

Sencillos circuitos para electrónica de potencia



Francesc Casanellas, CEng, MIEE, SMIEEE

Resumen — Se describen diversos nuevos circuitos para inversores y convertidores de potencia que tienen en común su extrema simplicidad y eficacia.

I. INVERSOR

Un problema en los inversores de potencia es el mando del MOSFET del lado positivo. El circuito de la fig. 1 es posiblemente la configuración más simple que se pueda concebir.

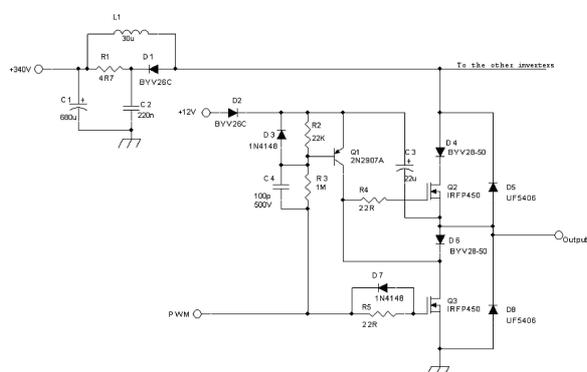


Fig. 1. Inversor con MOSFETs

El inversor tiene los diodos usuales de bloqueo D4, D6 y los diodos en paralelo D5, D8.

El apagado de Q2 lo efectúa Q3. Cuando éste conduce, la puerta de Q2 se cortocircuita a masa a través de R4, que limita la corriente y amortigua las oscilaciones. C3 se carga a +12 V a través de D2. El dv/dt negativo crea una corriente de apagado de Q1 a través de C4.

Cuando la señal de control se hace negativa, Q3 se apaga. Una corriente de desplazamiento ($C4 \cdot dv/dt$) fluye a través de C4 hacia la base de Q1. Éste carga la capacidad de salida de Q3 y la de puerta de Q2, que se enciende. C3 suministra la corriente de colector de Q1. R3 permite que Q1 siga conduciendo a pesar de las fugas de Q3.

Durante un breve tiempo (decenas de nanosegundos), especialmente cuando Q3 se apaga y Q2 se enciende, hay conducción de ambos MOSFETs. Una pequeña inductancia L1 limita el pico de corriente. En muchos casos puede usarse una simple perla de ferrita.

D1, R1 y C2 recuperan la energía almacenada en L1.

Los valores del ejemplo corresponden a un inversor trifásico de 0,75 kW, 340 V c.c.. Se ha usado este inversor con tensiones hasta de 800 V c.c. y hay algunos millares de ellos en funcionamiento. Más detalles en ref. (1). Una variante con un transistor

adicional para mayor corriente de puerta se describe en (2).

II. CONVERTIDOR FLY-BACK CON TRANSISTOR BIPOLAR

La figura 2 muestra un convertidor fly-back simplificado al máximo, aunque de prestaciones excelentes. Trabaja en la frontera del modo continuo al discontinuo, con lo que los diodos reciben tensión cuando su corriente es nula, evitándose así los problemas asociados con el tiempo de recuperación.

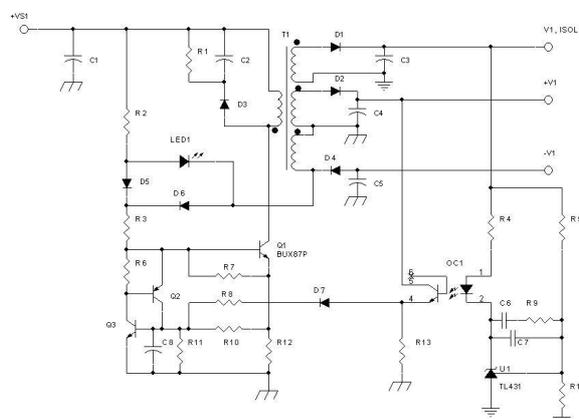


Fig. 2. Fly-back bipolar.

La corriente de base de Q1 se inicializa a través de R2. LED1 tiene una caída de tensión superior a V_{be} de Q1. La corriente se realimenta positivamente a través del devanado del transformador y D6. Cuando alcanza un límite, Q2-Q3 conectados como un tiristor, cortocircuitan la base de Q1. Debido a la caída de tensión en R12, la base es negativa respecto al emisor y el corte del transistor es muy rápido. La tensión en el secundario auxiliar se invierte y a través de LED1 cortocircuita la corriente de R2, hasta que toda la energía almacenada en T1 se transfiere a los secundarios y el ciclo vuelve a empezar.

