

# Diseño de fuentes de alimentación por switching con conversión directa desde 110/220 V<sub>AC</sub>.

## Autores:

Ing. Guillermo Jaquenod. <guillermoj@elkonet.com>

Ing. Rafael Charro. <rafaelc@elkonet.com>

Departamento técnico de ELKO/ARROW.

*Resumen:* el diseño de fuentes de alimentación convencionales usando transformadores operando a 50 Hertz produce soluciones que suelen ser inconvenientes, tanto por su elevado costo, excesivo peso y volumen, así como por su bajo rendimiento de conversión (con la consiguiente generación de calor). La tecnología actual permite que hoy muchos fabricantes ofrezcan soluciones “single-chip”, que facilitan el diseño de fuentes de conmutación que pueden operar con altas tensiones de entrada (85V<sub>AC</sub> a 230V<sub>AC</sub>), con elevados rendimientos (usualmente mejor al 75% u 80%), de bajo costo y volumen, y usando muy pocos componentes. Esta nota de aplicación describe los criterios generales de diseño y muestra ciertas posibles aplicaciones usando circuitos integrados de ST (VIPerXX), ON (NCP1200, MC33363) y PHILIPS (StarPlug)..

## 1. Introducción

Aunque a veces es considerado un asunto menor, el diseño de fuentes de alimentación es un tema que puede afectar seriamente el costo y prestaciones de cualquier equipo.

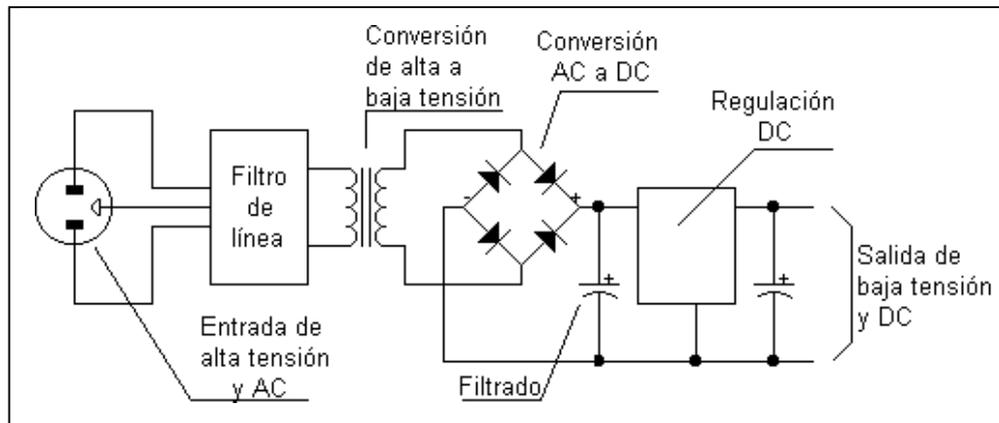
Al diseñarse fuentes de alimentación convencionales usando transformadores operando a 50 Hertz se generan soluciones que suelen ser inconvenientes, tanto por su elevado costo, excesivo peso y volumen, así como por su bajo rendimiento de conversión, y la consiguiente generación de calor. La alternativa a este tipo de diseños ha sido desde hace tiempo el empleo de fuentes de conmutación (switching), aunque usualmente fué evitada por ser una solución compleja y con ciertos puntos oscuros en cuanto a criterios de diseño.

Hoy día, la tecnología de fabricación de circuitos integrados permite que muchos fabricantes ofrezcan soluciones “single-chip”, que facilitan el diseño de fuentes de conmutación que operan directamente sobre el lado de alta tensión, con elevados rendimientos (usualmente mejor al 70% u 80%), de bajo costo y volumen, y usando muy pocos componentes (con la consiguiente facilidad de armado y mayor confiabilidad). Esta situación no es casual, sino que ha sido motivada por el mayor dominio en la fabricación de circuitos integrados, donde se ha logrado mezclar dispositivos de baja señal y voltaje de operación junto a dispositivos conmutadores de potencia capaces de operar con altas tensiones de colector (o Drain).

Esta nota de aplicación analiza los puntos conflictivos en el diseño de una fuente convencional, describe los circuitos y criterios generales de diseño de fuentes de conmutación, y muestra ciertas posibles aplicaciones usando circuitos integrados de SGS-Thomson (ST Microelectronics: VIPerXX), ON Semiconductors (NCP1200, MC33363) y Philips Semiconductors (StarPlug TEA152x)..

## 2. Observaciones críticas sobre una fuente convencional

La figura muestra el esquema típico de una fuente convencional, donde pueden notarse los grandes bloques constructivos:

