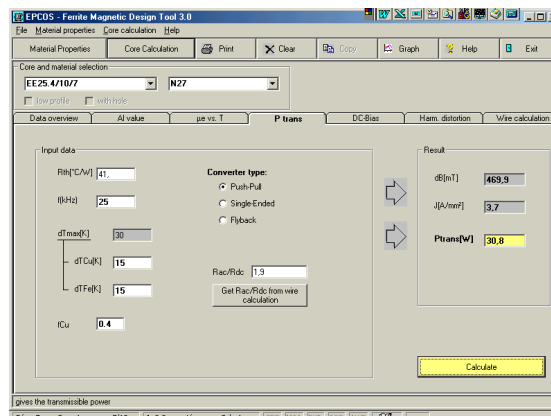
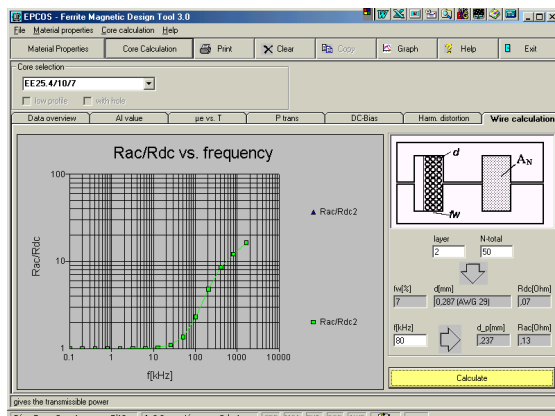
4. Calcular la cantidad de vueltas del devanado primario. Este es el cálculo más crítico. Por lo que deberá ajustarse al valor definitivo por ensayo y error en laboratorio. EE25.4/10/7 con $A_{\text{min}} = 38,4 \text{ mm}^2$, La fórmula utilizada es la Ley de Faraday modificada, donde V es la tensión pico, si se considera que $D_{\text{max}} = 0.45$ por cada semiciclo,

$$N_P \geq \frac{0,225 \hat{V} 10^9}{f_{\text{Sw}} \Delta B_{\text{max}} A_{\text{min}}} = \frac{0,225 * 160 * 10^9}{f_{\text{Sw}} 300 * 38,4} = 39.06$$

Se adopta en el primer ensayo $N_P = 40$

$$N_S = \frac{(V_{out} + V_{Fdiódo}) N_P}{V_{inprimMIN} * D_{MAX}} = \frac{(40 + 0.8) 40}{258 * 0.8} = 7,9$$

Se adoptará $N_S = 8$



En las figuras anteriores se puede mostrar cómo interviene la cantidad de vueltas totales, la cantidad de capas del bobinado total, la temperatura y el modo del convertidor para el cálculo de potencia. Si se puede disminuir la cantidad de capas, y la cantidad de vueltas posibles, se puede obtener mayor potencia en una determinada cazoleta.

Adoptando una densidad de corriente de 4.2 A/mm^2 , los diámetros de los conductores será:

$$\phi_P = \sqrt{\frac{4I}{\pi J}} = \sqrt{\frac{4 * 0.6}{\pi * 4.2}} = 0,42$$

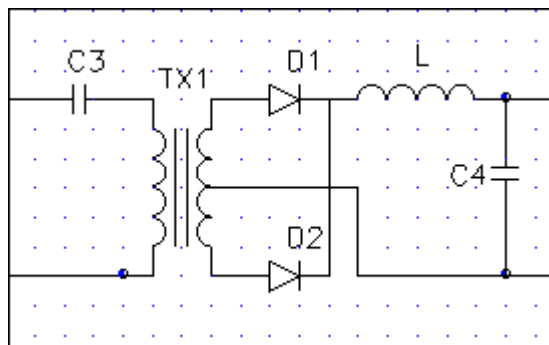
El diámetro del primario será de $\phi_P = 0,45 \text{ mm}$

Por el secundario se reparte la mitad en un sector, y la mitad en el otro. Por lo que, si $I_{Out} = 2,5 \text{ A}$:
Si $D_{max} = 0.8$

$$I_{RMS} = 2,5 \sqrt{\frac{D_{MAX}}{2}} = 1,581 \text{ A}$$

$$\phi_S = \sqrt{\frac{4I}{\pi J}} = \sqrt{\frac{4 * 1,581}{\pi * 4.2}} = 0,69 \quad \phi_S = 0,7 \text{ mm}$$

4.5. Cálculo del choke L de salida

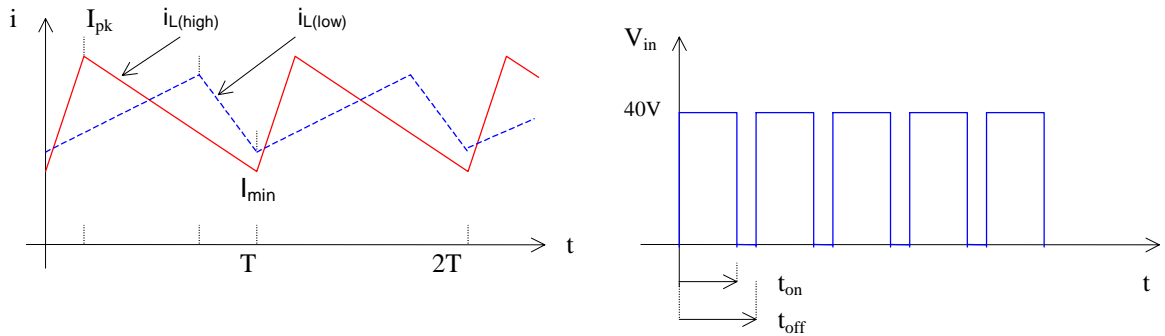


Este deberá tener las siguientes características:

- Material de alto valor de saturación de densidad de flujo en el material
- Alta capacidad de almacenamiento de energía
- Entrehierro inherente y calibrado (si es necesario), ya que éste operará en CC.

