

# **ELECTRONICA DE POTENCIA**

## **Aplicaciones de la conversión CC-CC**

### **Convertidor de Cuk**

Antonio Nachez

A-5-36-1 ELECTIVA III - Electrónica de Potencia



A-5.36.1



Electrónica de Potencia

## INDICE

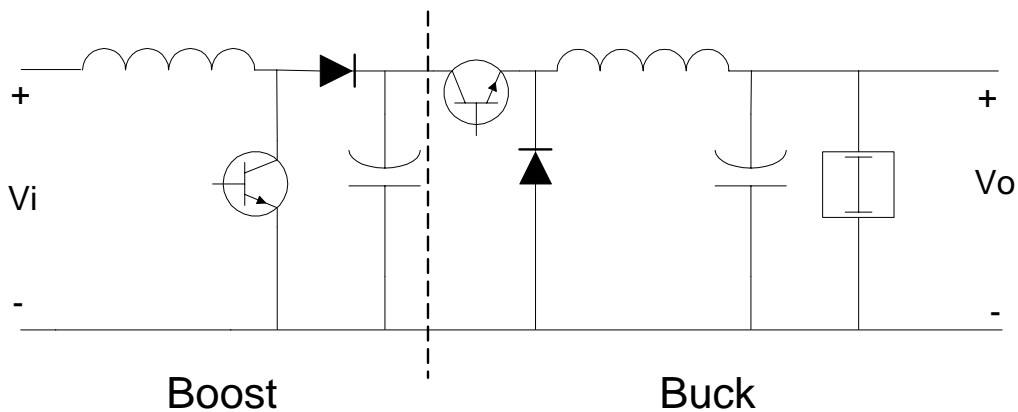
1.- Introducción.....	2
2.- Operación en modo de conducción ininterrumpida.....	4
3.- Análisis del modo de conducción discontinuo.....	7
4.- Condición límite entre los dos modos de funcionamiento.....	11
5.- Consideraciones de diseño.....	12
6.- Conclusiones.....	14
7.- Convertidor de Cuk Aislado.....	15

Ultima actualización y compaginación: año 2004

**1.- Introducción**

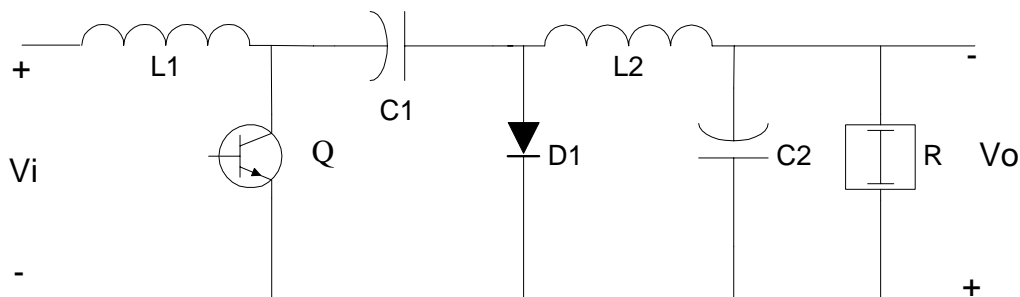
El circuito convertidor CC-CC conocido como “Convertidor de Cuk” fue desarrollado por el profesor Slobodan Cuk del California Institute of Technology. La principal diferencia entre este convertidor y los circuitos clásicos radica en la utilización de un condensador en lugar de una inductancia para el almacenamiento de energía durante una parte del ciclo y su posterior entrega a la carga durante el resto del mismo. El uso de un capacitor permite obtener una mejor relación entre la energía almacenada y el tamaño o peso que los circuitos convertidores básicos tradicionales (elevador/reductor o flyback, reductor o forward y elevador o boost). Sin embargo pone muchas mayores exigencias sobre este condensador, lo que redundaría en un elemento de mayor costo debido al nivel de exigencias de fabricación.

La configuración básica del Convertidor de Cuk se deriva de la operación en serie de las configuraciones básicas tipo boost y buck, tal como se indica en la **figura 1**. Estas configuraciones, así como la correspondiente al convertidor tipo flyback, tanto en sus versiones básicas como con aislamiento entre entrada y salida, se estudian en detalle en el apunte “Aplicaciones de la Conversión CC-CC, Fuentes Conmutadas”, por lo que sus funcionamientos y características se consideran conocidas y no serán repetidos en el presente texto.



**Fig. 1**

En la **figura 2** se presenta al circuito del Convertidor de Cuk en su configuración básica, al no incluir aislamiento entre la entrada y la salida. Se mantiene la inductancia  $L_1$  como filtro de entrada y a los elementos  $L_2$   $C_2$  como filtro de salida. El capacitor  $C_1$  se incorpora como el elemento utilizado para el almacenamiento y transferencia de energía.



**Fig. 2**

Puede observarse que en el Convertidor de Cuk, la tensión de salida es de signo opuesto al de la tensión de entrada, tal como ocurre en un convertidor elevador/reductor o flyback básico. Además, al aunar el bajo ripple de la corriente de entrada presentada por el convertidor básico elevador, con el bajo ripple de la corriente de salida ofrecida por un convertidor reductor básico produce menores interferencias electromagnéticas.

