

Reguladores Conmutados

Los circuitos reguladores vistos hasta ahora: Lineal Serie y Lineal Paralelo; trabajan de la misma manera: El elemento de control (transistor) opera como una resistencia variable que es accionada por la señal de error que surge de comparar la tensión de salida con una referencia, de modo de mantener la salida estable. La tensión de salida es **siempre** menor que la de entrada y una potencia importante es disipada en el elemento de control [$I_L (V_E - V_S)$]. Los reguladores lineales, series y paralelos, sufren cuando deben suministrar grandes corrientes de carga; obteniendo eficiencias muy bajas, típicamente del 40%.

Existe otra manera de generar una tensión regulada, que es fundamentalmente distinta a la vista, mediante los reguladores conmutados (Switching Regulator o Switched-mode power supplies SMPS). En estos un transistor trabaja como una llave (al corte y saturación) que periódicamente aplica, a la carga, toda la tensión no-regulada a través de un inductor por cortos intervalos de tiempo. Los reguladores conmutados operan a frecuencias iguales o mayores a los 20KHz y básicamente utilizan la energía, en forma de campo magnético, almacenada en el inductor ($1/2LI^2$) durante una porción del ciclo de operación para suministrar potencia a la carga durante el segmento remanente del ciclo.

Los reguladores conmutados poseen propiedades que los hacen muy populares. Como el elemento de control está, ya sea al corte o a la saturación, muy poca potencia es disipada en el mismo (Notar: en la expresión $P_D = V_{CE} \cdot I_C$ cuando I_C es máxima $V_{CE} = V_{CEsat}$ y cuando V_{CE} es máxima $I_C =$ corriente de pérdida del transistor al corte) aún cuando la diferencia de tensión entre la entrada y la salida sea muy grande. Los reguladores conmutados operan a niveles de eficiencia mucho mayores que los lineales, generalmente en el orden del 80%, reduciendo la energía disipada en el proceso de regulación. Pueden generar tensiones a la salida "mayores" a la de la entrada no-regulada y además de polaridad opuesta. Finalmente pueden operar desde la tensión de línea directamente rectificada y filtrada sin el transformador reductor; resultando en diseños muy livianos y compactos, como los utilizados en las populares fuentes de las PC's.

Los reguladores conmutados poseen sus problemas: Son ruidosos, poseen una importante cantidad de ripple a la salida, son de respuesta más lenta ante variaciones rápidas de la carga que los lineales y los circuitos resultantes son complejos.

En resumen se puede decir que han ganado mucho popularidad en computadoras personales, aparatos de televisión, equipos portátiles y de escritorio; con un mercado en permanente expansión. Su uso redundará en fuentes más livianas, menor tamaño, alta eficiencia, alto rango de tensiones de entrada y menor costo en altas potencias.

En las secciones que siguen se verán las topologías de los circuitos reguladores conmutados básicos operando a partir de una fuente no-regulada convencional (Transformador reductor + Rectificador + Filtro), para finalizar con un circuito que opera directamente de la tensión de línea rectificada y filtrada.

Clasificación

Las configuraciones básicas se pueden resumir en: Descenso de Tensión (Step-down) con tensión de salida menor que la de entrada, Ascenso de Tensión (Step-up) con tensión de salida mayor que la de entrada e Inversores de tensión (Inverting) con tensión de salida de polaridad opuesta a la de entrada.

Regulator de Descenso de Tensión (Step-down)

Las Figs. 1 y 2, muestran dos diagramas simplificados de un regulador step-down.

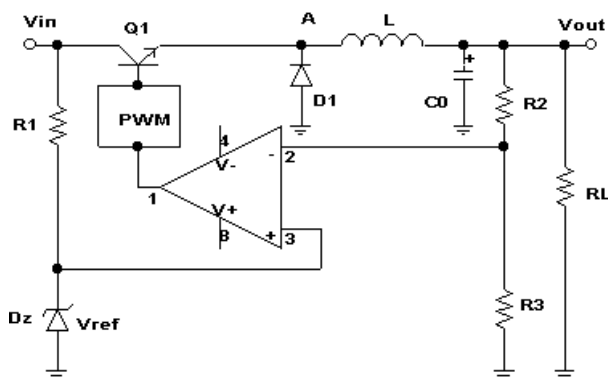


Fig.1

El circuito trabaja como sigue: Q_1 es utilizado como una llave, la cual tiene intervalos de T_{ON} y T_{OFF} controlados por un modulador de ancho de pulso (PWM: Pulse Width Modulator), que opera variando el ciclo de trabajo del transistor (T_{ON}/T), según el error resultante entre la tensión de salida y la de referencia.

Cuando la llave se cierra, ($V_{in} - V_{out} - V_{SAT}$) se aplica sobre la inductancia, causando un incremento lineal de la corriente (recordar $dI/dt = V/L$) que circula a través del inductor; esta corriente circulará hacia el capacitor y la carga, almacenando energía ($1/2LI^2$) en forma de campo magnético. Al final de T_{ON} , cuando la llave se abre, la corriente sobre la inductancia continúa circulando en el mismo sentido. La corriente por la inductancia no puede cambiar instantáneamente; esta genera una tensión que polariza en directo el diodo, llevándolo a conducción de modo de cerrar el circuito. La inductancia ahora encuentra la tensión $V_{out} + 0.6V$ a través de ella con lo cual la corriente decrece linealmente. El capacitor de salida actúa como un filtro que alisa la diente de sierra, de ripple, que se produce.

