

5.1 - EMULADOR RESISTIVO Ó PRE-REGULADOR DEL FACTOR DE POTENCIA

Todo equipo electrónico tienen, en general, como etapa de entrada un rectificador de onda completa con un filtro capacitivo, mostrado por la Fig. 5.1a.

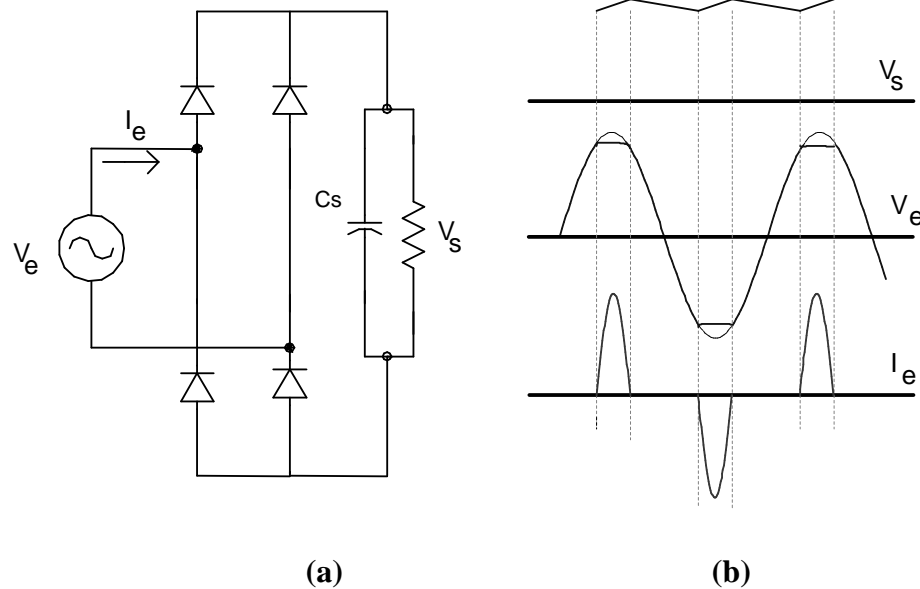


Fig. 5.1

Este circuito tiene innumerables ventajas, principalmente por su robustez.

Sin embargo presenta importantes limitaciones:

- El voltaje de salida siempre será el valor máximo de entrada y tendrá superpuesta una ondulación de 100 ó 120Hz, dependiendo si la red es de 50 o 60 Hz.
- La forma de onda de la corriente de entrada es pulsada con un alto contenido armónico (llegando hasta 100%), y produciendo con esto un bajo factor de potencia ($\sim 0,6$).

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

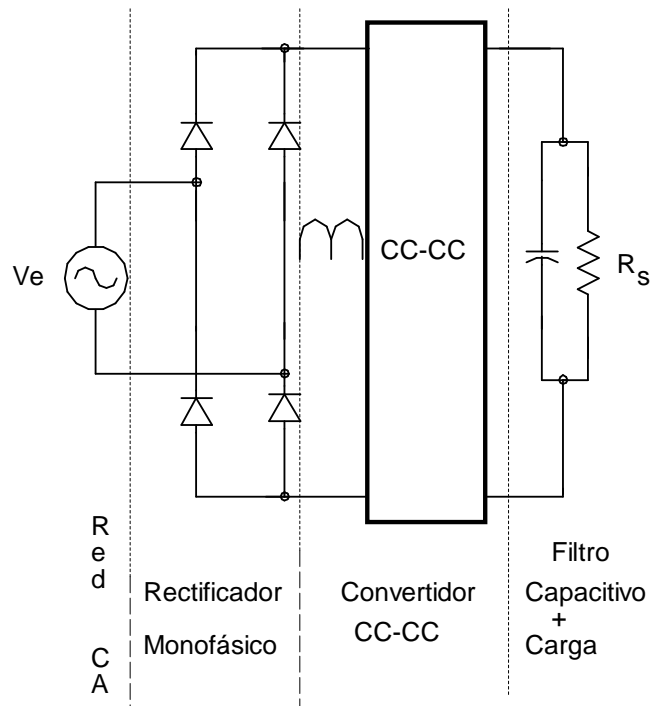


Fig. 5.2

Diversas soluciones han sido experimentadas principalmente basadas en filtros pasivos que son adicionados al circuito.