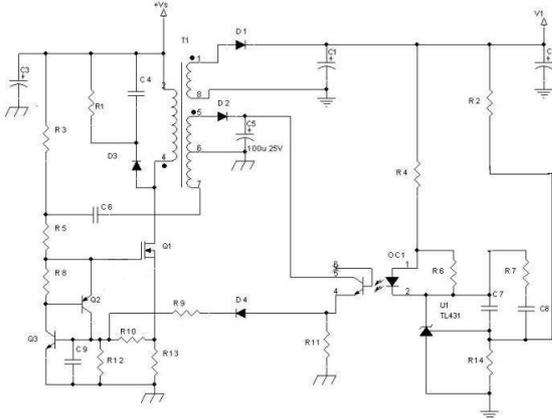
El regulador U1 se encarga a través de OC1, de añadir la corriente necesaria a R11 para mantener el secundario aislado a la tensión exacta.

Se pueden disponer además de las salidas aisladas, de dos tensiones auxiliares no aisladas de la red.

Debe dimensionarse R6, R11 para que la corriente de mantenimiento del "tiristor" Q2-Q3 sea superior a la corriente suministrada por R2.

IV. CONVERTIDOR FLY-BACK CON MOSFET

La figura 3 muestra un convertidor fly-back similar al anterior pero que usa un MOSFET, con lo que la frecuencia puede ser superior y el transformador más pequeño. Posiblemente es la fuente de alimentación con MOSFET más sencilla que puede realizarse, pero al igual que la anterior sus prestaciones son excelentes.



Se parece mucho al anterior, excepto por la sustitución del conjunto de diodos y LED por el condensador C6, que impide que el devanado auxiliar cortocircuite la corriente de arranque de R3.

Fig. 3. Fly-back con MOSFET

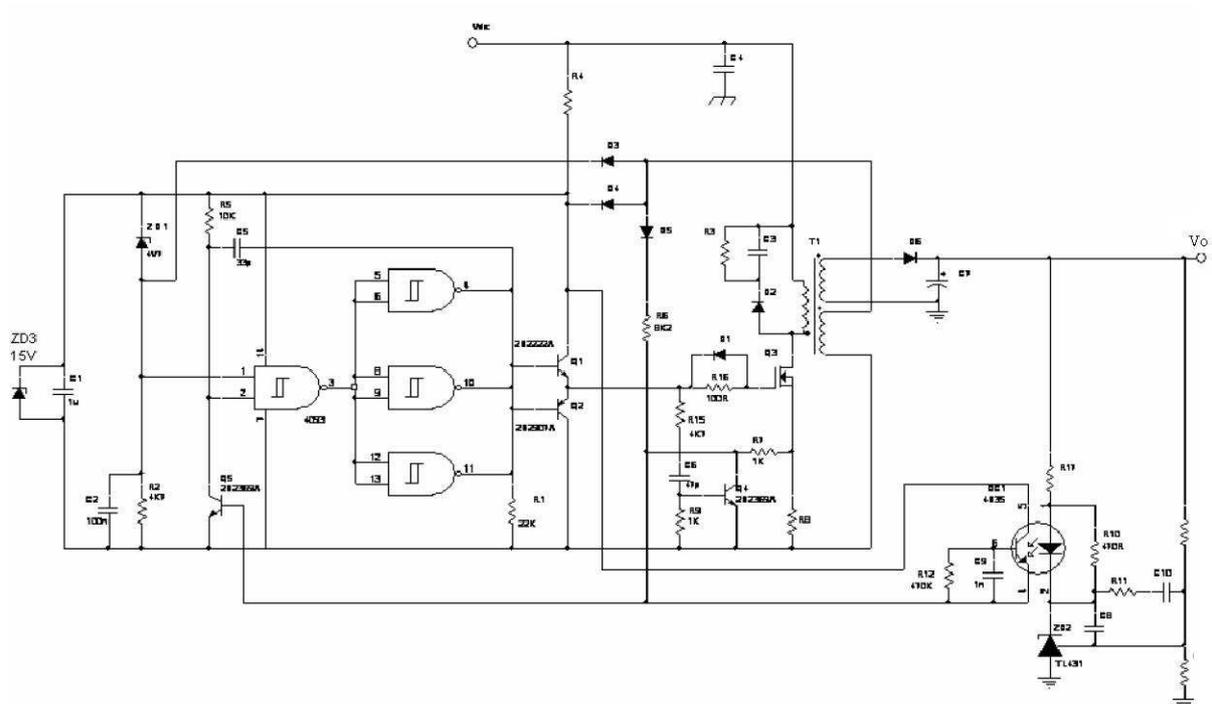
V. CONVERTIDOR FLY-BACK "CASI" RESONANTE