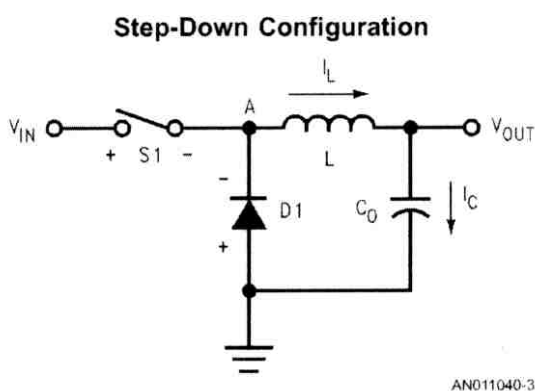


Fig. 2

Partiendo de la relación para la corriente sobre una inductancia:

$$\frac{di}{dt} = \frac{VL}{L} \quad (1)$$

Asumiendo que la tensión de salida permanece prácticamente constante durante un periodo, se puede escribir (1) como:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{VL}{L} \quad (2)$$

Donde se ve que la corriente por la inductancia crecerá o decrecerá a esta velocidad, si no hay saturación de la misma, dependiendo solo del tiempo que tiene aplicada tensión.

En la Fig. 3 se ven las distintas formas de onda, de tensión y corriente, resultantes en distintos puntos del circuito de la Fig. 2.

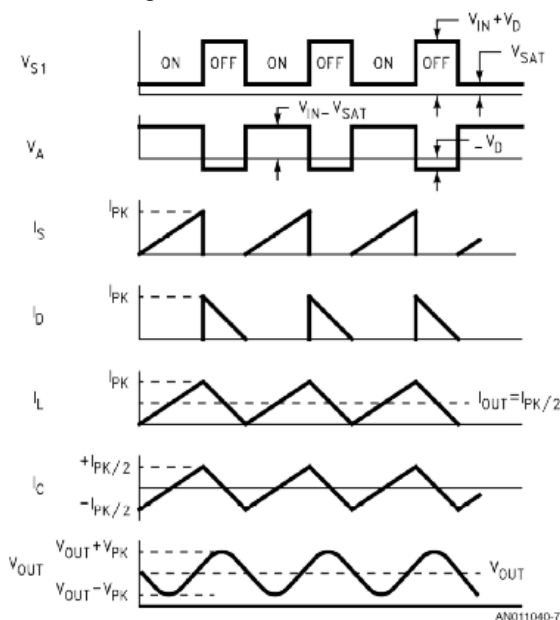


Fig. 3

Durante T_{ON} y despreciando la V_{SAT} en la llave, se puede deducir de (2) el crecimiento de la corriente por la inductancia como:

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t_{ON}}{L}$$

Considerando que se parte de una corriente inicial igual a cero se puede calcular I_{PK} (ver Fig. 3) como:

$$I_{PK} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t_{ON}}{L} \quad (4)$$

Durante el T_{OFF} , si se desprecia la V_D , de caída en el diodo, la corriente en la inductancia decaerá según:

$$I_{PK} - I_L = \frac{V_{OUT} \cdot t_{OFF}}{L} \quad (5)$$

Asumiendo que la corriente por la inductancia, I_L , alcanza el valor de cero al final de T_{OFF} , la expresión (5) se puede reescribir como:

$$I_{PK} = \frac{V_{OUT} \cdot t_{OFF}}{L} \quad (6)$$

Igualando (4) y (6) resulta la siguiente relación entre la tensión de entrada y de salida:

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}} \right) = V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{T} \right)$$

Se puede observar que:

- Las variaciones en la fuente primaria (V_{IN}), debidas a variaciones en la tensión de línea y en la corriente de carga, son compensadas variando el ciclo de trabajo (t_{ON}/T) del interruptor (Transistor Q1).
- $V_{OUT} < V_{IN}$ ya que $T_{ON} < T$, de allí el nombre de esta configuración de Descenso de Tensión (step-down).
- El ciclo de trabajo máximo y el ciclo de trabajo mínimo dependerá de la frecuencia máxima de trabajo del transistor.

Regulador de Ascenso de Tensión (Step-up)

Las Figs. 4 y 5, muestran dos diagramas simplificados de un regulador step-down.