Este convertidor, como todo convertidor CC-CC, presenta los dos modos típicos de funcionamiento, conocidos como modos de funcionamiento ininterrumpido y discontinuo. La expresión de la relación entre sus tensiones de entrada y de salida, depende del modo de funcionamiento y se encuentra gobernada por el ciclo de trabajo  $\delta$ .

Para determinar las ecuaciones del régimen estacionario de la etapa de potencia del Convertidor de Cuk se adoptan los mismos criterios oportunamente adoptados para el estudio de los convertidores básicos en el ya mencionado apunte "Aplicaciones de la Conversión CC-CC, Fuentes Conmutadas".

a) En todos los casos se considera que el elemento de conmutación opera como una llave ideal a una frecuencia  $f$ , pasando instantáneamente de un estado de conducción ( **$R_{on} = 0$** ) a un estado de corte ( **$R_{off} = infinito$** ). Igualmente se consideran despreciables las caídas de las junturas del dispositivo de conmutación  **$Q$**  y del diodo  **$D$**  en polarización directa.

b) Dada la alternancia entre conducción y corte del dispositivo de conmutación, durante un período  **$T=1/f$** , existe un tiempo de conducción  **$tc$**  y un tiempo de no conducción  **$T- tc$** . Se define como ciclo de trabajo  $\delta$  a la relación entre tiempo de conducción  **$tc$**  y el período  **$T$** :

$$\delta = tc/T$$

c) Se considera que las inductancias no alcanzan nunca la condición de saturación, y que su resistencia es despreciable. En consecuencia, al encontrarse sometidas a tensiones continuas, su corriente crece o decrece linealmente. Ambas consideraciones se cumplen en implementaciones reales, donde las inductancias son diseñadas para que no saturen y la corriente es lineal dentro de márgenes de error despreciables.

d) Las inductancias, almacenan energía en su campo magnético cuando se encuentran conectadas a la red de alimentación, para por el contrario, devolverla a la carga en el período que se encuentren desconectadas de la misma. En régimen de operación permanente, la energía almacenada en el período de conducción debe ser igual a la entregada en el de no-conducción, resultando nulo el valor medio de su tensión durante un período  **$T$** .

e) En cuanto a las pérdidas presentes en los circuitos convertidores, éstas son debidas a los siguientes factores:

- Pérdidas en el elemento activo de conmutación cuando se encuentra en conducción.
- Pérdidas por conmutación en este dispositivo debido al pasaje del estado de conducción al de corte y viceversa.
- Pérdidas en el diodo cuando se encuentra en conducción.
- Pérdidas en la resistencia equivalente serie de los elementos inductivos y capacitivos.
- Pérdidas en los circuitos magnéticos

Estas pérdidas se consideran despreciables para los cálculos. Esta aproximación permite obtener expresiones sencillas que en la gran mayoría de los casos prácticos coinciden con los valores reales dentro de márgenes de error pequeños.

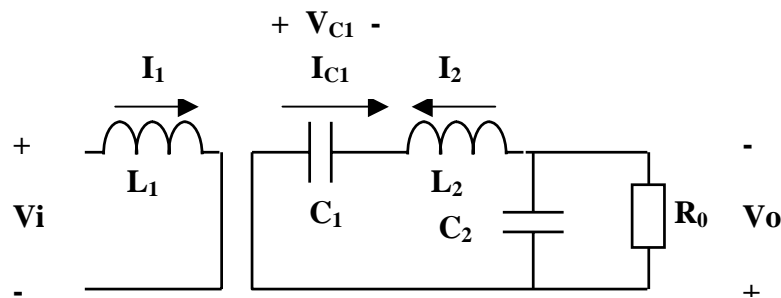
f) Dada la alta frecuencia de operación, junto con los elevados valores de capacidad del filtro de salida, el ripple resultante es muy pequeño, pudiéndose considerar para la mayoría de los cálculos que la tensión  $V_o$  de salida es constante.

Finalmente, para el caso particular del Convertidor de Cuk se agrega la consideración que debido a la elevada frecuencia de operación, la tensión en el capacitor  $C_1$  es constante.

Se analizan a continuación ambos modos de funcionamiento.

## 2.- Operación en modo de conducción ininterrumpida

En el período de conducción del dispositivo de conmutación comprendido entre  $0 < t < \delta T$ , el transistor  $Q$  conduce, incrementando la energía almacenada en la inductancia  $L_1$ . El diodo  $D$  queda inversamente polarizado por el capacitor  $C_1$ , quien transfiere su energía a la carga y al filtro de salida constituido por  $L_2$  y  $C_2$ . Reemplazando al transistor  $Q$  por un conductor y eliminado al diodo  $D$  por encontrarse cortado durante este intervalo, el circuito del Convertidor de Cuk representado en la **figura 2** puede reemplazarse por el circuito de la **figura 3**.



**Fig. 3**

Como las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  se encuentran sometidas a tensiones constantes, cuyos valores son  $V_i$  y  $V_{C1} - V_o$  respectivamente, la variación en sus corrientes durante este intervalo puede expresarse como:

$$\Delta I_1 = V_i \delta T / L_1$$

$$\Delta I_2 = (V_{C1} - V_o) \delta T / L_2$$

Durante el período de no conducción  $\delta T < t < T$ , el capacitor  $C_1$  recupera la carga entregada en el período anterior mientras el filtro de salida mantiene la corriente de carga. Durante el período de no conducción el circuito del Convertidor de Cuk puede ser representado como en la **figura 4**.