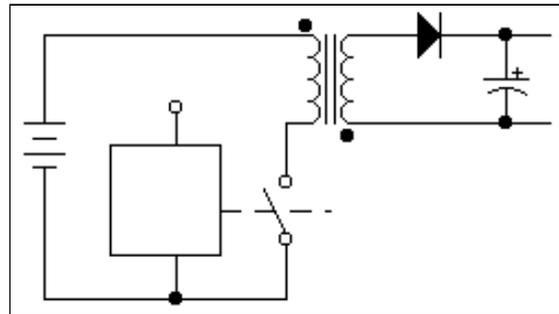


- **Etapa de entrada de alta tensión alterna.** En general la fuente de energía suele ser de alta tensión (110 o 220 Volts eficaces) y de alterna de 50 o 60 Hertz, aunque ciertas aplicaciones puede requerir otro tipo de tensiones y/o frecuencias. Dentro de toda esta variedad un caso comercial interesante es el de los “wall-adapter” universales, que aceptan tensiones de entrada de  $90V_{AC}$  a  $250V_{AC}$ , frecuencias de línea desde 47 a 63 Hertz, y con potencias de salida de 1Watt hasta 100 o 200 Watts.
- **Filtro de línea.** El filtro de línea tiene por función proteger al equipamiento de posibles picos transitorios u otras señales interferentes provenientes de la red de alta tensión, y a la vez bloquear la inserción en la red de señales de alta frecuencia (EMI Electro-Magnetic Interference) generadas por la fuente. Este requerimiento es imprescindible al fabricar fuentes para equipos que deban ingresar a los EEUU y la Comunidad Europea.
- **Conversión de alta a baja tensión.** Dado que la mayor parte de los equipos electrónicos requieren para su operación tensiones continuas de unos pocos volts, en una fuente tradicional suele ser imprescindible la inclusión de un transformador, que realiza una conversión de voltaje con una relación *fija*. (es decir, cualquier porcentaje de variación de amplitud de la alta tensión de entrada se refleja en idéntica variación porcentual de la baja tensión de salida) y que provee una aislación eléctrica (“galvánica”) entre la tensión de red y la que existe del lado del equipamiento local. Para frecuencias de 50 o 60 Hertz este elemento suele ser voluminoso, pesado, y caro.
- **Conversión de Alterna a Continua y Filtrado.** los sistemas electrónicos requieren en general suministro de energía continua, por lo que la siguiente etapa es la conversión de alterna a continua. Esta tarea es usualmente resuelta con dos o cuatro diodos y debido a que la señal de entrada es alternada y tiene cruces por cero, se impone la existencia de un suministro alternativo de energía en esos momentos, mediante el uso de capacitores que deben ser recargados permanentemente. Esta etapa genera múltiples problemas:
  - **Picos de corriente.** La energía suministrada por el capacitor al sistema le debe ser repuesta por los rectificadores en un lapso reducido de tiempo (usualmente 5% al 10% del período total), cuando la señal de alterna llega a sus valores máximos. Esto produce elevados picos de corriente en los diodos, de valor eficaz mucho mayor al de la corriente continua de la fuente, que a su vez, generan elevadas componentes armónicas en el transformador, y se reflejan hacia el primario empeorando el Factor de Potencia de la fuente. Por esta razón ha empezado a ser exigido el uso de circuitos PFC (Power Factor Corrector) incluso en equipamientos de baja potencia.
  - **Ripple y capacitores de filtro.** El capacitor de filtrado es quien suministra energía al sistema mientras los rectificadores están inactivos, y durante este tiempo se descarga generando una variación (ripple) de la tensión de salida. Al usar señales de 50Hz o 60Hz el tiempo entre recargas suele estar entre 8 y 10 milisegundos, obligando al uso de capacitores electrolíticos de gran capacidad si se desea un ripple reducido, lo que además de desventajas de costo y volumen, agrava el problema de los picos de corriente en los rectificadores y transformador; por contraparte, si se opta por un ripple elevado se agrega un nuevo elemento de variación a la tensión de salida, donde además de las variaciones de voltaje causadas por variaciones del voltaje de entrada aparece el ripple, que es mayor cuando mayor es la corriente de consumo del sistema.

- **Voltaje de operación de los capacitores de filtrado.** Dado que la salida del transformador es directamente proporcional a la tensión de línea, los capacitores deben ser elegidos para tolerar la tensión del secundario a la máxima tensión de entrada, pero su capacidad debe ser tal que a la mínima tensión de entrada (e incluyendo el ripple) la señal filtrada sea suficiente para la posterior regulación.
- **Regulación de continua.** los sistemas electrónicos requieren una alimentación de baja tensión continua regulada con bastante estabilidad (típicamente al 5%), por lo que se hace necesario la inserción de un elemento de paso que posibilite obtener ese voltaje a su salida independientemente de la variación de amplitud de la tensión continua a su entrada. En un MC7805 este elemento de paso necesita un mínimo de 2Volts de diferencia entre entrada y salida para poder regular, mientras que en el caso de los reguladores “low-dropout” sólo es necesario algunas decenas de milivolts. Sin embargo, como esta tensión de entrada mínima debe asegurarse para el peor momento de operación (mínima tensión de entrada, pico inferior del ripple para la máxima corriente de consumo), en operación normal la caída de voltaje entrada-salida es muy elevada, y por este motivo el regulador “gasta”, en general, más energía que la que consume el sistema final. En una fuente con tensión de entrada “fija” (por ejemplo  $220V_{AC} \pm 10\%$ ) es raro poder obtener un rendimiento mejor que un 40% mediante un regulador lineal; este problema suele descalificar a una fuente convencional si se desea un regulador “universal”.

### 3. Qué es un circuito “flyback”?

Para entender cualquier fuente de switching por conversión directa desde tensión de línea es imprescindible entender las características básicas de operación de un conmutador tipo “flyback”, con sus ventajas e inconvenientes, dado que este circuito será usado tanto en la etapa de conversión y regulación como en una eventual etapa de corrección de factor de potencia. La figura muestra el esquema básico de un conmutador “flyback”, donde pueden notarse los elementos y necesidades básicas del circuito, y sus enormes diferencias en comparación a una fuente convencional:



- **Una tensión de entrada continua:** mientras que en una fuente convencional se parte de una fuente de voltaje primario de alta tensión de tipo alternado, en una fuente *flyback* esta tensión debe ser de tipo continuo (aunque no necesariamente regulada). Esto implica que en un convertidor AC/DC, previo al *flyback* deberá existir algún tipo de circuito rectificador que genere esta alta tensión desde la fuente alternada primaria.
- **Un elemento de paso ON-OFF:** mientras que en una fuente convencional alterna la frecuencia está definida por la red (50Hz o 60Hz) y es fija, en una fuente *flyback* existe un conmutador (usualmente un transistor MOS) que conmuta a muy alta frecuencia (de 40kHz a 100kHz) y con una relación de trabajo variable. Incluso, esta frecuencia no es necesariamente fija, y puede ser disminuida (*cycle skip*) en ciertas situaciones de muy bajo consumo
- **Un inductor con dos bobinados:** en una fuente convencional se usa un transformador en el que se trata que circule una corriente alterna de valor medio nulo para evitar la magnetización, y donde se realiza una transferencia continua de energía del primario al secundario; en cambio, en una fuente *flyback* el principio es diametralmente distinto: mientras el conmutador esta ON circula por el bobinado primario de un inductor una corriente creciente, almacenando energía en forma de campo magnético en el núcleo y sin transferir energía al secundario; recién al abrirse el conmutador (OFF) es cuando se induce en el secundario una tensión del valor necesario para que esta energía sea transferida a ese circuito. Es decir, en una fuente *flyback* la transferencia de energía es *discontinua*, y se realiza mediante *paquetes de energía magnética* que son “cargados” en el núcleo, para ser luego transferidos al secundario.
- **Un rectificador en el circuito secundario:** mientras que en una fuente convencional el rectificador del secundario conduce en ambos ciclos de alterna, en una fuente *flyback* este rectificador sólo conduce en parte del ciclo OFF del conmutador, desde el momento en que éste se abre hasta que se agota la energía magnética almacenada en el núcleo. El capacitor de filtro en el secundario debe mantener el suministro de energía a la carga hasta el próximo ciclo, y dado que la frecuencia de

conmutación es muy alta, este capacitor suele ser de bajo valor, siendo ahora de importancia su baja inductancia y resistencia.