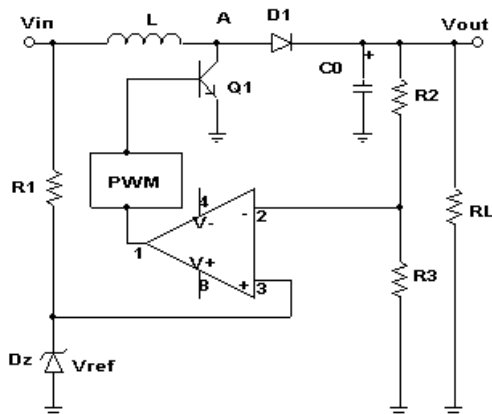


Fig. 4

La operación del circuito se puede resumir como sigue: El transistor Q1 es utilizado como una llave que alternativamente aplica V_{IN} sobre la inductancia L. Durante T_{ON} , Q1 entra en conducción y la energía es tomada de la fuente primaria, V_{IN} , y almacenada en la inductancia; D1 está polarizado en forma inversa y la corriente de carga es suministrada por el capacitor C_0 . Cuando Q1 pasa al corte, T_{OFF} , la tensión en V_A crecerá en forma positiva hasta el punto donde D1 comience a conducir, permitiendo que la circulación de la corriente por la inductancia continúe. La corriente de carga es ahora suministrada por L, a través de D1 y la carga perdida por C_0 durante el T_{ON} es recuperada.

Step-Up Configuration

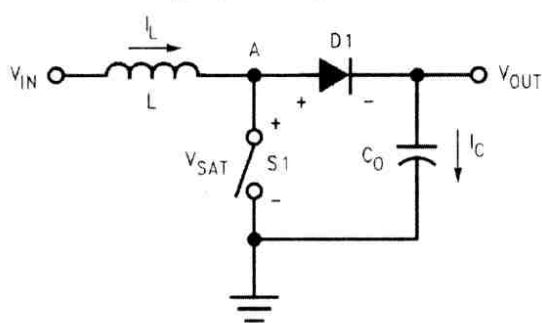


Fig. 5

Haciendo las mismas consideraciones que en el regulador de Descenso de Tensión para la corriente en la inductancia, ecuación (2), se puede hallar las expresiones para la corriente en L, durante T_{ON} y T_{OFF} .

La Fig. 6 se ven las distintas formas de onda, de tensión y corriente, resultantes en distintos puntos del circuito de la Fig. 5.

Durante T_{ON} y despreciando la V_{SAT} en la llave, se puede deducir de (2) el crecimiento de la corriente por la inductancia como:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L} \quad (7)$$

Considerando que se parte de una corriente inicial igual a cero se puede calcular I_{PK} (ver Fig. 6) como:

$$I_{PK} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L} \quad (8)$$

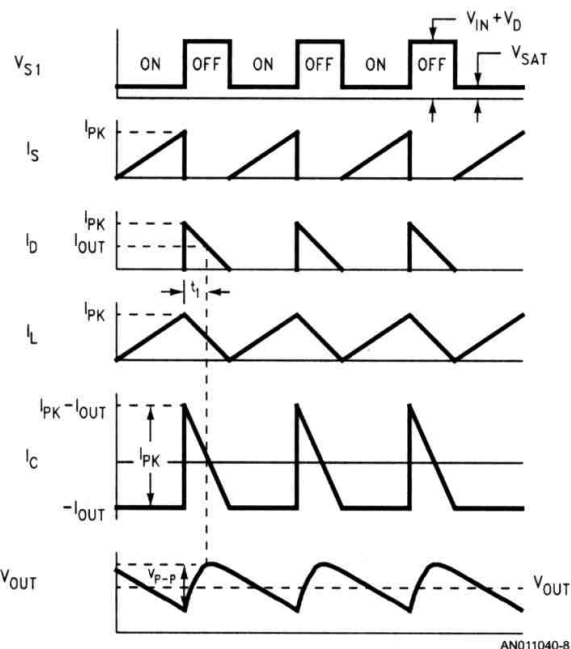


Fig. 6

Durante el T_{OFF} , si se desprecia la V_D , de caída en el diodo, la corriente en la inductancia decaerá según:

$$I_{PK} - I_L = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot t_{OFF}}{L} \quad (9)$$

Asumiendo que la corriente por la inductancia, I_L , alcanza el valor de cero al final de T_{OFF} , la expresión (9) se puede reescribir como:

$$I_{PK} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot t_{OFF}}{L} \quad (10)$$

Igualando (8) y (10) resulta la siguiente relación entre la tensión de entrada y de salida:

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(1 + \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

Se puede observar que:

- Las variaciones en la fuente primaria (V_{IN}), debidas a variaciones en la tensión de línea y en la corriente de carga, son compensadas variando el ciclo de trabajo del interruptor (Transistor Q1).
- $V_{OUT} > V_{IN}$ ya que V_{IN} está multiplicada por un factor mayor que uno, de allí el nombre de esta configuración, Ascenso de Tensión (step-up).
- Se pueden realizar iguales consideraciones sobre el ciclo de trabajo máximo y mínimo, que las realizadas en la configuración Descenso de Tensión.

Regulador Inversor (Inverting)

Las Figs. 7 y 8, muestran dos diagramas simplificados de un regulador Inverting.