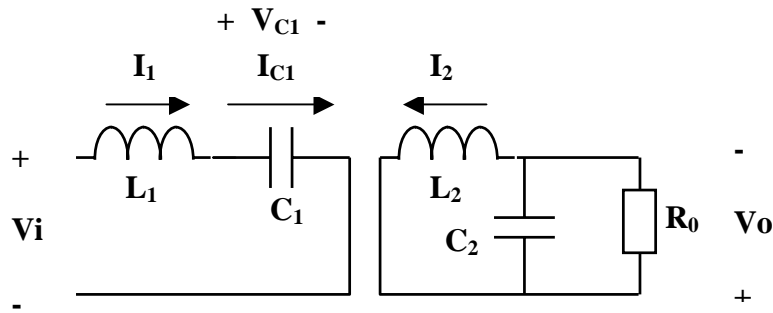


Fig. 4

Durante este intervalo, las expresiones de la variación de las corrientes en las inductancias resultan:

$$\Delta I_1 = (V_{C1} - V_i) (1 - \delta)T / L_1$$

$$\Delta I_2 = V_o (1 - \delta)T / L_2$$

Las gráficas de las corrientes en ambas inductancias y en el capacitor  $C_1$  se presentan en la **figura 5**. Dada la convención de los sentidos de las corrientes adoptada en las **figuras 3 y 4**, la corriente en el capacitor es la opuesta a  $I_2$  durante el intervalo de conducción e igual a  $I_1$  durante el resto del ciclo. Los valores de  $\Delta I_1$  y  $\Delta I_2$  son los calculados anteriormente, mientras que los valores mínimos de las corrientes en las inductancias  $I_{1m}$  e  $I_{2m}$  son una función directa de la carga soportada por el convertidor.

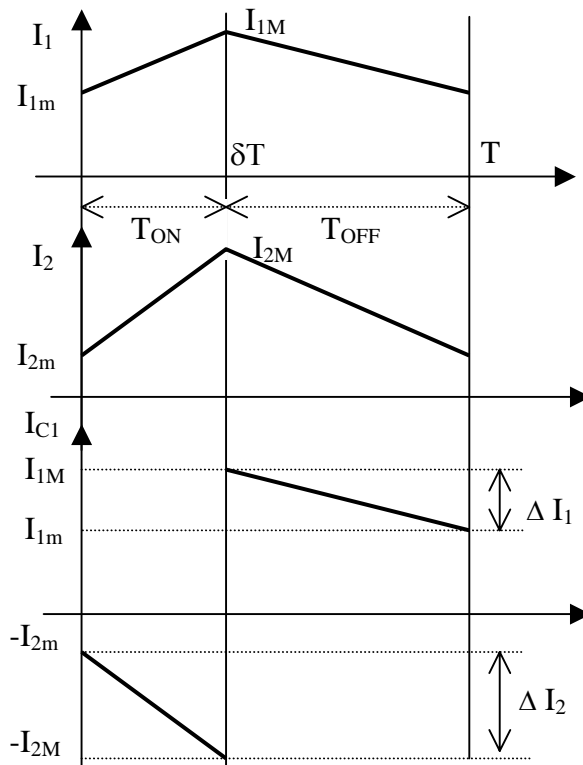
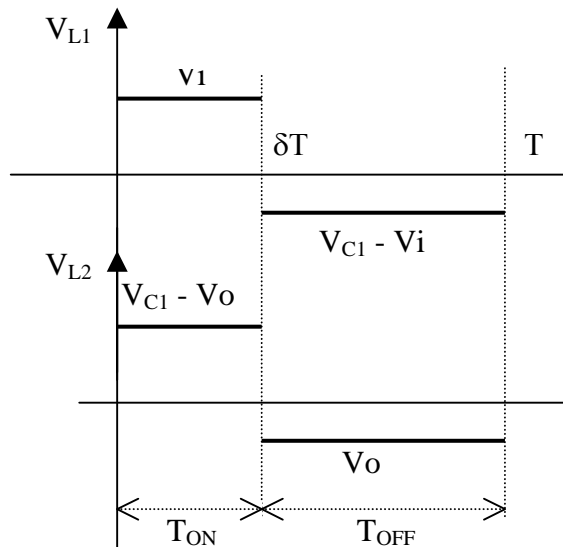


Fig. 5

Para hallar la relación entre las tensiones de entrada y salida del Convertidor de Cuk en modo de operación ininterrumpido, en la **figura 6** se grafican las tensiones en ambas inductancias durante los intervalos de conducción y de corte. Los valores de las tensiones se derivan de los circuitos de las **figuras 3 y 4**.