La solución considerada más apropiada es presentada en la Fig. 5.2. Que es la inserción, entre el puente de diodos y el filtro de salida, de una etapa prereguladora. Esta función es realizada por un convertidor continua-continua, el cual controlara la corriente de entrada, de modo que tenga un formato sinusoidal rectificado, además de controlar el voltaje de salida.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.1 - Emulador resistivo ocupando el convertidor CC-CC elevador (Boost converter) en conducción continua

Este convertidor tiene las siguientes características:

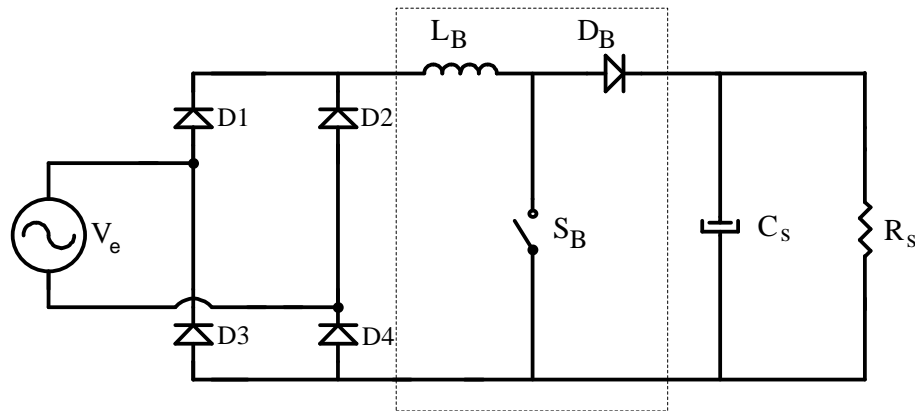


Fig. 5.3

Ventajas:

- ☐ Tiene un inductor de entrada que absorbe las variaciones bruscas de la red, no afectando al restante del circuito.
- ☐ Interruptor con referencia a tierra
- ☐ Los esfuerzos de voltaje y corriente sobre los interruptores son menores que en otros convertidores.
- ☐ Y finalmente cuando es utilizado en conducción continua, las exigencias de filtros para interferencia electromagnética (EMI) son minimizadas.

Desventajas:

- ☐ El voltaje de salida siempre debe ser mayor que el valor máximo de la tensión de red.
- ☐ No es posible una versión simple con aislamiento galvánico.
- ☐ Y finalmente, no admite protecciones de ningún tipo, debido a la posición relativa del interruptor no se consigue la interrupción de la corriente entre entrada y salida.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

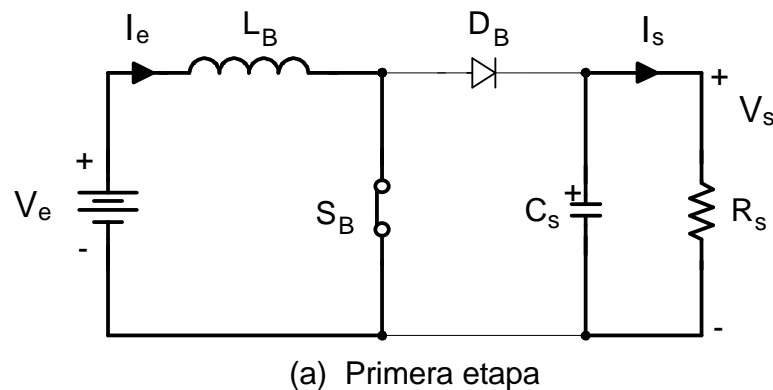


Fig. 5.4

5.1.1.1 - Desarrollo del circuito trabajando como CC-CC - Etapas de operación

El análisis de la operación en el modo de conducción continua es realizada en régimen permanente.