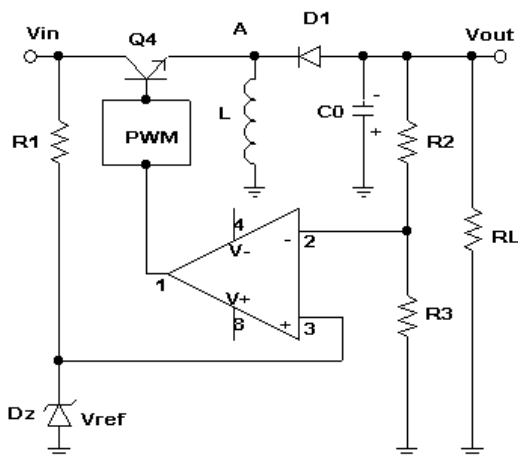
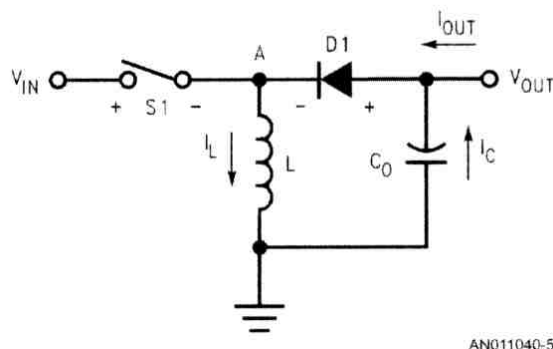


Fig. 7

La operación del circuito se puede resumir como sigue: El transistor Q1 es utilizado como una llave que alternativamente aplica V_{IN} sobre la inductancia L. Durante T_{ON} , Q1 entra en conducción y la energía es tomada de la fuente primaria, V_{IN} , y almacenada en la inductancia; D1 está polarizado en forma inversa y la corriente de carga es suministrada por el capacitor C_0 . Cuando Q1 pasa al corte, T_{OFF} , la inductancia inducirá, en V_A , una tensión decreciente hasta el punto donde D1 comience a conducir. Esto permite que la circulación de la corriente por la inductancia continúe. La corriente de carga es ahora suministrada por L, a través de D1 y la carga perdida por C_0 durante el T_{ON} es recuperada. Haciendo las mismas consideraciones que en el regulador de Descenso de Tensión para la corriente en la inductancia, ecuación (2), se puede hallar las expresiones para la corriente en L, durante T_{ON} y T_{OFF} .

Inverting Configuration



AN011040-5

Fig. 8

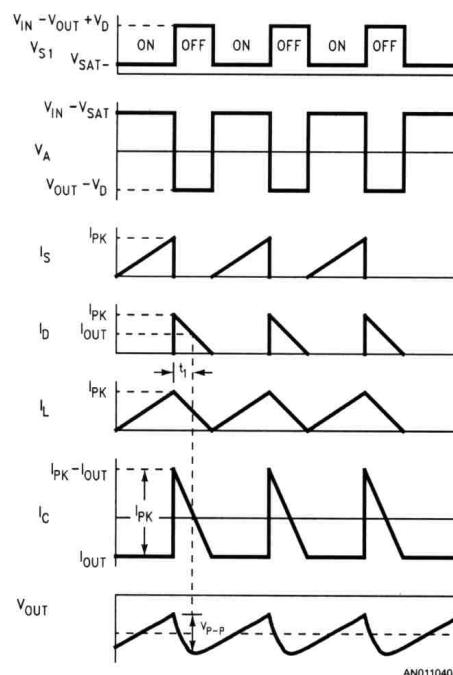
La Fig. 9 se ven las distintas formas de onda, de tensión y corriente, resultantes en distintos puntos del circuito de la Fig. 8.

Durante T_{ON} y despreciando la V_{SAT} en la llave, se puede deducir de (2) el crecimiento de la corriente por la inductancia como:

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L} \quad (11)$$

Considerando que se parte de una corriente inicial igual a cero se puede calcular I_{PK} (ver Fig. 9) como:

$$I_{PK} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{L} \quad (12)$$



AN011040-9

Fig. 9

Durante el T_{OFF} , si se desprecia la V_D , de caída en el diodo, la corriente en la inductancia decaerá según:

$$I_{PK} - I_L = \frac{-V_{OUT} \cdot t_{OFF}}{L} \quad (13)$$

Asumiendo que la corriente por la inductancia, I_L , alcanza el valor de cero al final de T_{OFF} , la expresión (13) se puede reescribir como:

$$I_{PK} = \frac{-V_{OUT} \cdot t_{OFF}}{L} \quad (14)$$

Igualando (12) y (14) resulta la siguiente relación entre la tensión de entrada y de salida:

$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

Se puede observar que:

- Las variaciones en la fuente primaria (V_{IN}), debidas a variaciones en la tensión de línea y en la corriente de carga, son compensadas variando el ciclo de trabajo del interruptor (Transistor Q1).
- V_{OUT} puede ser mayor, menor o igual a V_{IN} ya que está multiplicada por un factor (T_{ON}/T_{OFF}) que puede tomar un valor mayor, menor o igual a uno.
- V_{OUT} posee polaridad opuesta a V_{IN} (Ver el sentido de las corrientes en las Fig. 8 y 9), de allí el nombre de esta configuración, Inversora (Inverting).
- Se pueden realizar iguales consideraciones sobre el ciclo de trabajo máximo y mínimo, que las realizadas en la configuración Descenso de Tensión.