**Fig. 6**

Dado que el valor medio de tensión sobre una inductancia es nula, considerando las tensiones sobre  $L_1$  en la parte boost de entrada del Convertidor de Cuk debe satisfacerse:

$$V_i \delta T = (V_{C1} - V_i) (1 - \delta) T$$

De donde se obtiene:

$$V_{C1} = V_i / (1 - \delta)$$

Análogamente sobre la inductancia  $L_2$  de la sección buck de salida,:

$$(V_{C1} - V_o) \delta T = V_o (1 - \delta) T$$

Resultando

$$V_o = \delta V_{C1}$$

Combinando las expresiones de  $V_{C1}$  en función de  $V_i$  y de  $V_o$  en función de  $V_{C1}$  se obtiene

$$V_o/V_i = \delta [1 / (1 - \delta)] = \delta / (1 - \delta)$$

Se comprueba que para conducción ininterrumpida, la ganancia del Convertidor de Cuk es igual al producto de las ganancias de los convertidores boost y buck, y coincide con la expresión que vincula las tensiones de entrada y salida correspondiente al convertidor elevador/reductor o flyback

### 3.- Análisis del modo de conducción discontinuo

En el convertidor de Cuk, el modo de funcionamiento se encuentra determinado por la circulación total o parcial de corriente en el diodo **D** durante el período de corte del dispositivo de conmutación **Q**. En el modo de operación ininterrumpido hay circulación de corriente por el diodo **D** durante todo el intervalo de no conducción de **Q**. En el modo de conducción discontinuo la corriente en el diodo **D** se interrumpe al final del intervalo de no conducción. En las **figuras 3 y 4** puede observarse que durante el período de conducción las corrientes  $I_1$  e  $I_2$  por las inductancias circulan sumadas por el dispositivo **Q**, mientras que en el resto del período circulan sumadas por el diodo **D**. En la **figura 7** se han graficado en forma conjunta la corriente  $I_Q$  por el dispositivo de conmutación **Q** durante el tiempo  $\delta T$ , y la corriente  $I_D$  por el diodo **D** durante el resto del período. En el modo de operación ininterrumpido, estas corrientes suma de  $I_1$  e  $I_2$ , comienzan en un valor distinto de cero fijado por la carga del circuito y no se anulan nunca durante todo el período  $T$ . Para el modo de operación discontinuo, puede observarse que la corriente  $I_Q$  comienza de cero y la corriente  $I_D$  se anula durante  $T_2$ .

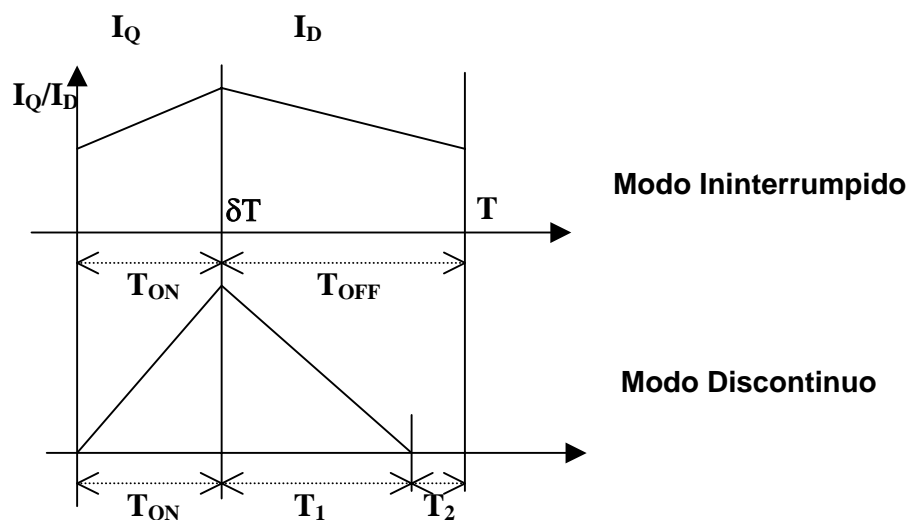
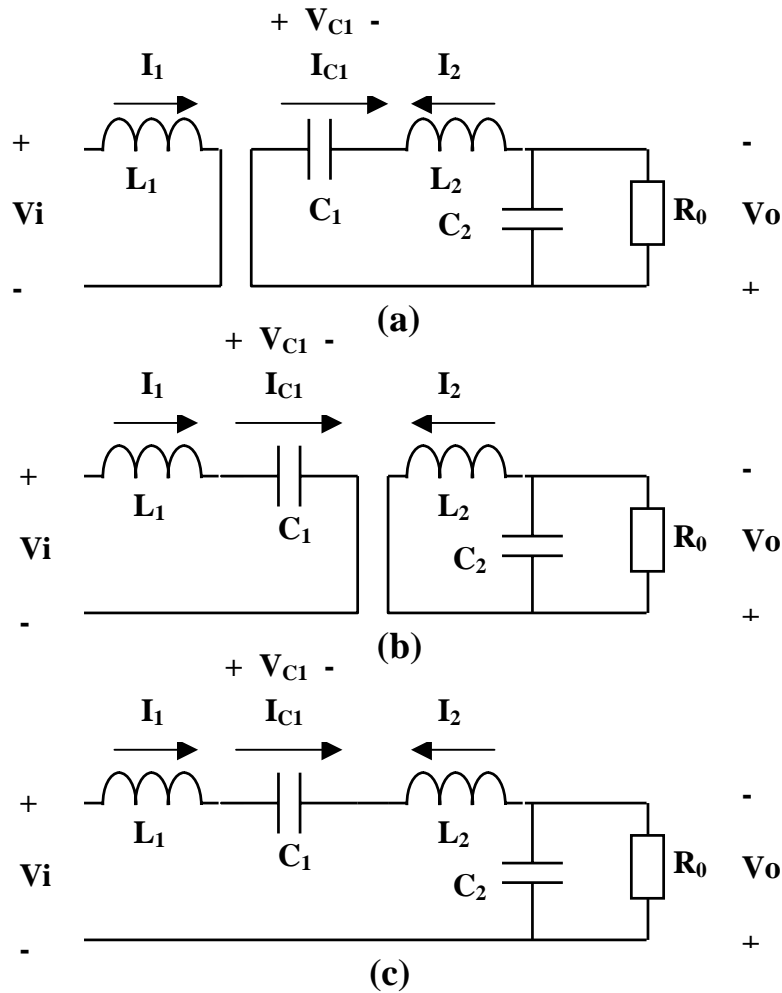