Fig.7 Cálculo de L

El inductor operará con CC superpuesta que no se anulará, y además, trabajará en un sólo cuadrante del ciclo B-H. Típicamente se diseña con una capacidad del 50% mas que la que requiere la carga, durante el ciclo de operación.



La cantidad de energía que almacena el inductor durante cada ciclo es:

$$\Delta E = \frac{1}{2} L (i_{pk} - i_{min})^2$$

La cantidad de energía remanente en el núcleo está dada por:

$$E_{resid} = \frac{1}{2} L i_{min}^2$$

La frecuencia aplicada en L es el doble que la de la fuente conmutada.

$$t_{off(MAX)} = \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{2f} = \frac{1 - \frac{20}{40}}{2 * 80E3} = 3,125 \mu s$$

$$L = \frac{V_{out} t_{off(MAX)}}{0,25 * I_{out}} = \frac{20 * 3,125 * 10^{-6}}{0,25 * 2,5} = 100 \mu H$$

$$P_L = \frac{1}{2} L \Delta I_L^2 f = \frac{1}{2} 100 * 10^{-6} 2 * 160 * 10^3 = 32 W \quad P_L \cong 32 W$$

Usando el E20/6, con un $A_L = 900 nH$

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{100 * 10^{-6}}{900 * 10^{-9}}} = 10,54 \text{ vueltas} \quad \boxed{N=11 \text{ vueltas}}$$

$$\text{Si } D_{max}=0.8 \quad I_{RMS} = 2,5 \sqrt{\frac{D_{MAX}}{2}} = 1,581 A$$

$$\phi_{choke} = \sqrt{\frac{4I}{\pi J}} = \sqrt{\frac{4 * 1,581}{\pi * 4.2}} = 0,69 \quad \phi_{choke} = 0,7 \text{ mm}$$

Cálculo de C4:

$$C_{4(min)} = \frac{I_{out(MAX)} T_{off(MAX)}}{V_{Ripple(MAX)}} = \frac{2,5 * 3.125 * 10^{-6}}{400 * 10^{-3}} = 19,6 \mu F \quad \boxed{C_{4(min)}=19,6 \mu F}$$

Se usará tres capacitores de 10 μ F en paralelo para disminuir la ESR

4.6. El capacitor C₃

La topología medio puente es muy usada en convertidores off-line debido a que la tensión de bloqueo de los transistores no es el doble de la alimentación, como en el caso de los convertidores forward de simple switch, y la topología push-pull. Otra ventaja de ésta topología es que permite balancear los Volts/segundo de cada transistor de conmutación automáticamente para prevenir la saturación utilizando un método sencillo de balanceo del intervalo de cada transistor sin emplear núcleos con entrehierro, y sin correctores de simetría. La Fig. siguiente muestra el diagrama en bloques del convertidor de medio puente simétrico.

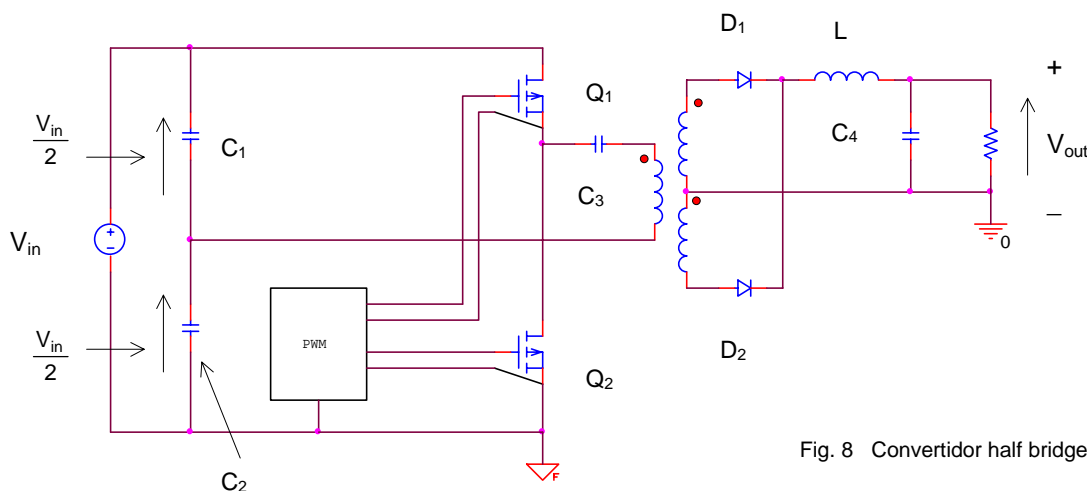


Fig. 8 Convertidor half bridge

Este capacitor de acoplamiento es normalmente del tipo sin polaridad capaz de manejar la corriente del primario. Deberá, además, tener un valor bajo de ESR para evitar el calentamiento. Puede usarse un bloque de capacitores en paralelo.
Criterio de selección:

Un aspecto importante relacionado con el valor del capacitor de acoplamiento es la tensión de carga de éste. Debido a que el capacitor se carga y descarga todos los semiciclos de “ f_s ”, la componente en continua se adicionará a $\frac{V_{in}}{2}$.

$$V_C = \frac{I}{C} \Delta t$$

es la tensión de carga del capacitor.