- **Un circuito de control:** la diferencia con una fuente convencional es total. En una fuente convencional el regulador es un circuito lineal, opera en el secundario, y controla la tensión de salida absorbiendo la diferencia de tensión entrada/salida, disipando potencia. En cambio, en una fuente *flyback* el circuito de control es SI/NO, y controla la tensión de salida regulando la energía que se transfiere mediante cambios en el ciclo de trabajo (y a veces la frecuencia) del conmutador.

#### 4. Las ecuaciones mínimas a saber

Existe mucha bibliografía con abundantes matemáticas que describen en forma completa la operación de una fuente de switching. Si se aceptan ciertas simplificaciones, estas matemáticas se reducen enormemente, y para poder diseñar una fuente *flyback* sólo basta conocer algunas simples ecuaciones:

$V=L.di/dt$  La variación de corriente que circula por un inductor es proporcional a la tensión aplicada, y a igual voltaje, cuanto mayor sea la inductancia más lenta será la variación. Si el voltaje es constante, la corriente crece en forma de rampa; si la corriente inicial es nula, luego de un tiempo T valdrá  $I=V.T/L$ . La inductancia se mide en **Henry (Hy)**.

$E=I^2.L/2$  La energía almacenada en un inductor es proporcional al valor de la inductancia, y al cuadrado de la corriente que circula por ese inductor. La energía se mide en **Joule (J)**.

$E=V^2.C/2$  La energía almacenada en un capacitor es proporcional al valor del capacitor, y al cuadrado del voltaje al que éste está cargado. La capacidad se mide en **Farad (F)**.

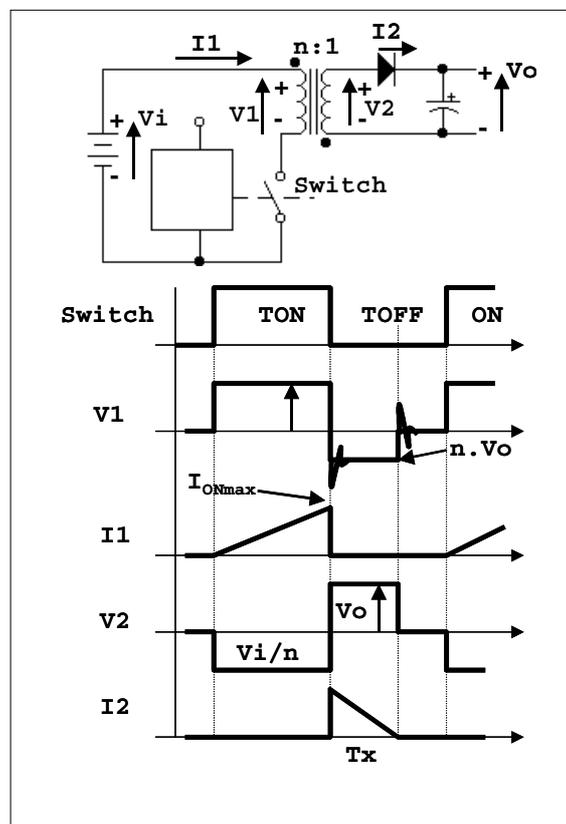
$Q=CV=I.t$  La carga almacenada en un capacitor es proporcional al valor del capacitor y a su voltaje. La variación de carga en un capacitor es el producto de la corriente de carga (o descarga) por el tiempo en que está aplicada. La carga se mide en **Coulomb (C)**.

$V=(I/C).t$  La variación de voltaje en un capacitor es proporcional al valor de la corriente de carga (o descarga) y al tiempo en que ésta está aplicada. A idéntica corriente y tiempo, esta variación es menor cuanto más grande es el capacitor.

#### 5. Formas de onda en un *flyback* elemental

La figura muestra las formas de onda básicas observables en un *flyback*

- Mientras el switch está ON, toda la tensión de entrada es aplicada al primario del inductor ( $V_1=V_i$ ). Suponiendo que la corriente inicial  $I_1$  en este inductor es cero, empezará a crecer con pendiente constante (observar gráfico de  $I_1$ ) y al final del ciclo ON valdrá  $I_{1MAX}=V_i.T_{ON}/L$
- La energía almacenada en el inductor será  $E=(1/2)I^2.L$ , donde poniendo el valor de  $I_{1mx}$  resulta  $E=(1/2)V_i^2.T_{ON}^2/L$ . Esta energía es igual a la que entrega la fuente, que vale  $E=(1/2)V_i.I_{1MAX}.T_{ON}$ .
- Durante  $T_{ON}$ , la tensión inducida en  $V_2$  es negativa, por lo que el diodo no conduce, y está relacionada con  $V_1=V_i$  por la relación de transformación n. Es decir:  $V_2=-V_i/n$ .
- Al abrirse el switch la energía almacenada en el inductor no puede “desaparecer” por lo que se induce una tensión de polaridad opuesta ( $V_1$  se hace negativa) que se refleja en el secundario como una  $V_2$  positiva, haciendo conducir al diodo y circular una corriente  $I_2$ . Como no puede haber cambios instantaneos del campo magnético, el valor de  $I_{2MAX}$  al comienzo del ciclo OFF será  $I_{2MAX}=n.I_{1MAX}$ .
- En este momento la tensión en el primario será



negativa, y de valor  $n \cdot V_2$  y si se analiza cuál es la caída de tensión en el switch abierto, se vé que este valor es ahora superior a  $V_i$ , y vale  $V_i + n \cdot V_2$ !

- A medida que el inductor entrega energía por el secundario, y suponiendo que  $V_o$  no cambia, la corriente  $I_2$  decrece en forma lineal hasta llegar a cero luego de un tiempo  $T_x$  en que se agota toda la energía del inductor. Como a partir de allí la variación de corriente es nula, la tensión inducida es  $V_2$  y en  $V_1$  también se hace nula, y el diodo deja de conducir.
- Y todo queda así hasta el fin del tiempo  $T_{OFF}$  del switch.