Reguladores Conmutados con C.I.

En la actualidad existe toda una generación de C.I. que alcanzan a realizar todas las funciones necesarias para la implementación de un regulador conmutado, utilizando una mínima cantidad de componentes externos.

Se pueden mencionar algunos C.I. como el MC34060, TL494, SG152SA, MAX633, MAX637, MAX638. En particular se describirá el funcionamiento del LM78S40.

El C.I. LM78S40.

El LM78S40 es un dispositivo universal, que incluye todos los bloque fundamentales, que son necesarios en un regulador conmutado, y permite la implementación de cualquiera de las configuraciones vistas (Step-down, Step-up, Inverting).

Los bloque funcionales, ilustrados en la Fig.10 son:

- Referencia de tensión compensada por temperatura de 1.25V
- Oscilador con ciclo de trabajo controlado por un circuito limitador de corriente, activo.

- Amplificador de error (Comparador diferencial de alta ganancia).
- Circuito de conmutación de salida de alta tensión (Hasta 40V) y alta corriente (Hasta 1.5Amp pico). El dispositivo puede manejar transistores externos NPN y PNP cuando la corriente supere 1.5Amp o la V_{CEO} los 40Volt.
- Un diodo de potencia.
- Un amplificador operacional no-vinculado.

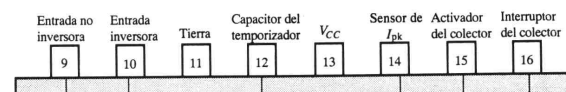


Fig. 10

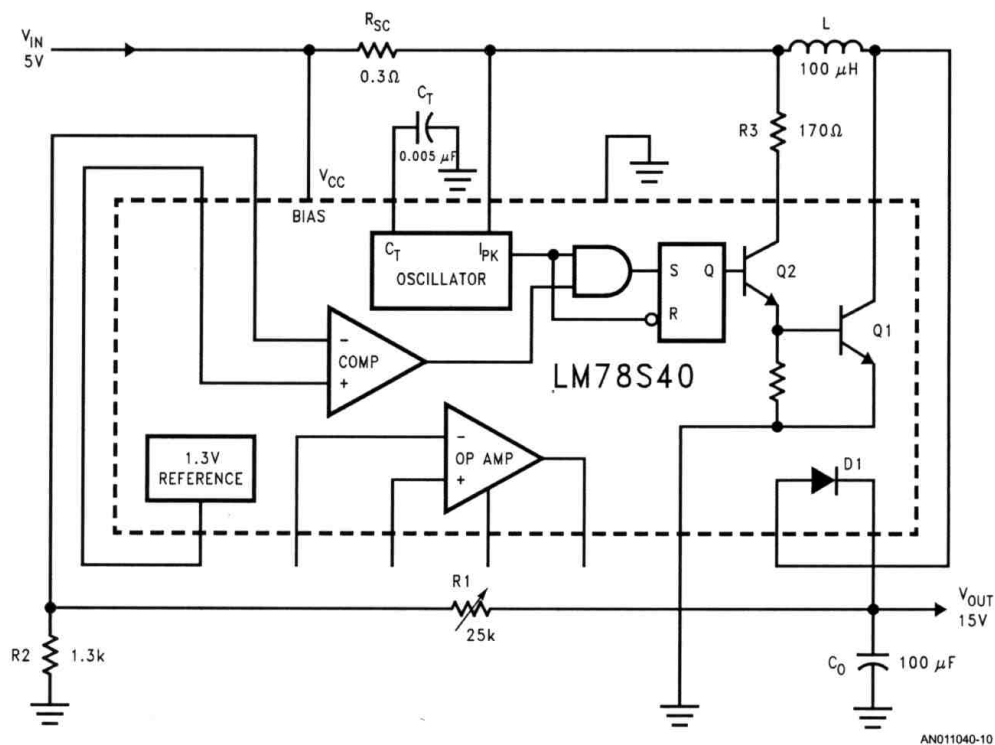
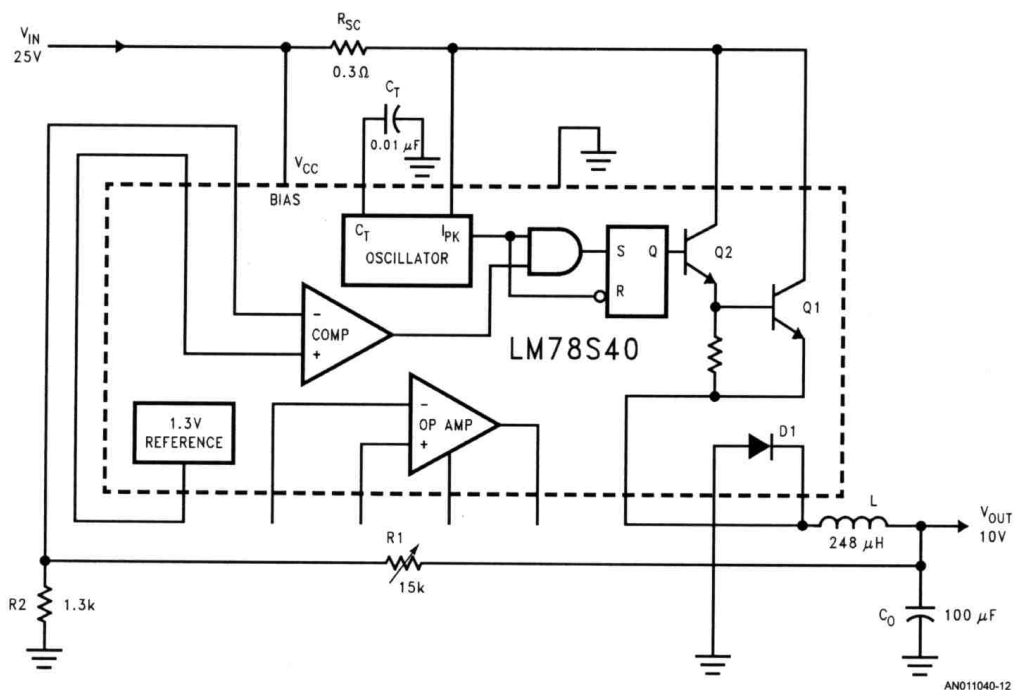
Control de la frecuencia de conmutación: El LM78S40 es un dispositivo de frecuencia y ciclo de trabajo variable. La frecuencia inicial de trabajo esta fijada por un capacitor externo de temporización, C_T (Según el valor de C_T , la frecuencia puede variar en un rango entre 100Hz a 100kHz). El ciclo de trabajo inicial es de 6:1. Tanto la frecuencia como el ciclo de trabajo pueden ser modificados por dos mecanismos: el circuito de limitación de corriente ($I_{PK\ sense}$) y el comparador.