1^{era} Etapa ($t_0 < t < t_1$)

La variación de la corriente en el inductor, durante este intervalo es expresado como:

$$\Delta I_{L_f} = I_M - I_m = \frac{V_e}{L_B} \cdot t_{on} \quad (5.1)$$

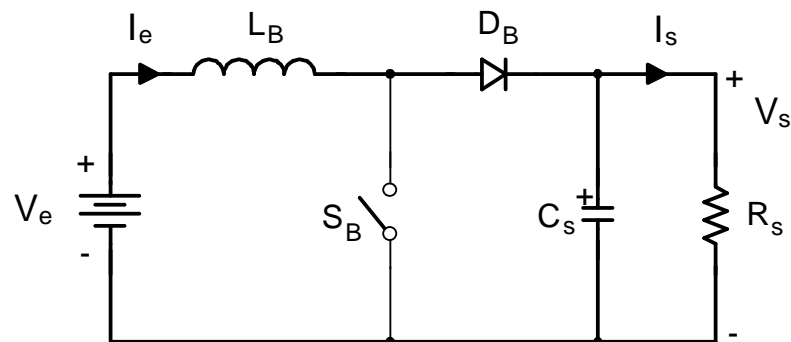
El tiempo de duración de la etapa es: $t_{on} = D \cdot T_s$

Definiendose:

D como razón cíclica del interruptor

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



(b) Segunda etapa

Fig. 5.5

2^{da} Etapa ($t_1 < t < t_2$)

La circulación de corriente en el circuito es mostrada por la Fig. 5.5. La variación de corriente en el inductor, durante el intervalo en que el interruptor permanece abierto es dado por:

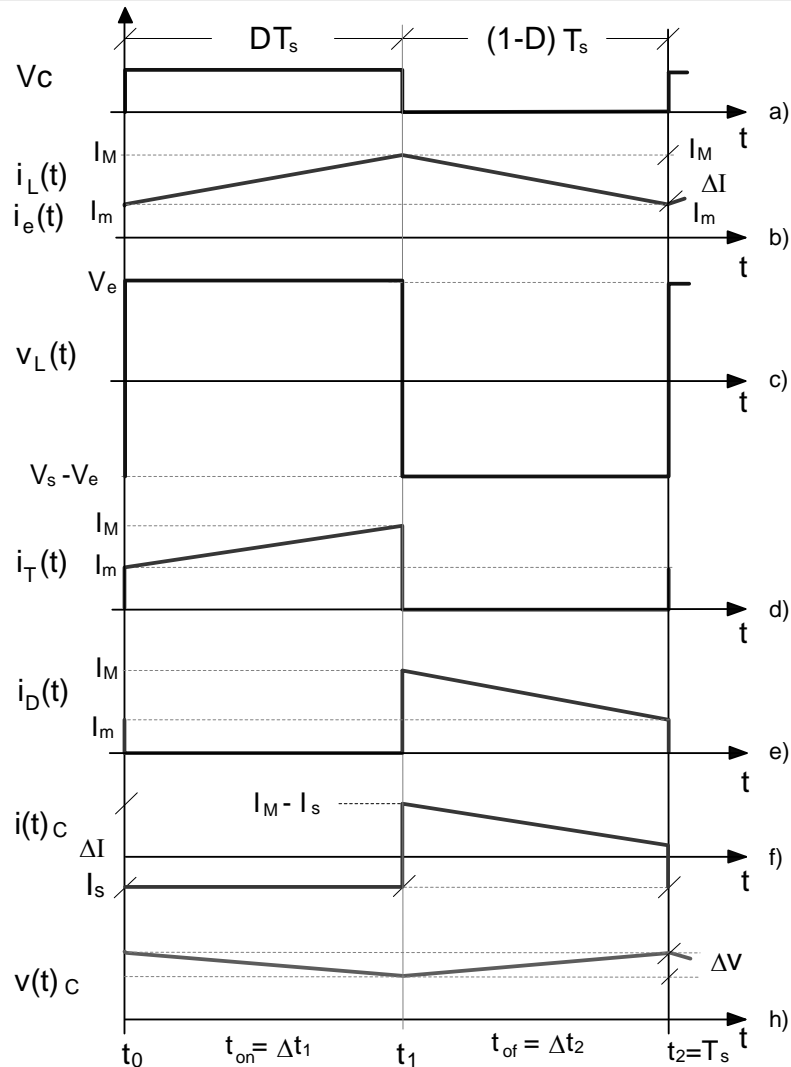
$$\Delta I_{L_B} = I_M - I_m = \frac{(V_s - V_e)}{L_B} \cdot t_{of} \quad (5.2)$$