Fig. 7

En la **figura 8** se indican los circuitos correspondientes a los tres distintos funcionamientos en modo discontinuo, los que ocurren respectivamente durante los intervalos indicados como  $T_{ON}$ ,  $T_1$  y  $T_2$  de la **figura 7**. Las **figuras 8 (a) y (b)**, representan la operación del convertidor durante los tiempos  $T_{ON}$  y  $T_1$ . Coinciden con los circuitos presentados en las **figuras 3 y 4**, ya que durante estos lapsos se produce la conducción de **Q** y **D** respectivamente, independientemente del modo de funcionamiento. El tercer circuito, **figura 8 (c)**, es propio del modo de funcionamiento discontinuo y se corresponde con la operación del convertidor durante el intervalo  $T_2$  cuando se interrumpe la corriente por el diodo **D** al final del período de no conducción.





**Fig. 8**

En los tres circuitos siempre se satisface la condición:

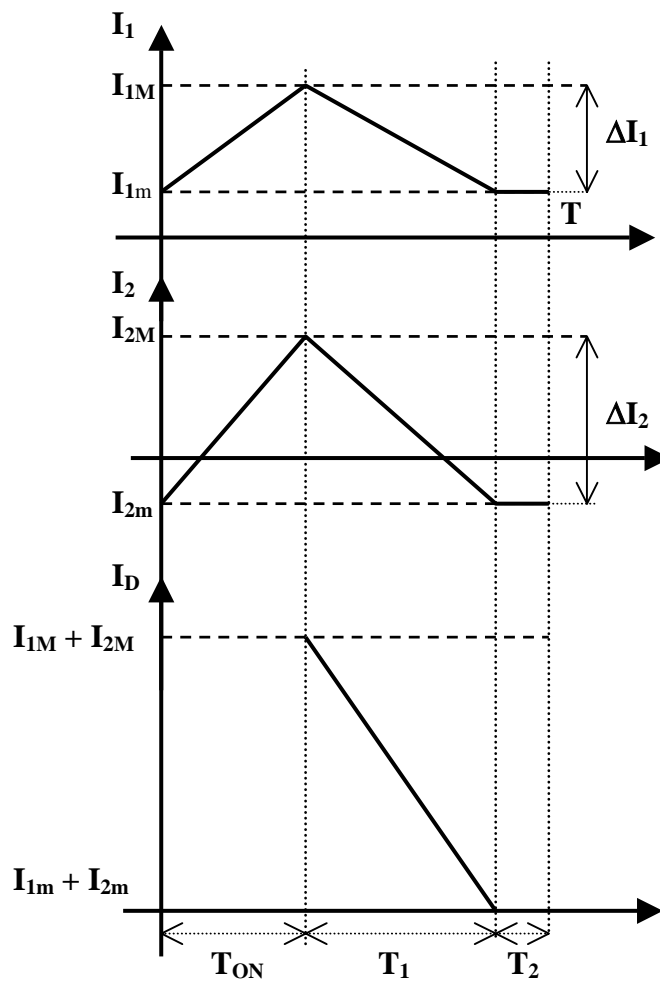
$$V_{L1} + V_{C1} - V_{L2} = V_i + V_o$$

Durante el intervalo  $T_{ON}$  (**figura 8a**), la corriente  $I_1$  por la inductancia  $L_1$  se cierra por el dispositivo de conmutación  $Q$ , y crece en forma lineal tal que  $V_{L1} = L_1 \Delta I_1 / T_{ON}$ , con igual signo que  $V_{C1}$ . En el mismo lapso, la corriente  $I_2$  por la inductancia  $L_2$  también se cierra por el dispositivo de conmutación  $Q$  creciendo en forma lineal con una tensión  $V_{L2} = L_2 \Delta I_2 / T_{ON}$ , de signo opuesto a  $V_{C1}$ .

Al cortarse el dispositivo de conmutación (**figura 8b**), y durante el intervalo  $T_1$ , se invierten las tensiones en ambas inductancias, por lo que sus corrientes  $I_1$  e  $I_2$  decrecen a partir del máximo valor alcanzado al final de  $T_{ON}$  y circulan ahora sumadas por el diodo  $D$ . Para el modo de operación discontinuo, al finalizar  $T_1$  se satisface que  $I_1 = -I_2$ , por lo que la suma de las corrientes es cero, anulándose la corriente por el diodo.