$I = \text{corr. en el primario}$
 $C = \text{valor del capacitor}$
 $\Delta t = \text{int ervalo de tiempo de carga del capax.}$

$$\Delta t = T D_{MAX} = t_{ON} \quad y \quad T = \frac{1}{f_s}$$

Para un convertidor de 80Khz, el ciclo de trabajo $D_{MAX} = 0,8$.
El intervalo de carga es:

$$\Delta t = T D_{MAX} = 12,5 * 10^{-6} * 0,8 = 10 \mu s.$$

La tensión de carga deberá tener un valor máximo razonable, del 10 al 20% de $\frac{V_{in}}{2}$. Esto es, si $\frac{V_{in}}{2} = 160V_{NOMINAL}$ entonces:

$$16 \leq \Delta V_C \leq 32V$$

Esto será, para una buena regulación del convertidor.

$$C = I \frac{dt}{dV_C}$$

$I = \text{corr. primario promedio}$
 $dt = \text{int ervalo de carga}$
 $dV_C = \text{valor arbitrario entre 10\% y 20\% } V_{in}$

$$C = \frac{I_{D_{MAX}} D_{MAX} \Delta T}{\Delta V_C} = \frac{0,6 * 0,8 * 10 * 10^{-6}}{20} = 300nF \quad C = 330nF/400V$$

4.7. Los diodos en paralelo con la llave.

El circuito del convertidor en medio puente, deberá tener diodos en paralelo con los transistores. En algunos casos, los transistores ya tienen incorporado en forma parásita los diodos (caso de los transistores MOSFET. En otros casos, deberá incluirse en el circuito.

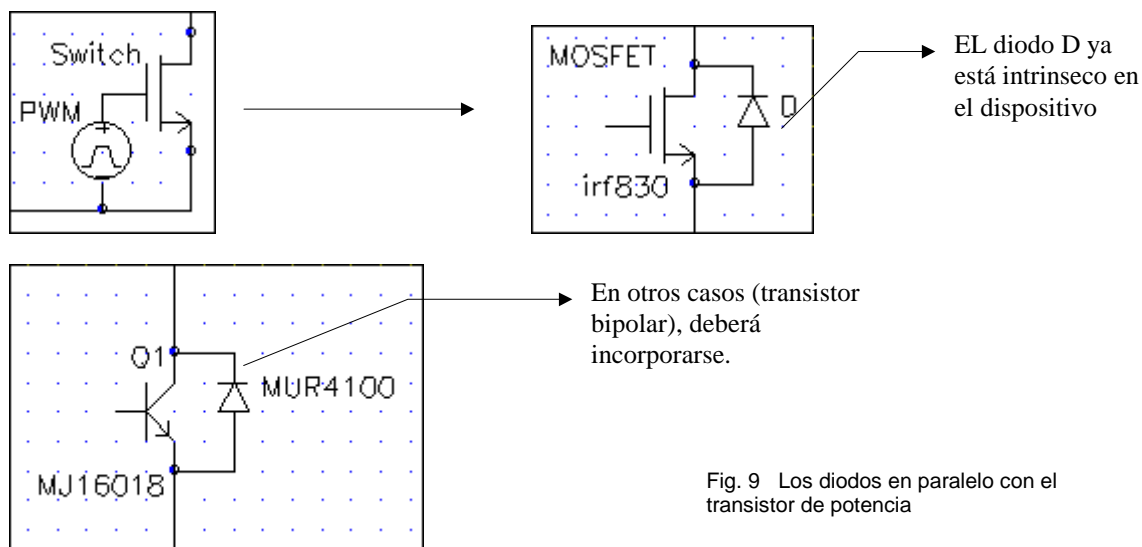


Fig. 9 Los diodos en paralelo con el transistor de potencia

Estos diodos tienen doble función:

1. Cuando se bloquea el transistor que estaba saturado, estos diodos (hay uno en cada transistor) enclavan el sobrepico de tensión con la tensión de la línea V_{in} .
2. Previenen que se torne negativa la tensión V_{CE} del transistor, cuando éste se satura.

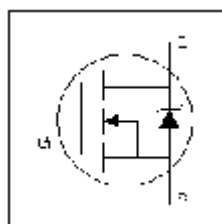
Deberá utilizarse diodos de rápida recuperación y alta capacidad de bloqueo, al menos el doble de la tensión de bloqueo del transistor. Normalmente se usan diodos de 400 a 450 V.

4.8. Selección del transistor de potencia

Se deberá elegir un transistor con una $I_c \geq 0,6$ y una $V_{ds} \geq 320V$

Se puede usar el IRF820/30/40

El catalogo disponible es el de IRFP350. Por lo que sólo se usará como ejemplo.