## 6. Relación de trabajo, sobretensión en el primario y máxima energía posible:

**6.1. Relación de trabajo y sobretensión en el primario:** El tiempo  $T_x$  que tarda la corriente  $I_2$  en anularse será el tiempo que tarda el inductor en entregar la energía  $E$ , y surge de  $E = (1/2)I_{2MAX} \cdot V_2 \cdot T_x$ , que para el caso en que  $T_x = T_{OFF}$ , es  $E = (1/2)I_{2MAX} \cdot V_2 \cdot T_{OFF}$ :

Como  $I_{2MAX} = n \cdot I_{1MAX}$ , el valor de  $E = (1/2)I_{2MAX} \cdot V_2 \cdot T_{OFF}$  es igual a  $E = (1/2)n \cdot I_{1MAX} \cdot V_2 \cdot T_{OFF}$

$$E = (1/2)V_i \cdot I_{1MAX} \cdot T_{ON} = (1/2)n \cdot I_{1MAX} \cdot V_2 \cdot T_{OFF}$$

Simplificando sale  $T_{ON} = n \cdot V_2 \cdot T_{OFF} / V_i$  y  $T_{OFF} = V_i \cdot T_{ON} / n \cdot V_2$ , de donde la relación de trabajo

$$R_T = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF}) = 1 / (1 + (V_i / n \cdot V_2)) = nV_2 / (nV_2 + V_i)$$

Cuanto mayor es la relación de trabajo mayor es  $T_{ON}$ , y con ello la energía que se transfiere en cada ciclo. Sin embargo para que  $R_T$  sea mayor a 0,5 (el 50%)  $n \cdot V_2$  debe ser mayor que  $V_i$ , y con ello la sobretensión que soporta la llave en estado OFF, que como se vió antes es  $V_i + nV_2$ .

En un “*wall adapter*” operando con una entrada de 220V<sub>AC</sub>, la tensión continua de entrada a una etapa *flyback* estará alrededor de 310 Volts, y una relación de trabajo del 50% significa que el switch MOS deberá soportar una sobretensión de bastante más de 600 Volts sin entrar en ruptura. Por esta razón se suele preferir usar una  $R_T$  de cerca del 30%, o lo que es similar una relación de espiras “ $n$ ” en el transformador  $n = (1/2)V_i/V_2$ .

**6.2. Sobre la energía a transferir:** la conclusión más importante es que si el *flyback* funciona con una frecuencia  $F = 1/(T_{ON} + T_{OFF})$ , al circuito secundario le serán transferidos  $F$  paquetes de energía por segundo, con lo que la potencia entregada al secundario será

$$P = F \cdot E = (1/2)F \cdot V_i^2 \cdot T_{ON}^2 / L$$

Donde es fundamental notar que cambiando  $T_{ON}$  el circuito puede controlar la energía que es transferida en cada ciclo, y de esa manera realizar la regulación de  $V_o$  ante cambios de la tensión de entrada o de la potencia de salida.

- Si cambia  $V_i$ , bastará que cambie  $T_{ON}$  de modo que  $P$  sea constante.
- Como la potencia transferida es consumida por la carga del circuito secundario (y vale  $V_o \cdot I_o$ ) para mantener regulada la tensión de salida  $V_o$  ante cambios de  $I_o$  bastará con modificar  $T_{ON}$ . Incluso, si se desea que  $P$  sea muy pequeña (standby), además de reducir  $T_{ON}$  también puede disminuirse la frecuencia  $F$ , con idéntico resultado.

Si se llama  $T$  al período de la frecuencia  $F$  la ecuación previa se convierte en  $P = V_i^2 / 2 \cdot R_T^2 \cdot F \cdot L$

Que muestra que si por razones de volumen y costo se desea usar un inductor más pequeño, para obtener igual potencia basta aumentar la frecuencia de operación.

## 7. Yendo a una fuente flyback real

En una fuente real aparecen ciertos elementos que difieren del “modelo” previo, y que obligan a ciertas correcciones:

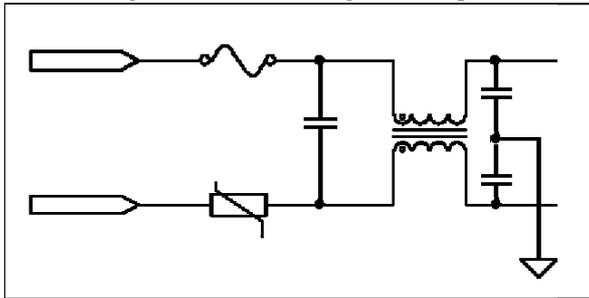
**7.1. Estimación del rendimiento:** Existen múltiples elementos que afectan el rendimiento de una fuente real:

- Un inductor real no tiene un acoplamiento “perfecto” entre bobinados, por lo que de ambos lados (primario y secundario) existirán inductancias de dispersión. En cada conmutación la energía almacenada en la inductancia de dispersión del primario no es transferida al secundario, debe ser disipada mediante algún circuito auxiliar, y genera pérdidas.
- El switch MOS más el primario del transformador generan una capacidad parásita que es descargada a tierra a través del switch cada vez que éste pasa al estado ON, disipando potencia.
- El diodo empleado en el rectificador del secundario presenta una caída de voltaje al estar en conducción. Si bien un diodo Schottky puede tener una caída en directa de menos de 0,5Volt, esta caída puede significar un valor importantísimo si la tensión de salida es de 5Volts o menos.

En general, estos fenómenos producen que una fuente real el rendimiento sea de entre un 75% al 80%, donde la distribución de estas pérdidas en los distintos componentes suele ser de alrededor de un 40% para el Switch MOS, de un 45% para el diodo del secundario, y el 10% restante en los circuitos de disipación de energía de las inductancias de dispersión. A partir de allí, si una fuente debe entregar como máximo X cantidad de watts, es razonable considerar estas pérdidas y hacer las cuentas como si fuera una fuente ideal un 33% más grande. Es decir:

$$P_{out}' = P_{out} \cdot 1,33$$

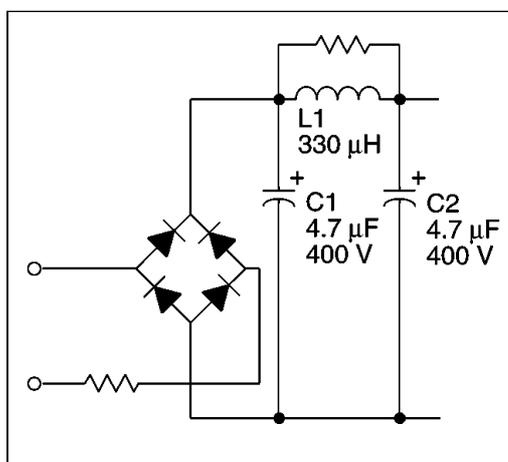
**7.2. Filtro de entrada:** Como se mencionó previamente, el filtro de línea tiene por función bloquear transitorios provenientes de la red, y a la vez evitar la inserción en la red de interferencias (EMI Electro-Magnetic Interference) generadas por la fuente.