A partir de ese instante el diodo **D** se abre y una misma corriente circula por ambas inductancias (**figura 8c**). Como  $V_{C1}$  se considera constante a los fines del presente cálculo, esta corriente no puede variar en el tiempo, dado que las tensiones en ambas inductancias serían de igual signo y ya no podrían oponerse como sucede en los casos de conducción ininterrumpida o durante el intervalo  $T_1$  de conducción discontinua. En consecuencia la corriente por las inductancias y el capacitor  $C_1$  es constante e igual a la existente al finalizar el intervalo  $T_1$ .

La gráfica de las corrientes  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_D$  durante los intervalos  $T_{ON}$ ,  $T_1$  y  $T_2$  se indican en la **figura 9**.



**Fig. 9**

En forma independiente del modo de conducción, la tensión en la inductancia  $L_1$  es siempre igual a  $V_i$  durante el período  $T_{ON}$  que el dispositivo de conmutación  $Q$  conduce. Al cortarse  $Q$ , y durante  $T_1$  - tiempo durante el cual la corriente en el diodo no es nula - esta tensión pasa a ser igual a  $V_{C1} - V_i$

Análogamente, la tensión en la inductancia  $L_2$  es siempre igual a  $V_{C1} - V_o$ , durante la conducción del dispositivo  $Q$  e igual a  $V_o$  mientras éste se encuentre cortado y la corriente en el diodo no se anule.

Como el valor medio de la tensión en una inductancia debe ser nulo, pueden plantearse las siguientes ecuaciones:

Para la inductancia  $L_1$ :

$$V_i T_{ON} = (V_{C1} - V_i) T_1$$

$$V_i = V_{C1} T_1 / (T_{ON} + T_1)$$

Para la inductancia  $L_2$ :

$$(V_{C1} - V_o) T_{ON} = V_o T_1$$

$$V_o = V_{C1} T_{ON} / (T_{ON} + T_1)$$

Sumando las expresiones de  $V_i$  y  $V_o$ :

$$V_{C1} = V_i + V_o$$

Esta expresión fija el valor del capacitor  $C1$  para todos los modos de operación, ya que si bien dicha expresión se dedujo a partir de los valores de tensión sobre la inductancia  $L_1$  para el modo de operación discontinuo, en caso de operación con corriente ininterrumpida se obtiene la misma expresión, dado que para este modo de operación es  $T_1 = (1 - \delta) T$

A partir de las consideraciones anteriores puede hallarse la expresión de la relación entre las tensiones de entrada y salida del Convertidor de Cuk en modo de operación discontinuo.

Partiendo de la expresión ya utilizada correspondiente al valor medio nulo de tensión en  $L_1$ :

$$V_i T_{ON} = (V_{C1} - V_i) T_1$$

Reemplazando  $V_{C1}$  por el valor hallado y utilizando la igualdad  $T_{ON} = \delta T$  se obtiene una expresión inicial de la ganancia del Convertidor de Cuk para el modo de funcionamiento discontinuo en función de  $T_1$ :

$$V_i \delta T = V_o T_1$$

$$V_o / V_i = \delta T / T_1$$

Como se observa de la **figura 9**, durante  $T_1$  circula la corriente  $I_D$  por el diodo  $D$ , cuyo valor medio es:

$$I_D = (I_{1M} + I_{2M}) T_1 / 2T$$

Como  $I_{1m} = -I_{2m}$ , la expresión anterior puede describirse como:

$$I_D = (\Delta I_1 + \Delta I_2) T_1 / 2T$$

Despejando el valor de  $T_1$

$$T_1 = 2 T I_D / (\Delta I_1 + \Delta I_2)$$

Por encontrarse las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  sometidas respectivamente a las tensiones constantes  $V_i$  y  $V_{C1} - V_o$  durante el  $T_{ON} = \delta T$ , los incrementos de las corrientes son los siguientes:

$$\Delta I_1 = V_i \delta T / L_1$$

$$\Delta I_2 = (V_{C1} - V_o) \delta T / L_2$$

Utilizando estas expresiones y el valor de  $V_{C1} = V_i + V_o$  se determina el valor de  $T_1$ :

$$T_1 = 2 T I_D / V_i \delta T (1 / L_1 + 1 / L_2)$$

Finalmente, utilizando el valor obtenido de  $T_1$  en la expresión inicial de la ganancia  $V_o / V_i$  obtenida con anterioridad, la expresión de la ganancia del Convertidor de Cuk para el modo de funcionamiento discontinuo resulta igual a:

$$V_o / V_i = V_i \delta^2 T (1 / L_1 + 1 / L_2) / 2 I_D$$

#### 4.- Condición límite entre los dos modos de funcionamiento

El convertidor opera en modo ininterrumpido si la corriente en el diodo  $D$  no se anula al final del ciclo de no conducción del dispositivo de conmutación  $Q$ . Esta condición puede expresarse mediante la siguiente desigualdad:

$$I_{Dm} = I_{1m} + I_{2m} \geq 0$$

Como el objetivo es determinar la condición que fija el límite del modo de operación ininterrumpido, hasta alcanzar esta condición límite valen las expresiones de las corrientes y tensiones en dicho modo. En particular, utilizando las expresiones de las corrientes en las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  durante el período de no conducción  $T - T_{ON}$ , la desigualdad anterior puede ser rescrita como:

$$I_{1M} - (V_{C1} - V_i) (T - T_{ON}) / L_1 + I_{2M} - V_o (T - T_{ON}) / L_2 \geq 0$$