$V_{DSS} = 400V$
 $R_{DS(on)} = 0.30\Omega$
 $I_D = 16A$

Ultra Low Gate Charge
 Reduced Gate Drive Requirement
 Enhanced 30V V_{GS} Rating
 Reduced C_{iss} , C_{oss} , C_{rss}
 Isolated Central Mounting Hole
 Dynamic dv/dt Rated
 Repetitive Avalanche Rated

Description

This new series of Low Charge HEXFET Power MOSFETs achieve significantly lower gate charge over conventional MOSFETs. Utilizing advanced Hexfet technology the device improvements allow for reduced gate drive requirements, faster switching speeds and increased total system savings. These device improvements combined with the proven ruggedness and reliability of HEXFETs offer the designer a new standard in power transistors for switching applications. The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.

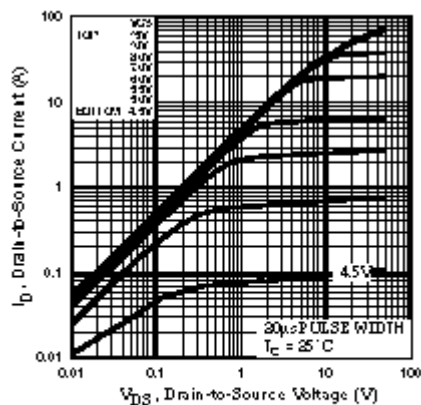
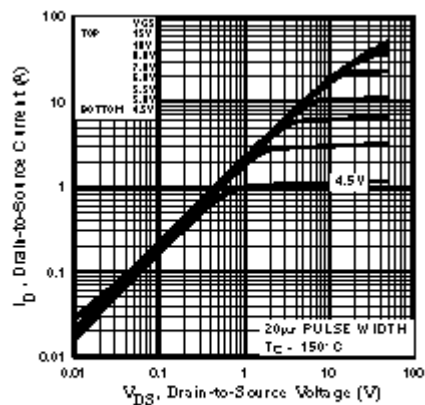
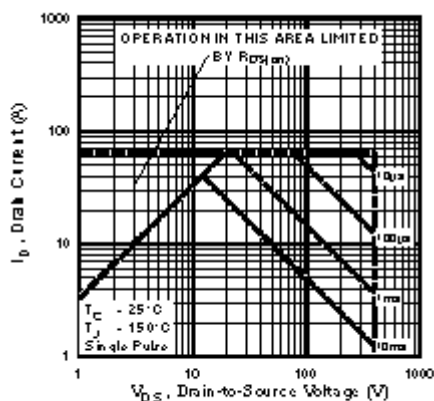
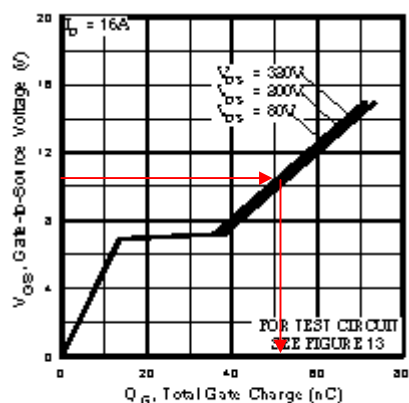
Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_c = 25^\circ\text{C}$ Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_c = 150^\circ\text{C}$ 

Fig 3. Maximum Safe Operating Area

Fig 4. Typical Gate Charge Vs.
Gate-to-Source Voltage

De la figura 6 de las hojas de datos, y para V_{GS} de 10V, la $Q = 55\text{nC}$

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	---	14	---	ns	$V_{DS} = 200V$ $I_D = 16A$ $R_G = 6.2\Omega$ $R_D = 1.2\Omega$, See Fig. 10
t_r	Rise Time	---	54	---		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	---	33	---		
t_f	Fall Time	---	35	---		
L_D	Internal Drain Inductance	---	5.0	---	nH	Between lead 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	---	13	---		
C_{iss}	Input Capacitance	---	2200	---	pF	$V_{GS} = 10V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	---	390	---		
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	---	31	---		

$$t_{d(on)} = 14\text{nS}$$

$$t_{d(off)} = 33\text{nS}$$

$$t_r = 54\text{nS}$$

$$t_f = 35\text{nS}$$

El tiempo de conmutación admitido
deberá ser mayor que

$$t_{d(on)} + t_r = 68\text{nS}, \text{ y mayor que}$$

$$t_{d(off)} + t_f = 68\text{nS}$$

Se tomará $t_c = 100\text{nS}$

$$I_G = \frac{Q_G}{t_c} = \frac{55\text{nC}}{100\text{nS}} = 0.55\text{A}$$

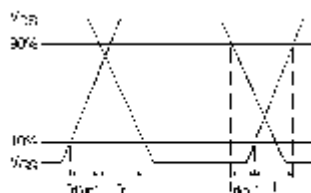


Fig 10b. Switching Time Waveforms

$$\text{Potencia del Driver: } P_{\text{drv}} = Q_G V_{GS} f_c = 55\text{nC} * 10\text{V} * 80\text{KHz} = 44\text{mW}$$

$$\text{Impedancia del Driver: Parte plana: } 15\text{nC a casi } 40\text{nC}$$

$$40-15=25\text{nC}$$

$$R_G = \frac{V_{GS(\text{sat})} - V_{GS(\text{plana})}}{I_{G(\text{sat})}} = \frac{55 - 25}{0,55} = 54,54\Omega$$

4.9. Cálculo de la etapa de protección contra sobrecorriente

En ésta etapa se detectará ciclo a ciclo la corriente que circula por ambos MOSFET, interrumpiendo el ciclo si la corriente supera el valor máximo.