El comparador modifica el tiempo de OFF. Cuando la tensión de salida es la correcta, la salida del comparador está en estado "alto", y no afecta la operación del circuito. Si la tensión de salida es muy alta la salida del comparador va al estado "bajo". En el estado "bajo" el comparador inhibe el encendido de los transistores de conmutación de salida. En tanto la salida del comparador este en estado "bajo" el dispositivo permanece en el intervalo de OFF. Notar que cuando la corriente de salida (carga) alcanza su valor máximo, el T_{OFF} alcanza su valor mínimo (A mayor tiempo de conducción, mayor valor alcanza la corriente de salida). El comparador puede inhibir desde un ciclo de T_{ON} hasta varios ciclos del mismo. Una vez que un ciclo de T_{ON} a comenzado el comparador no puede inhibir hasta el comienzo del próximo ciclo.

La limitación de corriente modifica el T_{ON} . La limitación de corriente se activa cuando una tensión de 300mV aparece entre los terminales 13 (V_{CC}) y 14 (I_{PK}). Esta tensión es el resultado de la corriente de pico I_{PK} , circulando por la resistencia sensora de corriente R_{SC} . La limitación de corriente activada provee una rápida

finalización del T_{ON} y el inmediato comienzo del T_{OFF} . Generalmente el oscilador esta corriendo libremente y lo que ocasiona la limitación de corriente es un reinicio del ciclo de trabajo (reset); que comienza por T_{OFF} .

Las Figs. 11, 12 y 13 muestran el uso del LM78S40 en las configuraciones Step-down, Step-up e Inverting respectivamente.