Utilizando  $V_{C1} = V_i + V_o$  y resolviendo se obtiene:

$$(I_{1M} + I_{2M}) L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \geq V_o (T - T_{ON})$$

Para la condición límite entre conducción ininterrumpida y discontinua  $I_{Dm} = I_{1m} + I_{2m} = 0$ , y los valores medios  $I_1$  e  $I_2$  de las corrientes en las inductancias aún satisfacen:

$$I_1 = (I_{1m} + I_{1M}) / 2$$

$$I_2 = (I_{2m} + I_{2M}) / 2$$

Resultando:

$$I_{1M} + I_{2M} = 2 (I_1 + I_2)$$

Reemplazando en la última desigualdad la expresión de la suma de los valores medios, se obtiene:

$$2 (I_1 + I_2) L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \geq V_o (T - T_{ON})$$

Como la corriente media en el capacitor  $C_1$  debe ser es nula, de la **figura 5** correspondiente a la gráfica de la corriente en  $C_1$  durante el período  $T$ , puede plantearse la siguiente igualdad:

$$\frac{1}{2} (I_{2m} + \Delta I_2) \delta = \frac{1}{2} (I_{1m} + \Delta I_1) (1 - \delta)$$

$$(I_{1m} + \Delta I_1) / (I_{2m} + \Delta I_2) = I_1 / I_2 = \delta / (1 - \delta)$$

Como a su vez la expresión de la ganancia para conducción ininterrumpida,  $V_o / V_i = \delta / (1 - \delta)$ , continúa siendo válida para la condición límite, la expresión anterior puede ser rescrita como:

$$I_1 / I_2 = V_o / V_i$$

Utilizando esta expresión en la última desigualdad planteada, y considerando que  $V_o = I_2 R_o$  y  $(T - T_{ON}) = (1 - \delta) T$ , se obtiene la siguiente desigualdad que asegura la operación en modo ininterrumpido de un Convertidor de Cuk:

$$2 L_1 L_2 / (L_1 + L_2) R_o T \geq (1 / 1 + V_o / V_i)^2$$

De la expresión anterior puede derivarse el valor de la mínima resistencia de carga  $R_o$  que asegure este modo de operación:

$$R_o \leq 2 L_1 L_2 / (L_1 + L_2) T (1 / 1 + V_o / V_i)^2$$

## 5.- Consideraciones de diseño

El análisis anterior permite seleccionar los valores adecuados de los componentes pasivos del convertidor de acuerdo a las siguientes especificaciones:

- 1) Elección del modo de funcionamiento del convertidor
- 2) Ripple admisible de las corrientes de entrada y salida
- 3) Ripple admisible de la tensión de salida

La condición límite entre los dos modos de funcionamiento establece la primera relación que deben cumplir los parámetros del convertidor según sea el modo elegido. La elección de este modo de funcionamiento responde a requisitos de comportamiento dinámico, que se encuentra fuera del alcance de este apunte.

Una segunda relación la determina los ripples de las corrientes de entrada y de salida de acuerdo a las expresiones halladas en el caso continuo, y a expresiones similares en el caso discontinuo.

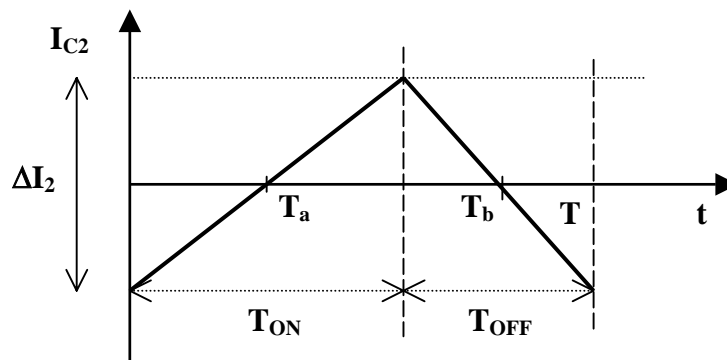
Una condición mas restrictiva viene impuesta por el máximo ripple permitido de la tensión de salida, el cual establece el criterio de elección de la frecuencia de resonancia del filtro LC de salida. La determinación del ripple de la tensión salida  $V_o$  se efectúa en todos los casos de forma análoga al procedimiento indicado a continuación, aplicado aquí al modo de conducción continua.

En primer lugar se determina la corriente  $I_{C2}$  en el condensador de salida o la componente alterna de la corriente de salida, cuya forma de onda se grafica en la **figura 10**. La forma triangular de la corriente por el capacitor  $C_2$  se debe a la variación lineal de la corriente en la inductancia  $L_2$  y al presupuesto de corriente  $I_o$  por la carga de valor constante. En consecuencia:

$$I_{C2} = I_{L2} - I_o$$

Por lo que

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2}$$



**Fig. 10**

Partiendo de  $I_{C2}$  puede obtenerse el ripple de salida pico a pico  $\Delta V_o$