La corriente de salida se toma a partir de un pequeño transformador, cuya salida es completamente rectificada (para protección de los transistores) con un enclavador de pico y una resistencia convertora corriente/tensión.

$$I_{\text{sens}} = \frac{I_D}{10} = 60\text{mA}$$

$$R_{\text{sens}} = \frac{V_{0(\text{sens})}}{I_{\text{sens}}} = 50\Omega. \quad \text{Se adopta } 47\Omega$$

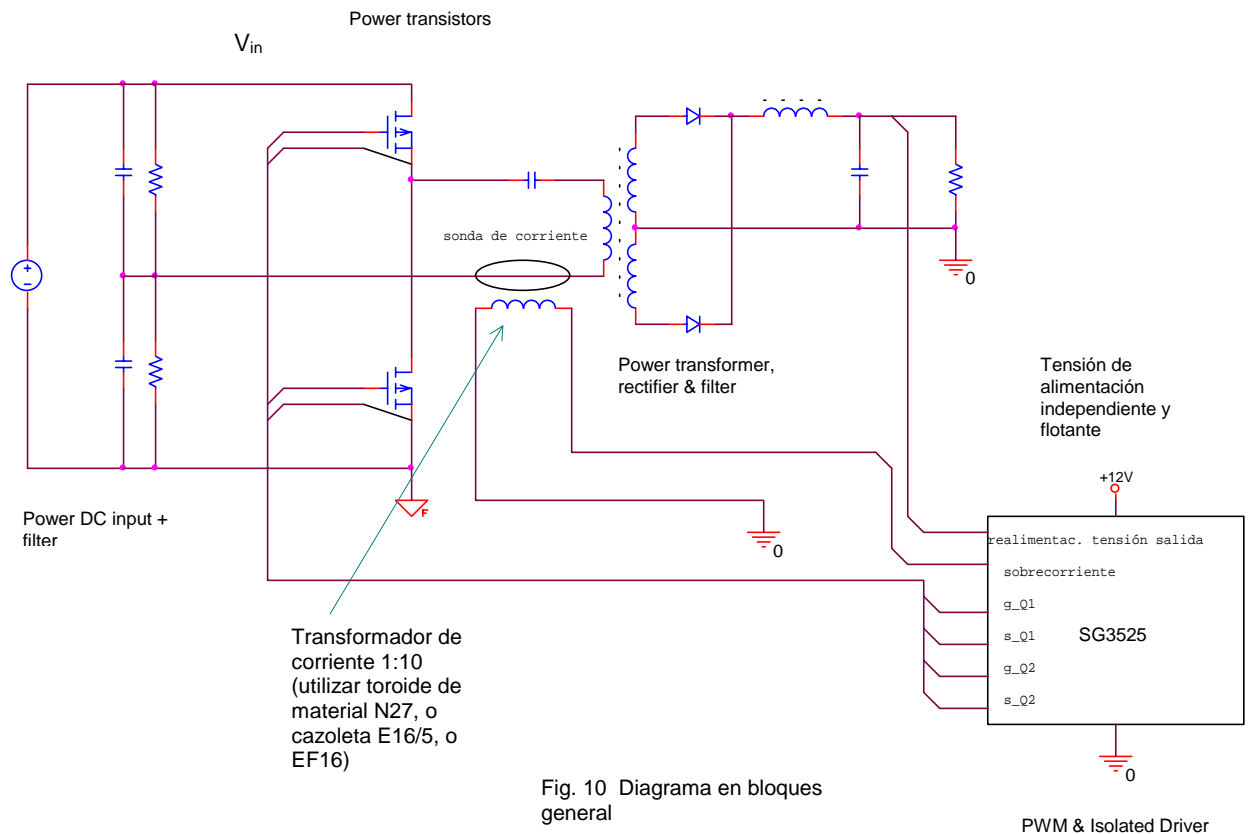
$$\frac{I_D}{I_{\text{sens}}} = \frac{N_s}{N_p} = 10 \quad N_s = 10 N_p$$