Para el bloqueo de EMI es usual la inclusión de un filtro basado en un pequeño inductor y tres capacitores; además, para protegerse de los transitorios de la red y del transitorio (“surge current”) de carga de los capacitores del filtro provocado en los momentos en que el equipo es conectado a la red, se incluye una resistencia limitadora (un valor típico es 10 ohms, 1W, PTC) y/o un eventual varistor. La nota de aplicación *AND8032/D* de *ON*

*Semiconductor*, “*Conducted EMI Filter Design for the NCP1200*”, tiene un análisis profundo del diseño del filtro EMI. A su vez, en la nota de aplicación *AN00055* de *Philips Semiconductors*, “*STARplug Efficient Low Power supply with the TEA152x*”, detalla los tipos de transitorios esperables en la línea y el grado de protección ofrecido por esta etapa.

**7.3. Rectificador y filtro de alta tensión:** El rectificador+filtro de alta tensión genera una señal continua a partir de la alterna presente en la red,



donde el filtro puede ser tan “complejo” como el de la figura o sólo incluir un capacitor; en este filtro es aceptable un importante nivel de ripple, dado que luego el circuito de switching compensa las variaciones de la tensión de entrada.

En el dibujo queda clara la utilidad de la resistencia de “surge protection”:

- Si la fuente es conectada a la red en el instante en que existe un alto voltaje de entrada y los capacitores están descargados, habrá un pico de corriente no repetitivo por los diodos, y esta resistencia limita esos picos.
- A su vez, si aparece un transitorio de alto voltaje en la red, esta resistencia en conjunto a los capacitores del filtro genera un circuito

“pasabajos” RC que impide que ese voltaje llegue al circuito flyback y destruya al transistor de conmutación. En la nota *AN00055* de *Philips* se muestra que el efecto de un transitorio puede llegar a generar un incremento de carga de hasta casi 50 Volts, según cuál sea el circuito de entrada

Debe notarse que mientras que los capacitores de filtro deben resistir la máxima tensión de pico de la entrada (1,41 veces el valor eficaz de alterna) más un margen de seguridad por eventuales transitorios de alta tensión de la red, su capacidad debe ser tal que con tensión de red mínima satisfagan las necesidades del flyback cuando éste está entregando máxima potencia. En las fuentes universales, que operan entre 90V<sub>AC</sub> y 260V<sub>ac</sub>, esto obliga a poner capacitores de valor relativamente elevado (entre 5 y 10 uF) y a la vez de alta aislación (400V).

**7.4. Selección del conmutador:** Para elegir un Switch MOSFET debe asegurarse que la tensión de entrada máxima (incluyendo eventuales transitorios de entrada) más la tensión inducida en el inductor no pongan al transistor en ruptura,  $V_{ds(min)} > (V_0 + V_d) \cdot n + V_{in(max)}$ , donde  $n=N1/N2$  es la relación de espiras y  $V_2=V_0+V_d$ .

Para un caso con  $R_T=33\%$  resulta  $n=(1/2)V_i/V_2$ , de donde la sobretensión que deberá soportar el switch será  $V_{dsMAX}=1,5 \cdot V_{iMAX}$ , donde  $V_{iMAX}$  incluye la máxima tensión de pico de alterna más el margen de seguridad por eventuales transitorios de alta tensión de la red. Para sistemas que operan en 220V<sub>ac</sub>, y con  $R_T=33\%$ , es razonable el uso de dispositivos que toleren 600 Volts o más.

A la vez, dada la potencia  $P_{out}'=(1/2)V_i \cdot I_{iMAX} \cdot R_T$ , para  $R_T=33\%$  resulta  $I_{dMAX}=6 \cdot P_{out}'/V_{iMIN}$

En general, se busca un transistor rápido, y con baja capacidad entre los terminales Drain y Source, de modo de minimizar las pérdidas de conmutación. En aplicaciones típicas de "wall-adapter", la pérdida de energía debida a la resistencia  $r_{ds(ON)}$  del transistor durante la conducción es de menor importancia.

**7.5. Selección del inductor:** El diseño del transformador es uno de los puntos clave en el diseño de una fuente conmutada, ya que el desconocimiento de como hacerlo, la gran cantidad de núcleos de ferrite disponibles sumados a la dispersión y a veces confusión de especificaciones entre los distintos fabricantes hace que esta sencilla tarea se vuelva un tanto oscura. En la Web de Epcos y Magnetics hay disponibles herramientas de software para asistir al diseñador en la fabricación de inductores. Sin embargo puede simplificarse el diseño del transformador siguiendo el siguiente procedimiento.

**7.5.1. Seleccionar el material del núcleo:** No todos los núcleos de ferrite son iguales, son fabricados con diferentes materiales, que le confieren a cada núcleo propiedades características. En un transformador para una fuente tipo flyback necesitaremos un núcleo de baja permeabilidad o un núcleo standard que, podemos elegir en base a la frecuencia de aplicación usando un entrehierro para impedir la saturación del núcleo y evitar pérdidas.

	Frec <100Khz	Frec <1Mhz
Magnetics	F, T, P	F, K, N
TDK	P <sub>7</sub> C <sub>4</sub>	P <sub>7</sub> C <sub>40</sub>
Siemens	N27 / N41	N67
Ferroxcube	3C8	3C85

**7.5.2. Determinar el tipo de nucleo de ferrite:** Existen en el mercado núcleos de ferrite con distintas formas, en la tabla se pueden ver las características de cada tipo de núcleo.

	Toroide	Tipo E	Tipo U	Pot-Core Cazoleta	Tipo RM
Costo Ferrite	Muy bajo	Bajo	Bajo	Alto	Alto
Costo bobinado	Alto	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo
Carrete	-	Si	Si	Si	Si
Entrehierro	Si / No	Si	Si	Si	Si
Aislac Magnet.	Buena	Regular	Regular	Excelente	Buena
Montaje	Pobre	Buena	Buena	Buena	Buena
Disipación	Buena	Excelente	Buena	Pobre	Buena

**7.5.3. Determinar el tamaño del núcleo:** la corriente que circulará por el inductor va a generar un flujo magnético cuya densidad (el flujo dividido por la sección del núcleo elegido) no debe saturarlo, y a la vez, la ventana del núcleo debe tener espacio suficiente para alojar el bobinado. Para elegir el

núcleo indicado los fabricantes de ferrite utilizan distintos métodos, fórmulas, tablas o curvas, lamentablemente no coinciden ni en la selección ni en las especificaciones técnicas. De esta manera la selección se torna un poco confusa, no existe una única solución al problema y entran en juego además de los datos técnicos, la disponibilidad del núcleo y su precio.

En la tabla es posible encontrar una selección aproximada del tamaño del núcleo, para distintas potencias.