$$\Delta V_o = 1 / C_2 \int_{T_a}^{T_b} I_{C2}(t) dt$$

Los cambios en la carga del capacitor  $C_2$  se encuentran representados por las áreas por encima (carga) y por debajo (descarga) de la forma triangular de la corriente representada en la **figura 10**. Considerando el área triangular encerrada por la corriente  $I_{C2}$  por encima del eje de tiempos y que debe satisfacerse que  $T_b - T_a = T/2$ :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \Delta I_{C2} / 2 T / 2 = T \Delta I_{C2} / 8$$

$$\Delta V_o = \Delta Q / C = T \Delta I_{C2} / 8 C_2$$

Como  $\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2} = V_o (1 - \delta) T / L_2$ , reemplazando en la expresión anterior

$$\Delta V_o = T^2 V_o (1-\delta) / 8 C_2 L_2$$

Considerando la variación porcentual de la tensión de ripple de salida:

$$\Delta V_o / V_o = T^2 (1-\delta) / 8 C_2 L_2$$

Para un ripple de salida del 1% de  $V_o$ , siendo  $f = 1/T$  y considerando la frecuencia de oscilación natural  $\omega_2$  del filtro de salida,  $\omega_2^2 = (2\pi f)^2 = 1 / C_2 L_2$ :

$$0,01 = (1-\delta) (2\pi f_2)^2 / 8 f^2$$

$$(2\pi f_2)^2 / f^2 = 0,08 / (1-\delta)$$

Para un ciclo de trabajo del 50% se obtiene:

$$f_2 / f \leq 0,06$$

Si el ciclo de trabajo es superior a 0,5, la cota anterior se aproximará a  $10^{-1}$ . En el caso de un ciclo de trabajo inferior a 0,5, se aproximará a  $10^{-2}$ .

De lo anterior se concluye que la frecuencia de oscilación natural  $f_2$  del filtro de salida deberá encontrarse entre una y dos décadas por debajo de la frecuencia de conmutación  $f$ .

## 6.- Conclusiones

El presupuesto de tensiones de entrada y de salida constantes, y la consideración de valores medios nulos de tensión y corriente en inductancias y condensadores respectivamente, constituyen las claves del análisis en régimen estacionario de un convertidor conmutado CC-CC. Se ha aplicado esta técnica al análisis de los dos métodos de conducción del Convertidor de Cuk, poniendo de manifiesto:

### a) Corriente ininterrumpida:

- ✓ La ganancia de continua es igual al producto de las ganancias de los convertidores básicos elevador y reductor, y en consecuencia es igual al del convertidor elevador/reductor o flyback.
- ✓ Al igual que el convertidor elevador/reductor, la tensión de salida de una etapa no aislada es de signo opuesto a la tensión de entrada
- ✓ Las corrientes de entrada y de salida no son pulsantes
- ✓ La corriente en el condensador  $C_1$  es pulsante
- ✓ El ripple de la tensión de salida es de forma parabólica e inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia.

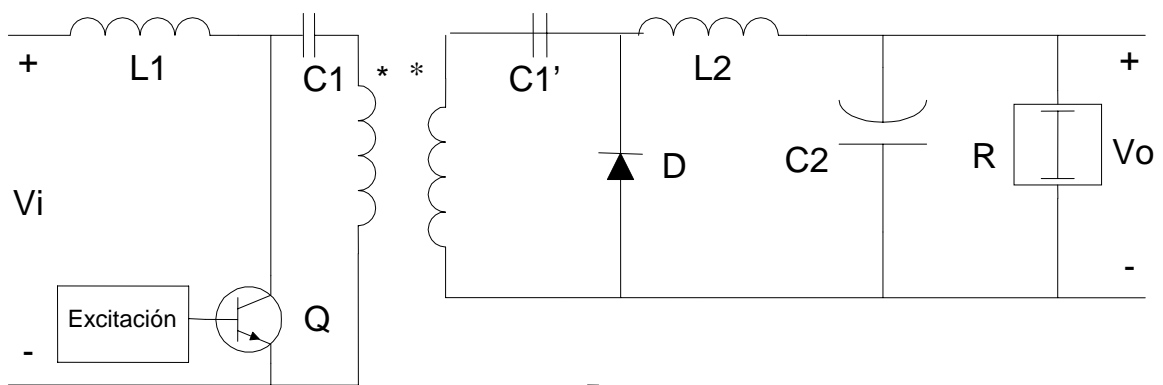
### b) Corriente discontinua:

- ✓ El funcionamiento en modo discontinuo ocurre con el aumento del período, o de la resistencia de carga, o con ambos, tal como predice la expresión hallada.
- ✓ La ganancia en continua es una expresión no lineal que resulta dependiente de la tensión de entrada.

Las expresiones resultantes permiten, además de la obtención del valor de las variables de estado en régimen estacionario, el diseño de la etapa de potencia del regulador para funcionamiento en cualquiera de los dos modos.

## 7.- Convertidor de Cuk Aislado

En la **figura 11** se incluye el circuito de un convertidor de Cuk aislado



**Fig. 11**

Este circuito opera en forma equivalente al convertidor de Cuk básico, con el capacitor dividido en dos, uno en serie con la entrada y otro con la salida. La presencia de estos capacitores, al encontrarse en serie con los arrollamientos primario y secundario, previene la existencia de corrientes continuas que puedan producir la saturación del núcleo.

Si el transformador se encuentra magnéticamente acoplado a las dos inductancias, es teóricamente posible ajustar a cero el ripple de las corrientes de entrada y salida.