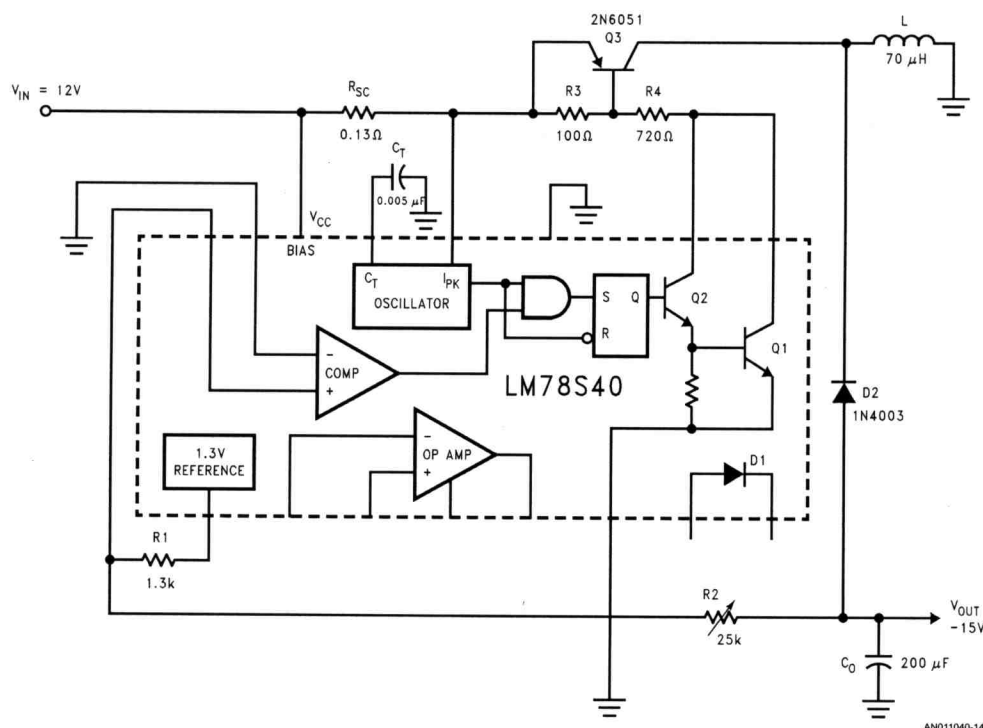


Fig. 13

Fuentes Conmutadas con Alimentación Directa de Línea

En los textos y manuales se suelen llamar como OFF-LINE.

Como ya se sabe las fuentes conmutadas tienen un alto rendimiento, aún cuando la diferencia de tensión entre la entrada y la salida sea muy grande. Esto puede ser entendido si se ve al inductor como un "convertidor de impedancia" (similar al trabajo de un transformador en ca), desde que la corriente continua promedio a la salida, puede ser mayor (step-down) o menor (step-up) que la corriente continua promedio, a la entrada. Esto contrasta con los reguladores lineales, donde los valores promedios de la corriente de entrada y salida son siempre iguales (ignorando las corrientes necesarias para alimentar el circuito regulador).

Lo antes dicho lleva a idea de eliminar el voluminoso y pesado, transformador - reductor para 50Hz y hacer funcionar el regulador conmutado directamente desde la tensión de línea, rectificada y filtrada, como fuente no - regulada. La idea es buena, pero peligrosa pues no existe aislación galvánica entre la línea y la continua de salida. Esto se soluciona bobinando un secundario al inductor de almacenamiento de energía, que provea la aislación necesaria.

La Fig. 14 muestra un diagrama en bloques simplificado del circuito utilizado. Se observa que utiliza un dispositivo de aislación (ya sea un transformador de pulsos u opto - aislador) para la realimentación desde el dispositivo de control al oscilador.

El circuito oscilador es alimentado desde la alta tensión continua no - regulada, mientras que el circuito de control lo es desde la salida de continua regulada. Algunas veces un circuito auxiliar de baja corriente, no regulado y con su propio transformador en 50Hz, es utilizado para alimentar el circuito de control; otras veces se adiciona un circuito de auto - oscilación que trabaja durante el arranque de la fuente, hasta obtener la tensión necesaria a la salida para que trabaje el circuito de control y tome el mando.

Se podría pensar que la ventaja de no utilizar el transformador principal se ve anulada por la necesidad de al menos otros dos transformadores. No es así. El tamaño de los transformadores está determinado fundamentalmente por el tamaño del núcleo, el cual decrece dramáticamente a la alta frecuencia de trabajo de las fuentes conmutadas. Además, el material utilizado para el núcleo de los transformadores de alta frecuencia, es el "ferrite"; el cual es mucho más liviano que el hierro laminado de los transformadores clásicos.

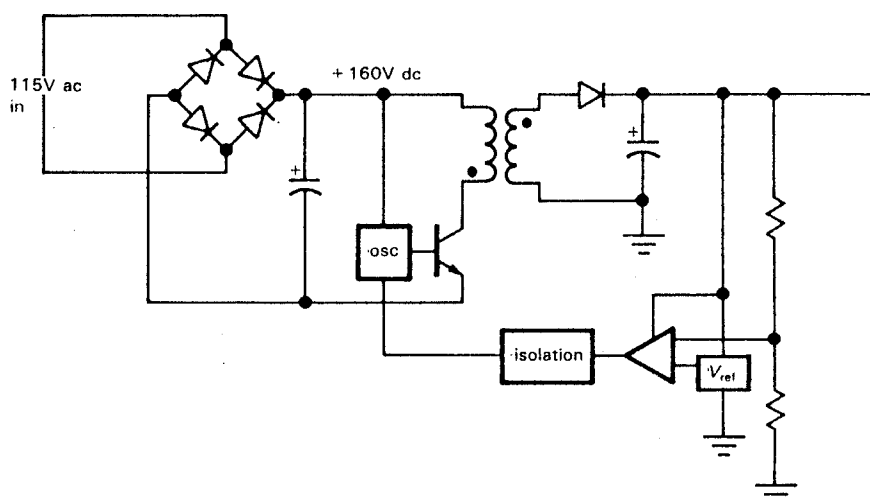


Fig. 14

Como resultado, las fuentes conmutadas con alimentación directa de línea, son mucho más pequeñas y livianas que sus equivalentes lineales. Como ejemplo, se comparan dos fuentes de la misma marca. El modelo lineal de 5V - 25Amp pesa 8.7Kgr y ocupa cuatro veces el volumen de su hermana conmutada, de 5V - 26Amp que pesa 1.1Kgr. Además la fuente conmutada funciona en frío, y la lineal en caliente, disipando 75W a plena carga.

Comentarios generales sobre las fuentes Off-Line.