Potencia W	Tipo E		Tipo P Cazoleta		RM	
	N27 25Khz	N67 100Khz	N41 25Khz	N67 100Khz	N41 25Khz	N67 100Khz
5	E13/7/4	E8,8			RM5	RM5LP
12	E16/8/5		P14x8	P9x5	RM6	RM4LP
20	E20/10/6	E13/7/4		P11x7	RM6	RM4
35					RM8	RM5
50	E25/13/7	E16/8/5		P14x8		RM6
63		E19/8/5			RM10	RM7LP
80	E30/15/7	E20/10/6	P26x16			RM7
95	E30/15/7			P18x11		
120	E34/14/9	E25/13/7		P22x13	RM12	RM8

El inductor se comportará como tal siempre y cuando no se sature, y para aumentar la reluctancia del circuito magnético en general se usa un entrehierro en el núcleo, con valores típicos entre 0,1mm a 1mm. El valor adecuado del entrehierro puede ser calculado con la siguiente fórmula

$$L_{efe} = 0,4 \mu_0 L I_{max}^2 / A_e B_{max}^2$$

Donde  $L_{efe}$  [mH] tamaño del entre hierro, L [mHy] inductancia del primario,  $I_{max}$  [A] corriente pico  
 $A_e$  [cm<sup>2</sup>] Area del núcleo,  $B_{max}$  [T] Densidad de flujo máxima

Ayudados por las especificaciones del ferrite es posible obtener el valor del parámetro  $A_L$  que es el valor de inductancia para el núcleo elegido, bobinado con 1000 vueltas de alambre.

$$N1 = 1000 \sqrt{L/AL} \quad N2 = N1 (V_{out} + V_d) (1 - \delta_{(max)}) / V_{in(min)} \delta_{(max)}$$

$V_d$  = caída de tensión en el diodo  $\delta_{(max)}$  = ciclo máximo de trabajo

**7.5.4. Uso de inductores estándar:** Otra alternativa muy interesante es el uso de inductores ya listos, y en la hoja de datos del NCP1200 se sugieren varios fabricantes y ciertos productos; entre ellos:

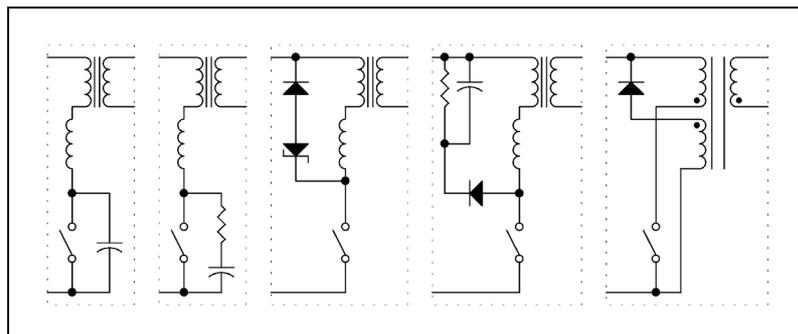
**CoilCraft**, 1102 Silver Lake Road. Cary, IL 60013 USA.

Email: [info@coilcraft.com](mailto:info@coilcraft.com) Web: [www.coilcraft.com](http://www.coilcraft.com)

Referencia 1: Y8844-A: 3.5W version.  $L_p=2.9mH$ ;  $L_{LEAK}=65uH$ ; núcleo E16

Referencia 2: Y8848-A: 10W version.  $L_p=1.8mH$ ;  $L_{LEAK}=45uH$ ; núcleo E

**7.6. El snubber/clamping:** Se ha visto que cuando el conmutador pasa al estado OFF, la energía magnética almacenada en el inductor primario se libera principalmente a través del secundario. Sin embargo la energía almacenada en la inductancia de dispersión del primario debe ser transferida a alguna parte, de modo de no generar sobretensiones en el



conmutador.

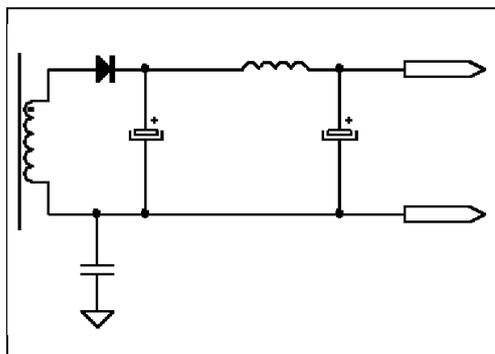
Además, esta inductancia de dispersión del primario y las capacidades parásitas generadas por el propio bobinado y el conmutador pueden generar oscilaciones de muy alta frecuencia al inicio de  $T_{OFF}$ .

Para evitar ambos efectos se agregan circuitos amortiguadores (snubber) que limitan la oscilación y a la vez el valor de la máxima sobretensión que soporta el conmutador, y algunas de las soluciones típicas se muestran en la figura, desde lo más simple a lo más complejo.

- El primer circuito amortigua la sobretensión y baja la frecuencia de oscilación. Si bien es simple, empeora la transferencia de energía al secundario y el capacitor genera un pico de corriente en el conmutador al pasar al estado ON, siendo usado sólo en fuentes de muy baja potencia.
- El segundo circuito mejora al anterior pues amortigua oscilaciones, empeora menos la transferencia de energía al secundario y limita el pico de corriente en el conmutador. Es uno de los más usados.
- El tercer circuito sólo amortigua la sobretensión, sin afectar la transferencia de energía al secundario ni generar picos de corriente en el conmutador. Para su buen funcionamiento requiere un diodo rápido y un zéner apto para picos de energía o un TVS (por ejemplo, la línea **BZG142** de **Philips** integra al Zéner y al diodo).
- El cuarto circuito (“clamping”) amortigua las oscilaciones y la sobretensión, afectando la transferencia de energía al secundario, aunque sin generar picos de corriente en el conmutador. También requiere un diodo rápido.
- El quinto circuito amortigua la sobretensión, y se basa en el uso de un bobinado de recuperación de idéntica cantidad de espiras que el primario, y con el que está fuertemente acoplado (en general se hacen ambos bobinados simultáneamente, con dos hilos puestos espira junto a espira). Así, las inductancias de dispersión están muy acopladas y esta energía es devuelta a la fuente en vez de ser disipada; es una solución cara sólo usada en fuentes de alta potencia.

A veces se encuentran soluciones que combinan segundo circuito (snubber RC) con uno de clamping o de recuperación.

**7.7. Rectificador de salida:** El rectificador+filtro de salida recibe la energía almacenada en el inductor durante la etapa Tx del tiempo TOFF, y en ese lapso repone en los capacitores de filtro la energía gastada por la carga en ese ciclo.