El tiempo de duración de la segunda etapa es :

$$t_{of} = (1 - D) \cdot T_s \quad (5.3)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



Las principales formas de onda de voltaje y corriente en los elementos del convertidor, trabajando en conducción continua, son mostrados en la Fig. 5.6.

Fig. 5.6

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

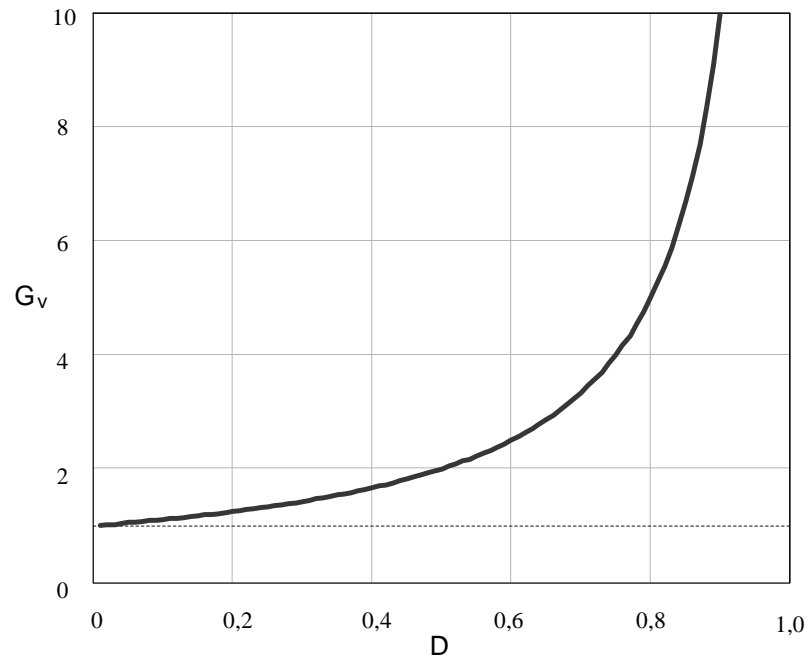


Fig. 5.7

Ganancia estática

La ganancia estática (o característica de transferencia) del convertidor es obtenida igualando las ecuaciones de variación de corriente en el inductor L_B en ambas etapas de operación.

$$\Delta I_{L_f} = \Delta I_{L_a} \quad (5.4)$$

reemplazando las variaciones en la ecuación se obtiene:

$$\frac{V_e}{L} \cdot t_{on} = \frac{(V_s - V_e)}{L} \cdot t_{of} \quad (5.5)$$

sustituyendo los tiempos:

$$\frac{V_e}{L} \cdot D \cdot T_s = \frac{(V_s - V_e)}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (5.6)$$

simplificando:

$$V_e \cdot D = (V_s - V_e) \cdot (1 - D) \quad (5.7)$$

La Fig. 5.7 muestra la función de transferencia en función de la razón cíclica. Notese que el convertidor solo opera como elevador de tensión.