El convertidor de la fig. 3 es un poco más complejo y utiliza como controlador un simple circuito integrado CMOS. Como los anteriores, la tensión se conecta cuando la corriente de transferencia a los secundarios es cero, es decir trabaja al límite del modo discontinuo, pero además conmuta con tensión casi nula en el drenador. Se ha utilizado con éxito en fuentes de alimentación que requieren un nivel muy bajo de interferencias electromagnéticas.

La constante de tiempo $C5 \cdot R5$ debe ajustarse de acuerdo con la inductancia primaria y la capacidad parásita del devanado más la capacidad de devanador del MOSFET de modo que éste se mantenga apagado hasta que la tensión en el colector sea mínima.

ZD1, D3, R2, C2 impiden que el convertidor arranque con tensiones bajas. D5, R6 lo bloquean durante la descarga de la energía almacenada en el transformador. D4 suministra la alimentación auxiliar y el circuito montado alrededor de Q4 es un "anti-glitch" que se describirá más adelante. Más detalles en ref. (3).

Fig. 4. Convertidor casi resonante



VI. MOSFETS EN SERIE PARA TENSIONES ELEVADAS.

Hacer funcionar MOSFETs en serie es mucho más fácil de lo que pueda parecer. La fig. 5 muestra el esquema de un convertidor "forward" de 250W, con tensión de entrada hasta 400 V c.c., que usa dos MOSFETs de 500V. Como el área de silicio es proporcional al cuadrado de la tensión, es más efectivo usar dos MOSFETs de 500 V que sólo uno de unos 800 V.

Q1 soporta la tensión de alimentación. Q2, la tensión reflejada del secundario al apagarse los MOSFETs.

Suponiendo que Q1 está encendido, R1 mantiene cargado C1 y la puerta de Q2, de modo que éste también conduce. Cuando se apaga Q1, su tensión de drenador sube rápidamente, y cuando ZD1 conduce, la puerta de Q2 se habrá descargado completamente y la tensión de Q1 queda limitada a Vdc por ZD1 y D1.

Cuando Q1 se enciende, la corriente de descarga de C1 mantiene la puerta de Q2 con tensión. $C1 > V_{gs} \cdot Q_g / V_{dc}$. El circuito es idéntico para una "fly-back".

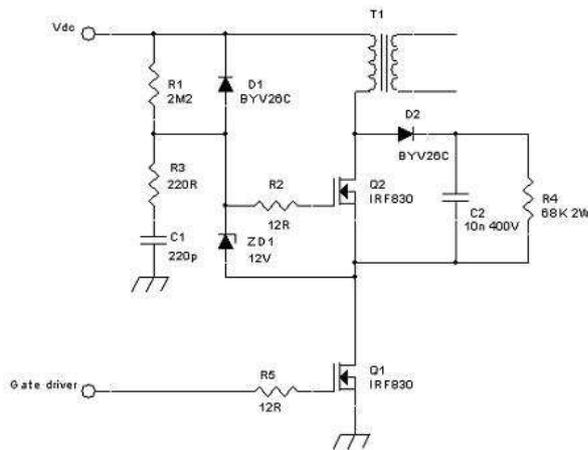


Fig. 5. Convertidor con MOSFETs en serie.