Dado que la frecuencia de conmutación suele ser de 40kHz a 200kHz, el lapso entre recargas es de algunos microsegundos, con lo que los valores necesarios de capacitor son muy pequeños.

Los puntos importantes a considerar en el diseño de esta etapa son:

- La caída de tensión en el diodo en directa: En una fuente *flyback* la mayor pérdida de potencia (entre 10% y 20%) se produce en el rectificador, y suelen usarse diodos Schottky por su baja caída de voltaje en directa. En el caso de fuentes con elevadas corrientes (más de 10 Amperes) y baja tensión de salida (por ejemplo, 2.5V o 1.8V) para minimizar las pérdidas provocadas en el rectificador pueden emplearse rectificadores sincrónicos basados en transistores MOS y filtros LC (tales como el **IR1175/IR1176** combinados con los **IRF7463** de **International Rectifier**). La corriente de pico que debe conducir el diodo es  $I_{dMAX}=2 \cdot I_{out}/(1-R_T)$
- La tensión inversa en el diodo: durante TOFF aparece sobre el diodo una tensión inversa de valor  $V_o+V_i/n$ . Si bien estos valores suelen ser bajos, debe tenerse en cuenta que la tensión de ruptura inversa de los diodos Schottky también es muy reducida.
- La resistencia e inductancia propia de los capacitores: un capacitor electrolítico suele tener una frecuencia de autoresonancia (SRF) muy baja, por lo que a las altas frecuencias de conmutación presenta una capacidad mucho menor a la de continua, así como una impedancia que produce abundante ruido de conmutación en los momentos en que el diodo rectificador pasa a conducir. Es por eso que es común poner una etapa PI, compuesta por dos capacitores y un pequeño inductor, para filtrar ese ruido, y también capacitores cerámicos de alta SRF en paralelo a los electrolíticos.

**7.8. Alimentación de los circuitos de control, y monitoreo de la tensión de salida:** Tal como se vió en la sección 3, el conmutador es controlado por un circuito presente en la parte primaria del circuito, que varía su relación de trabajo en función de la tensión en el secundario de la fuente; ello implica la

necesidad de obtener de alguna parte la energía necesaria para la operación del circuito de control y de poder medir la tensión en el secundario.

**7.8.1. Alimentación del circuito de control:** el circuito de control del conmutador requiere energía, y usualmente ésta se obtiene desde la alta tensión a través de un transistor de muy alta tensión operando como fuente de corriente. En general las fuentes suelen permanecer en standby hasta que un capacitor local es cargado mediante este método, pasan a funcionamiento, y a partir de allí la llave de corriente se corta y la energía es obtenida desde un bobinado auxiliar del inductor.

**7.8.2. Medición de la tensión en el secundario:** dado que el primario y el secundario están aislados entre sí, el método más usual es el empleo de un optoacoplador y un circuito tipo “zéner programable” (como el TL431), que permite propagar la tensión de error desde el secundario hacia el primario. En ciertas fuentes muy simples, de baja regulación, es posible basarse sólo en la tensión reflejada en el bobinado de alimentación del circuito de control.

**7.9. Circuitos de control:** La variedad de circuitos de control es muy amplia, y en los párrafos siguientes se describen brevemente tres circuitos disponibles en el mercado local:

**7.9.1. VIPer de SGS-Thomson (ST Microelectronics):** Los circuitos VIPer de SGS-Thomson (ST Microelectronics) están formados por un circuito de control de topología flyback que incluye al conmutador de potencia, sirviendo para el diseño de fuentes de más de 25Watts de potencia de salida. Su frecuencia de oscilación es ajustable hasta más de 200kHz, tiene modos de arranque suave y apagado (shut-down), limitación de corriente ajustable, baja corriente de stand-by y otras varias prestaciones. Su encapsulado PENTAWATT HV (de inserción) o Power SO-10 (para montaje superficial) facilita la conducción de calor y disipación de potencia.

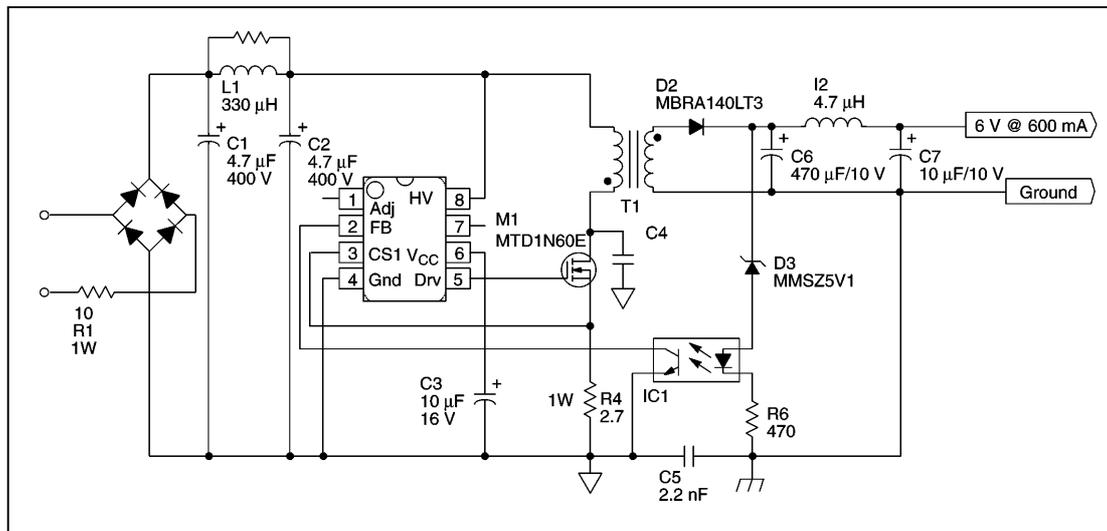
**7.9.2. NCP1200, de ON Semiconductors:** El circuito NCP1200 de ON Semiconductors viene en encapsulados DIP8 (inserción) y SO8 (para montaje superficial), y oscila a frecuencias prefijadas de 40kHz, 60kHz o 100kHz.

Tiene ciertas características propias destacables, algunas de las cuales lo diferencian de otras opciones:

- no tiene incorporado al conmutador
- no requiere bobinado de alimentación auxiliar
- tiene protección interna de cortocircuito y de sobretensión
- tiene un modo llamado skip-cycle para operar en situaciones de muy bajo consumo

**7.9.3. TEA152x STARplug de Philips Semiconductors:** La familia de circuitos STARplug TEA152x de Philips Semiconductors se compone de 5 dispositivos diseñados para la fácil resolución de fuentes de conmutación desde alta tensión tipo flyback, con potencia de salida de 2 a 50Watts. El circuito incluye a un conmutador MOSFET de potencia con tensión de ruptura de 650 volts, y ofrece múltiples protecciones: de sobre-corriente, de bajo voltaje, de sobre-voltaje, de sobrecalentamiento, de cortocircuito. Viene en encapsulados DIP8 (inserción), SO14 (para montaje superficial) y DBS.