Si $N_p = 1$, entonces $N_s = 10$

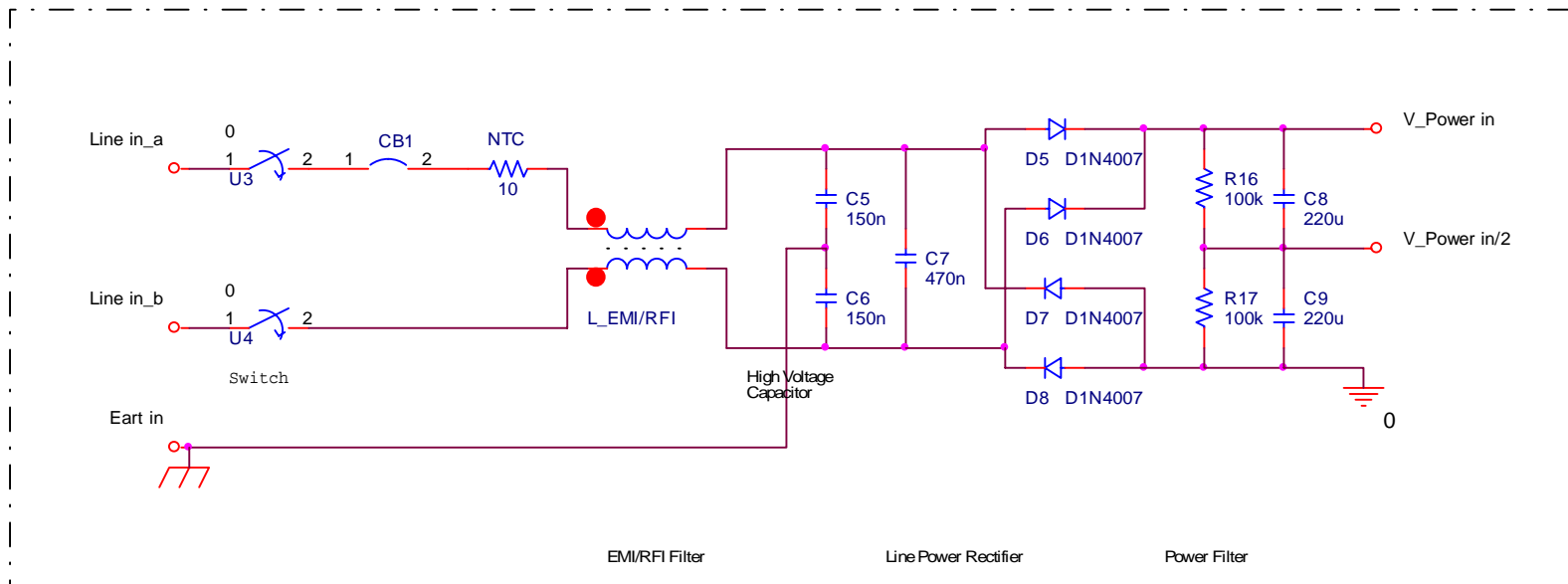
Diámetro del alambre: $\phi_P(\text{Current transformer}) = 0,85\text{ mm}$; $\phi_S(\text{Current transformer}) = 0,25\text{ mm}$

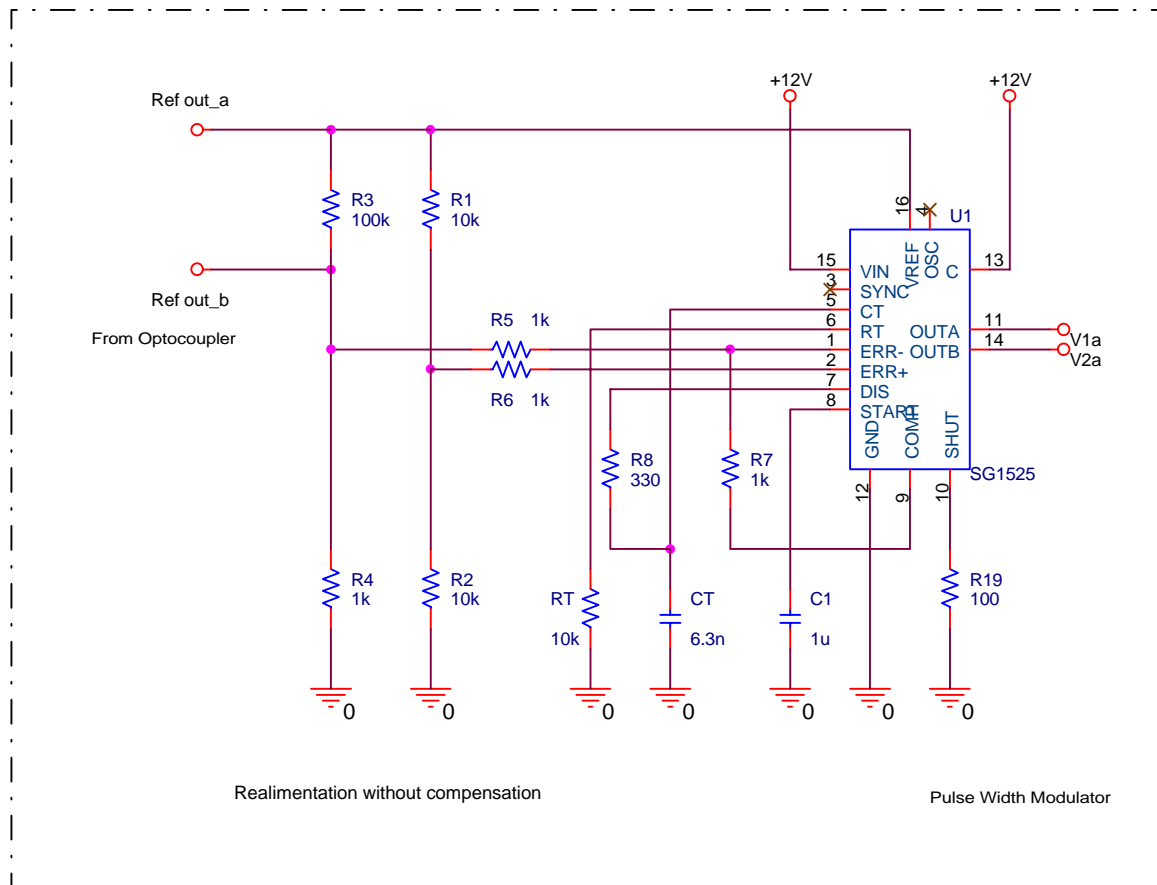
Las condiciones de cálculo son:

- Proteger a los transistores por encima de 0,6A
- Suministrar una tensión de salida de 3V para dicha corriente