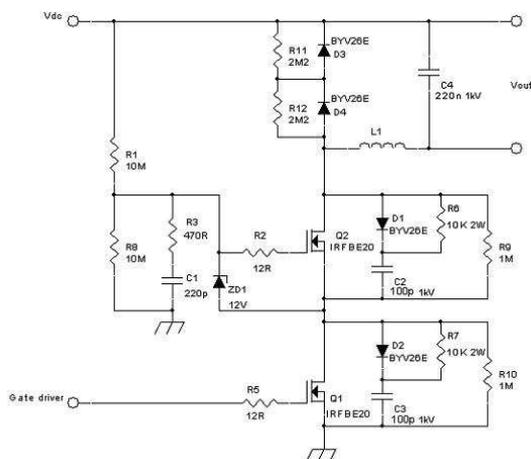


Fig. 6: Convertidor alimentado a 1700V

La fig. 6 muestra un convertidor "buck" de 80W, que trabaja a 1700 V con dos MOSFETs de 1000 V en serie. Se diseñó como adaptador de 1700 a 500V c.c. que atacaba una fuente conmutada normal. En condiciones estáticas, la puerta de Q2 se mantiene a $V_{dc}/2$ mediante R1, R8 y debido a que R9, R10 equilibran las posibles diferencias de corrientes de fugas.

Los "snubbers" permiten compartir las tensiones entre los dos MOSFETs durante los tiempos de conmutación. C1 tiene la misma función que en el circuito precedente.

VII. ANTI-GLITCH

La corriente de carga de las capacidades parásitas y de la carga de los diodos, produce un pico de corriente en las fuentes conmutadas al encenderse el interruptor principal.

La solución clásica consiste en un filtro RC como muestra la fig. 7A. Cuando los impulsos son estrechos, el filtro elimina el "glitch" inicial pero reduce la amplitud del impulso real. Como consecuencia, el límite de corriente sube al bajar la tensión de salida y a baja carga, el convertidor es inestable. El circuito de la fig. 7B corta el pico de corriente de una manera neta en un tiempo determinado por R1, C1 y respeta el impulso de corriente principal, por lo que permite una estabilidad mejor a baja carga y una limitación de corriente más uniforme respecto a la variación de la tensión de salida.

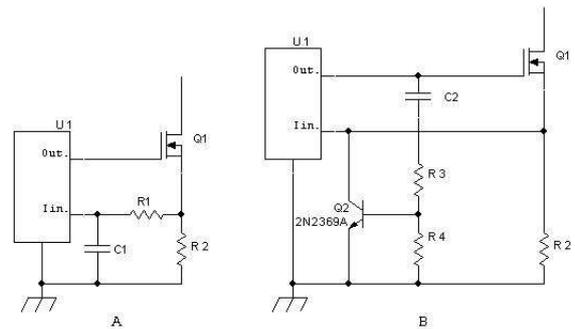


Fig. 7. Supresor de "glitch" activo.

VIII. COMPENSACIÓN DE PENDIENTE. "SLOPE COMPENSATION".

El circuito clásico recomendado es el de la figura 8A. Sin embargo presenta algunos inconvenientes: la corriente de base del transistor interfiere en el circuito del oscilador y por otra parte este circuito sólo puede usarse en controladores que tengan un determinado tipo de oscilador.

El circuito de la fig. 8B es totalmente universal y no carga el oscilador. La rampa se obtiene mediante R2-C6. Cuando el MOSFET se apaga, se inicializa la rampa a través de D1. Para el cálculo de los componentes véase la ref. [4].

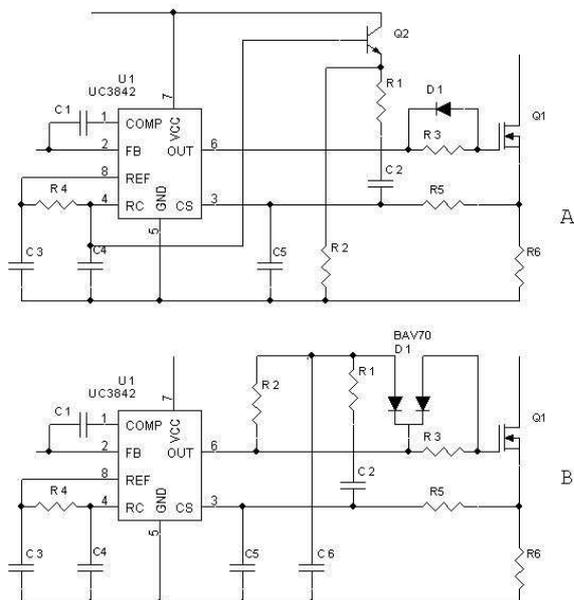


Fig. 8. "Slope compensation"