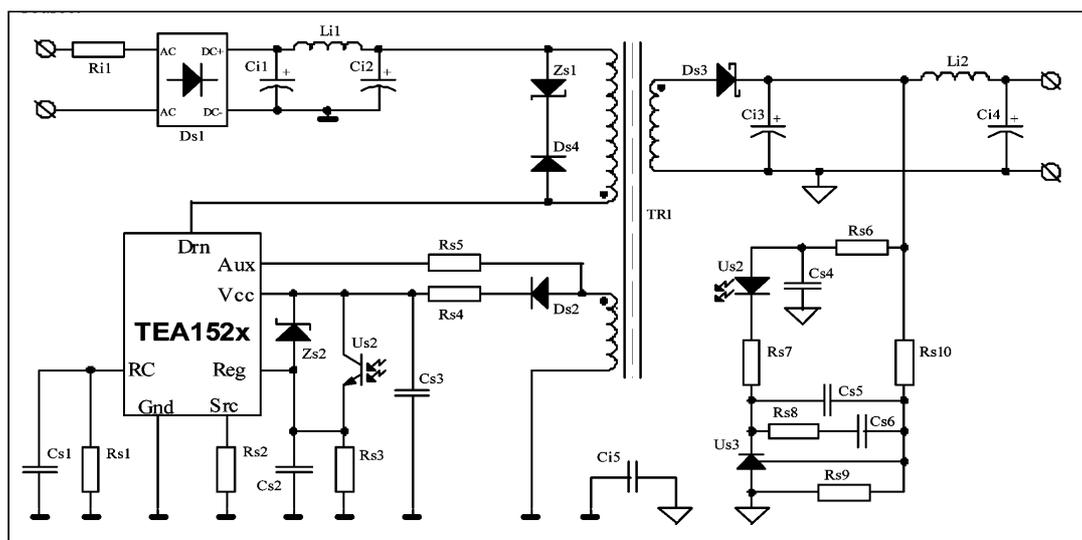
## 8. Circuito de aplicación usando el circuito integrado NCP1200 de ON Semiconductors



El circuito de la figura (tomado de la nota de aplicación *AND8023/D*) muestra una fuente universal muy simple, para tensiones de entrada desde 90Vac hasta 250Vac, con tensión de salida de 6 Volts y potencia de salida de 3,6Watts. Puede observarse que el uso de componentes es mínimo, así como también la simplicidad del inductor, que no requiere bobinado auxiliar. En este caso la inductancia de dispersión del primario del inductor se limita en base a un capacitor (C4) que empeora ligeramente el rendimiento de potencia total del circuito.

En la nota de aplicación *AND8038* se define una fuente universal de 10Watts, que con sólo algunos componentes más permite obtener mejor rendimiento y regulación más precisa.

## 9. Circuito de aplicación usando circuitos integrados StarPlug TEA152x de Philips Semiconductors



Este circuito corresponde a un diseño con tensión de entrada desde 80Vac hasta 276Vac, tensión de salida 5Volts (al 2%), corriente de salida 600mA, operando a una frecuencia de cerca de 100kHz, y capaz de tolerar transitorios de alta energía (1kV@50useg). Los valores de los componentes, e incluso un circuito impreso tentativo, están detallados en la nota de aplicación *AN00055* mencionada.



## 11. Conclusiones

El diseño de fuentes de conmutación por switching directo desde alta tensión es una solución accesible, económica, de bajas dimensiones y de alto rendimiento. La disponibilidad de abundante bibliografía y notas de aplicación, así como de software de diseño gratuito que incluye hasta esquemas de circuito impreso, hacen que el misterio asociado a su uso haya desaparecido.

## 12. Bibliografía

- "Myths & Misconceptions About Transformer and Inductor Design". <http://www.ridleyengineering.com/xfrmyths.html>
- "PWM Controller Design Tips". <http://www.ridleyengineering.com/pwmic.html>
- "Snubber Design". <http://www.ridleyengineering.com/snubber.html>
- "PWM Loop Gain Design Tips". <http://www.ridleyengineering.com/pwmloop.html>
- "Loop Injection". <http://www.ridleyengineering.com/loopinj.html>
- "Power Supply Failures". <http://www.ridleyengineering.com/failure.html>
- "Simulation". <http://www.ridleyengineering.com/simulate.html>
- "Ramp Compensation for the NCP1200". Christophe Basso, ON Semiconductor, AND8029/D.
- "Conducted EMI Filter Design for the NCP1200". Christophe Basso, ON Semiconductor, AND8032/D.
- "Implementing the NCP1200 in a 10W AC/DC Wall Adapter". Christophe Basso, ON Semiconductor, AND8038.
- "Implementing the NCP1200 in Low-Cost AC/DC Converters". Christophe Basso, ON Semiconductor, AND8023/D.
- "How to use the SpreadSheet NCP1200 Discont.xls". Hector NG, ON Semiconductor, EBNC1200/D.
- "NCP1200: PWM Current-Mode Controller for Low-Power Universal Off-Line Supplies". ON Semiconductor, NCP1200/D.
- "VIPer50/SP, SMPS Primary I.C." Data Sheet, SGS-Thomson (ST Microelectronics) May 1997.
- "STARplug Efficient Low Power supply with the TEA152x, Application Note AN00055, Version 1.0", Vincent van der Broek, Philips Semiconductors, September 2000.

## 13. Direcciones útiles

### Distribuidor de ST, PHILIPS, y ON en la Argentina:

ELKO/ARROW - Avenida Belgrano 1661, C1093AAE, Ciudad Autónoma de Buenos Aires  
ARGENTINA. Teléfono: (+54-11) 4372-1101/6569 Fax: (+54-11) 4372-0649/4325-8819  
email: [ventas@elkonet.com](mailto:ventas@elkonet.com)  
website: <http://www.elkonet.com>

### Sitios útiles en el WEB:

<http://www.ridleyengineering.com/websites.html>  
<http://onsemi.com>  
<http://www.semiconductors.com/starplug>  
<http://www.power.national.com>  
<http://www.epcos.com>  
<http://www.st.com>  
<http://www.ti.com>