1. Son excelentes como fuentes de alta potencia. Su alto rendimiento les permite trabajar más frío y la ausencia de transformadores de baja frecuencia las hace considerablemente más pequeñas y livianas. Estas propiedades las han difundido en las PC's, instrumentos portátiles y en requerimientos de alta potencia.
2. Son ruidosas. Sus salidas poseen ripple del orden de las decenas de milivolts, como subproducto de la conmutación. Este ruido también aparece en la línea de alimentación y a veces se torna audible, en aparatos de radio conectados a la línea. Este problema se soluciona agregando a la entrada de la fuente, un filtro pasivo L-C; de alta capacidad de corriente, en el caso de las inductancias, y alta seguridad en la tensión de aislación, en el caso de los capacitores. La Fig. 15 muestra la forma típica, que suelen adoptar estos filtros. Los capacitores con la denominación Cx y Cy son utilizados en las posiciones relativas indicadas en la Fig. 15. La denominación corresponde a la norma de seguridad que cumplen, respecto a la tensión de aislación (

una falla en el dieléctrico del capacitor pone en corto la línea de 220Vac).

El ruido generado también es radiado al medio en forma de ondas electromagnéticas, este es combatido mediante el blindaje de la fuente.

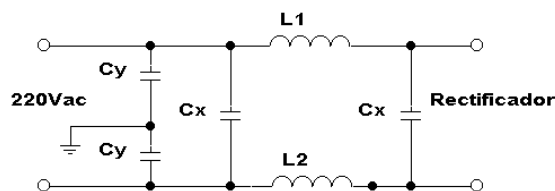


Fig.15

3. Se fabrican fuentes conmutadas con múltiples tensiones de salida, como las populares fuentes de las PC's. Las distintas salidas se obtienen adicionando arrollamientos secundarios al transformador común de salida. En las fuentes de las PC's, la realimentación para la regulación, se toma de la salida de 5Vcc, que es la de mayor corriente, quedando las otras salidas no muy bien reguladas. En general se establece una regulación cruzada que establece que, para tal porcentaje de variación de la carga en la salida de 5Vcc, que porcentaje varía la tensión en la salida de +12Vcc. Algunas fuentes conmutadas, de salidas múltiples, obtienen una excelente regulación de las salidas auxiliares; utilizando post-reguladores lineales para las mismas.
4. Algunas fuentes conmutadas suelen necesitar una carga mínima para su correcto funcionamiento. Sin este requerimiento pueden oscilar, o la salida ir a un valor muy

alto. Esto hace que, para verificar el funcionamiento de una fuente, se la deba proveer de una carga "BOBA" implementada con una resistencia. Esta carga debe tomar al menos entre el 5 y el 20% de la carga máxima (Fuentes de PC's: 2 Amp sobre +5Vcc, 1 Amp sobre +12Vcc).

5. Tener mucho cuidado cuando se trabaja con fuentes conmutadas; muchos componentes se encuentran a la tensión de línea y pueden ser letales. No se debe conectar el clip de maza del osciloscopio sin que la fuente halla sido aislada de la línea, mediante un transformador 220:220, en caso contrario se producirá un corto circuito entre la línea y la toma de maza del osciloscopio. Otro punto a considerar, son las tensiones a las cuales se cargan los capacitores que filtran la tensión de línea rectificada (310Vcc).
6. Durante el encendido las fuentes conmutadas toman una corriente muy alta, debido a la carga inicial de los capacitores de filtro (se cargan a $\approx 310V$). La falta de la inductancia del primario, que limite la corriente inicial, acentúa el problema. Uno de los métodos para limitar esta corriente es colocar un NTC en serie, a la entrada de la fuente.
7. Se desaconseja el uso de fuentes conmutadas para alimentar circuitos de señales muy débiles (por ejemplo las termocuplas que manejan señales de orden de los μV), por el ripple residual que producen a la salida y, para construir fuentes variables de laboratorio, esto último por lo complejo que resulta variar la tensión de salida en márgenes

amplios (recordar: V_{sal} es función del ciclo de trabajo) y por que poseen una regulación más pobre que las fuentes lineales.

8. En la actualidad existe toda una nueva generación de C.I. y componentes desarrollados para la implementación de fuentes conmutadas. Los C.I. son muy sofisticados y alcanzan a realizar todas las tareas de control necesarias. En componentes, tanto diodos como transistores bipolares e incluso MOS-FET de potencia, son fabricados para soportar elevados niveles medios y máximos no repetitivos de corriente, elevadas tensiones de ruptura inversa y son muy rápidos para conmutar (paso de plena conducción a bloqueo).

Bibliografía:

1. Tomas L. Floyd. "Dispositivos Electrónicos", 3ª Edición. Editorial Limusa.
2. Horowitz Paul and Winfield Hill. "The Art of Electronics". 2ª Edición. Editorial Cambridge University Press.
3. Bonnin Forteza F. "Fuentes de Alimentación Reguladas Electrónicamente", 1ª Edición. Editorial Marcombo.
4. LM78S40 Switching Voltage Regulator Applications, National Semiconductor, 1998.