IX. FUENTE LINEAL

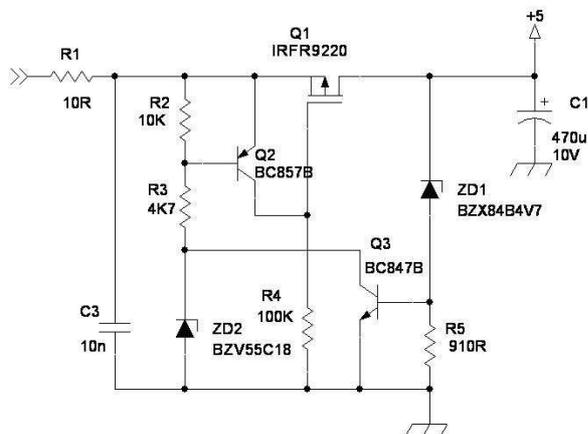


Fig. 9. Fuente lineal protegida contra sobretensiones.

La fig. 9 muestra una fuente lineal diseñada en principio para automoción, donde el formidable impulso de "load dump" (desconexión de la batería a plena velocidad) requiere normalmente supresores de transitorios de alta energía. En vez de luchar contra los transitorios intentándolos absorber, esta fuente simplemente se apaga cuando recibe sobretensiones. Soporta imperturbable sobretensiones hasta de 200 V ya que, en caso de sobretensión, ZD2 apaga Q1 a

través de Q2. Sin ningún componente adicional de compensación, el regulador es muy estable y de rápida respuesta.

Un ajuste fino de la tensión se puede obtener modificando el valor de R5. R1 y C3 limitan el tiempo de subida de tensión de los transitorios y el pico de corriente de carga de C1 y no son indispensables.

La corriente de reposo es inferior a 1 mA. Si se requiere una corriente menor, se puede incrementar el valor de R5, por ejemplo a 10 kohm, cuando el equipo está en reposo, reduciéndose la corriente a unos 120 μ A. Entonces la tensión de salida baja a unos 3,7 V.

Una ventaja adicional de esta fuente sobre otras comerciales integradas, es que la salida puede absorber corriente (a través de ZD1 y la base-emisor de Q3), con lo que se pueden usar sin problemas, diodos de protección al positivo en las entradas.

X. ALIMENTACIÓN DE LEDS DE POTENCIA.

La mayoría de circuitos para alimentar LEDs de potencia a partir de tensiones relativamente elevadas tienen la configuración mostrada en la figura 10, en la que U1 trabaja a frecuencia constante y apaga el MOSFET cuando la corriente alcanza un nivel predeterminado.

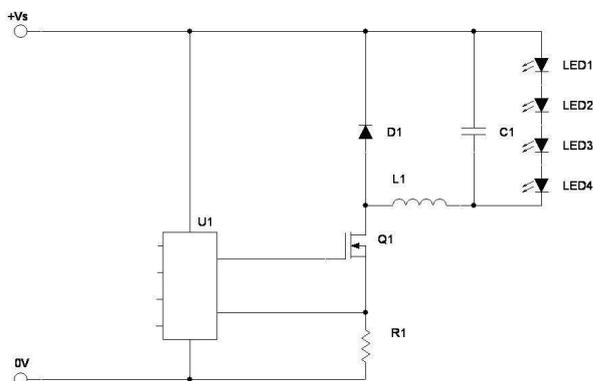


Fig. 10. Alimentación de LEDs a corriente constante

Este circuito no permite controlar con precisión la corriente de los LEDs: muchos circuitos integrados (serie UC38..., UCC38..., HV9910, etc.) tienen la limitación de corriente establecida con una precisión del 10%; no puede esperarse más de un 10% en la precisión de la inductancia, con lo que, al variar el rizado de corriente varía la corriente media; el incremento en la tensión de alimentación produce un aumento del rizado y por tanto un descenso de la corriente media. No es posible pues controlar la corriente media real sin usar un amplificador adicional y un optoacoplador.

Además, interesa reducir al máximo la inductancia a expensas de aumentar C1: no sólo es un componente

caro sino que un rizado alto de corriente permite conectar la tensión a D1 cuando la corriente es baja, reduciendo las interferencias electromagnéticas. Pero a mayor rizado, más error en la corriente media.