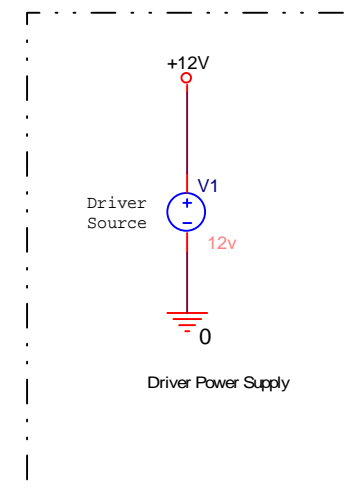
- Por otro lado se recomienda que en el comienzo de los ensayos se utilice un Variac y se comience con 50V por ejemplo, y se aumente gradualmente la tensión de entrada para prevenir posible saturación del núcleo del transformador por excesivo flujo $\propto V_{in}/f$, en caso de no estar bien diseñado.
- Se recomienda también utilizar transformador de aislación
- A los fines de este TP, se puede obviar la etapa de filtro EMI/RFI y el arranque suave, pudiendo ser reemplazado el arranque suave por el variac
- No se requiere el circuito de realimentación, pero tomar precaución con el ciclo de trabajo mínimo porque se puede destruir los transistores si la tensión de entrada a los MOSFET de potencia es menor que 8V
- Nota: La información suministrada en esta guía es sólo como información para que el alumno pueda desarrollar su propio diseño y cálculo, efectuando todas las mejoras a los circuitos propuestos que el alumno considere necesario.

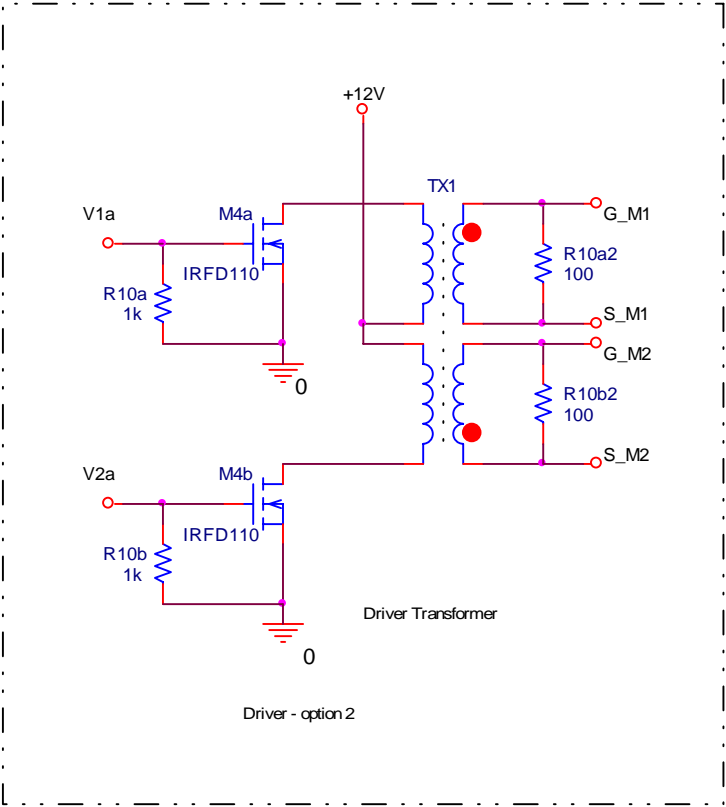
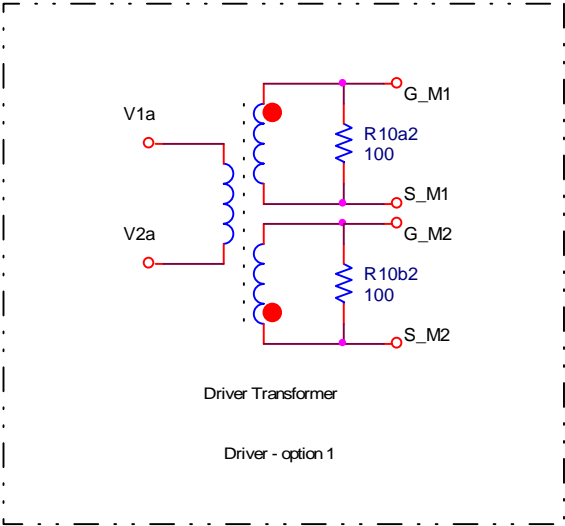