Para evitar los problemas de precisión, simplemente se ha invertido la configuración usual. En la figura 11 los LEDs están en el lado negativo y debido a la manera de conectar D1, toda la corriente de los LEDs pasa por el shunt R1. La corriente media puede obtenerse por simple filtrado y utilizarse en el circuito de control U1 (la mayoría de los controladores PWM tiene tensiones de referencia con precisión del 2%). Incluso un simple comparador rápido con histéresis puede servir como control (fig. 12).

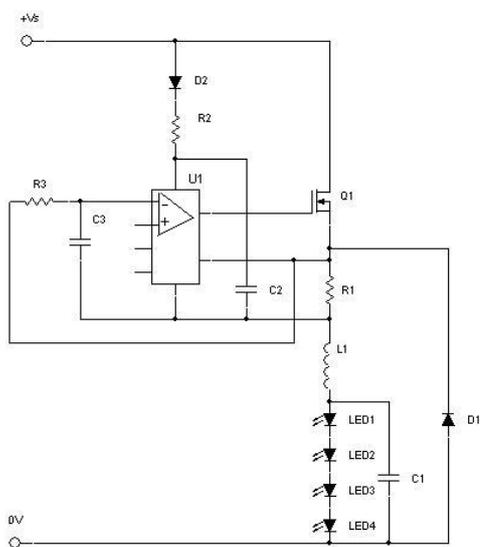


Fig 11. Alimentación de LEDs de precisión.

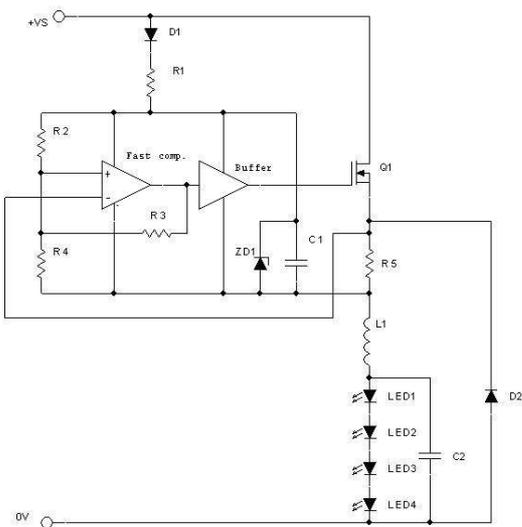


Fig. 12. Alimentación de LEDs de precisión con comparador

XI. MODULACIÓN DE FRECUENCIA ("JITTER") PARA REDUCCIÓN DE INTERFERENCIAS

Un truco para bajar el nivel legal de interferencias es que la frecuencia de conmutación no sea constante y se mueva alrededor de la frecuencia central. De este modo la energía de cada armónico se reparte en una gama de frecuencias.

En fuentes con entrada de C.A. no hay nada más simple para implementarlo, con sólo dos componentes, que el sistema que muestra la fig. 13: R1, C1 modulan el oscilador con la frecuencia de 100 Hz del rizado de c.c. Cuanta más carga, mayor rizado y mayor modulación, lo que resulta favorable.

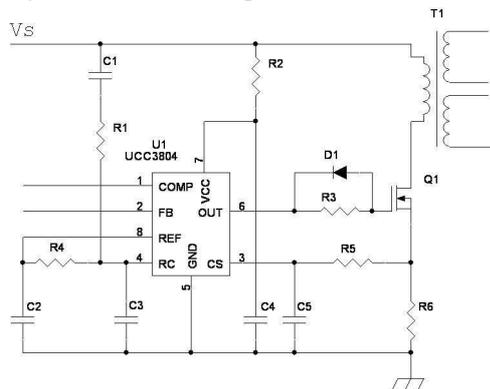


Fig. 13: Modulación de la frecuencia de conmutación.

V. CONCLUSIÓN

A través de este artículo se ha intentado, por medio de unos cuantos ejemplos, mostrar que aún se puede innovar en el diseño de circuitos y que con un poco de imaginación, pueden conseguirse los mismos o mejores resultados con unos pocos componentes que con circuitos complicados. Entonces, el diseño electrónico no es solamente ciencia, sino que se convierte en un arte.

REFERENCIAS

- [1] F. Casanellas. "Circuit makes simple high voltage inverter". EDN, May 27, 2004.
- [2] Patentes: US4802075, EP0274336
- [3] F. Casanellas. "Quasi resonant converter uses a simple CMOS IC". EDN, April 15, 2004.
- [4] Unitrode Application note U111. "Practical considerations in current mode power supplies".