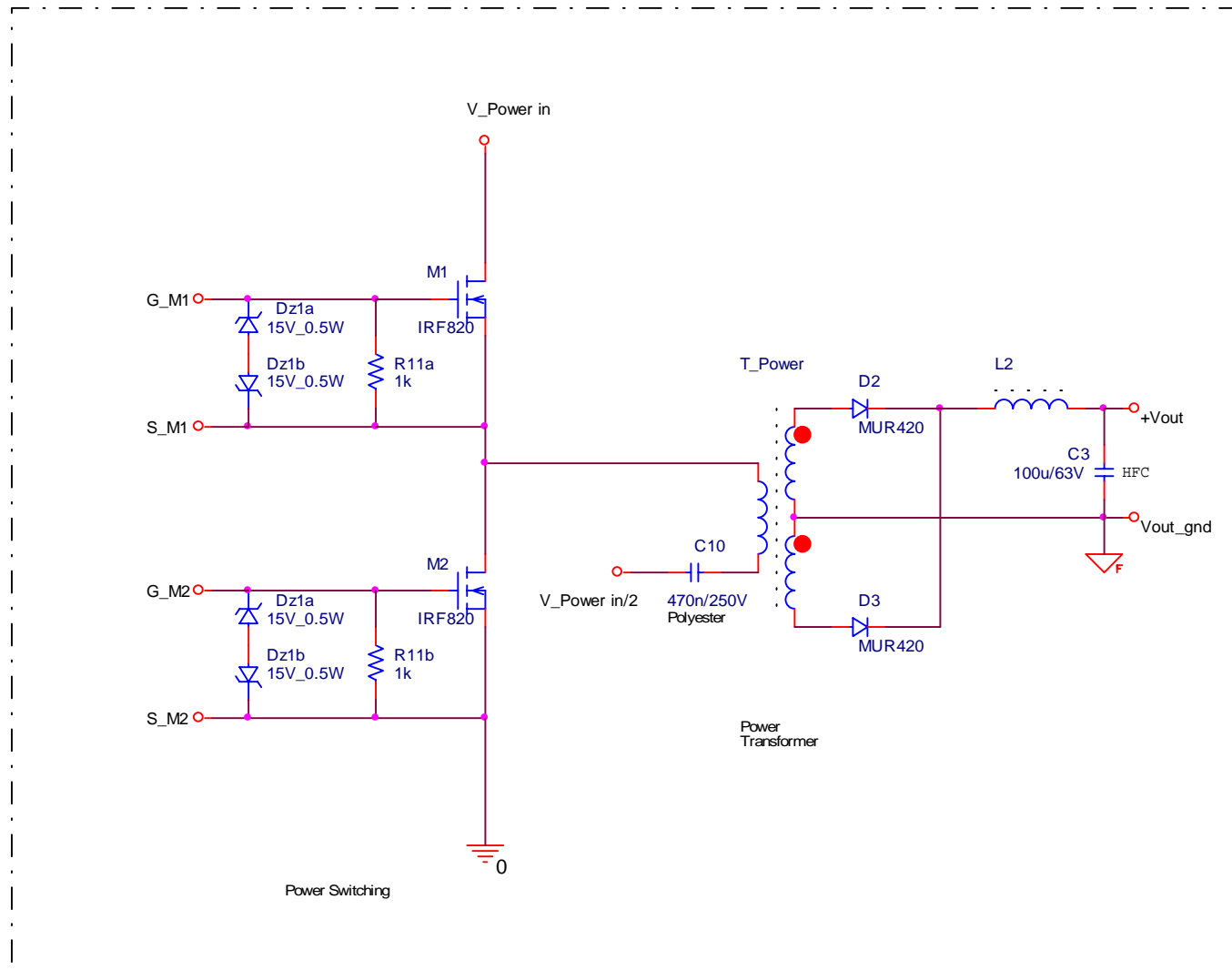


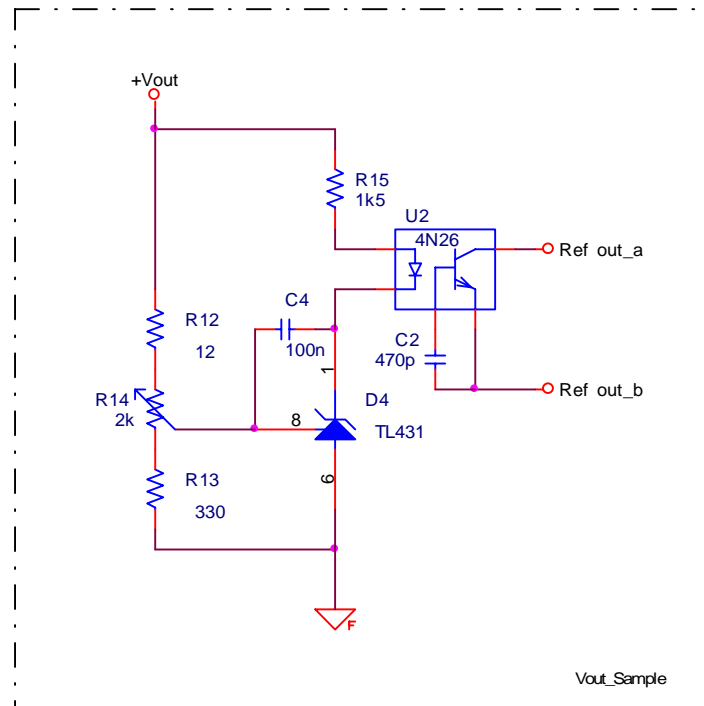
NOTA:

En primera instancia no cierre el lazo para asegurarse que el sistema funciona correctamente y controle el ciclo de trabajo con un preset en lugar de R1 y R2









Oros, Ramón C.
Córdoba, 03-07-2000

archivo: EP-05-01 Rev: A

edición que reemplaza a las anteriores.

Bibliografía:

MARTY BROWN:
MAGNETICS & UNITRODE
SGS-THOMSON:
SIEMENS MATSUSHITA COMPONENTS:
GEORGE CHRYSSIS:
SEMIKRON:
INTERNATIONAL RECTIFIER:

PRACTICAL SWITCHING POWER SUPPLY DESIGN (MOTOROLA)
POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR "SEM-900"
LINEAR & SWITCHING VOLTAGE REGULATORS
FERRITES AND ACCESSORIES & "EPCOS DATA BOOK LIBRARY 2000"
HIGH-FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES, THEORY AND DESIGN
POWER SEMICONDUCTORS: INNOVATION+ SERVICE
THE HEXFET DESIGNER'S MANUAL