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.8)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.1.2 - Principio de funcionamiento como emulador resistivo en conducción continua

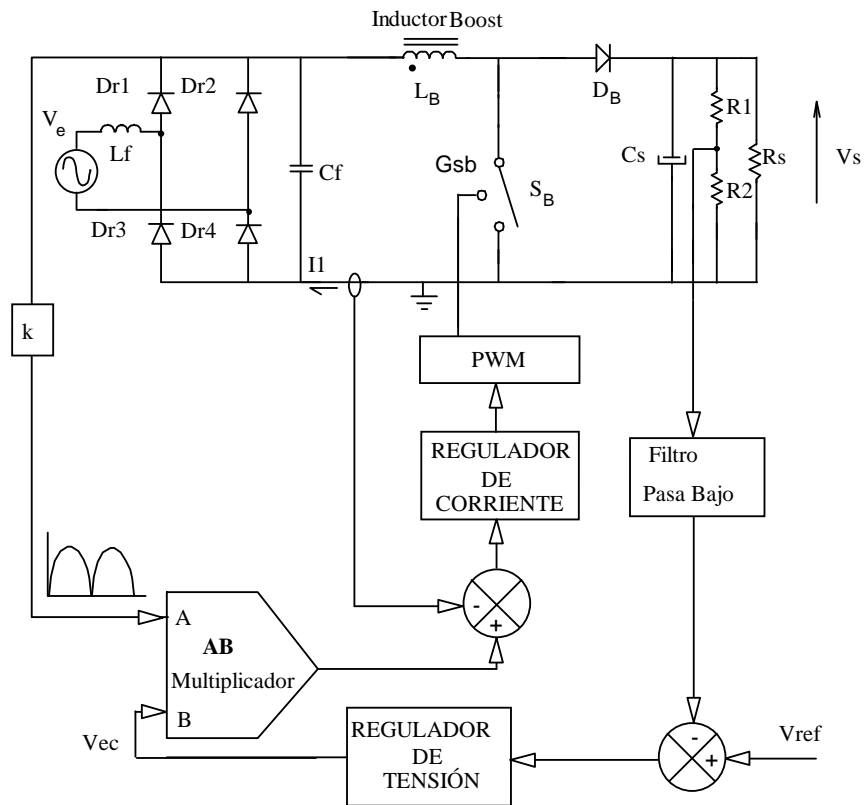


Fig. 5.8

Para ser considerado emulador resistivo, el convertidor debe cumplir los siguientes requisitos :

- ☐ La corriente de entrada debe ser sinusoidal
- ☐ El voltaje continuo de salida debe ser controlado.

Estos requisitos son satisfechos a través de la realización física de un lazo de control de corriente de entrada, con referencia sinusoidal rectificada y a través de un lazo de tensión externo regulando el voltaje de salida en el valor deseado.

Este tipo de control es conocido como control con multiplicador. El esquema básico es mostrado en la Fig. 5.8.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.1.2.1 - Análisis del convertidor Boost como emulador resistivo en conducción continua

El valor de la inductancia debe ser calculado en función de la variación máxima de corriente. Se sabe, por el análisis anteriormente visto, funcionamiento CC-CC, que su característica de transferencia es:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (5.9)$$

Sin embargo para este caso, el voltaje de entrada es variable, $V_e = V_p \cdot \text{sen}(\omega t)$, sustituyendo esto en la ecuación anterior y resolviendo para la razón cíclica, se tiene:

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_p \cdot \text{sen} \omega t}{V_s}, \quad \text{para } 0 \leq \omega t \leq 180^\circ \quad (5.10)$$

La expresión anterior define el ciclo de servicio (D) para un periodo completo de funcionamiento del convertidor elevador, equivalente a medio periodo de red.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

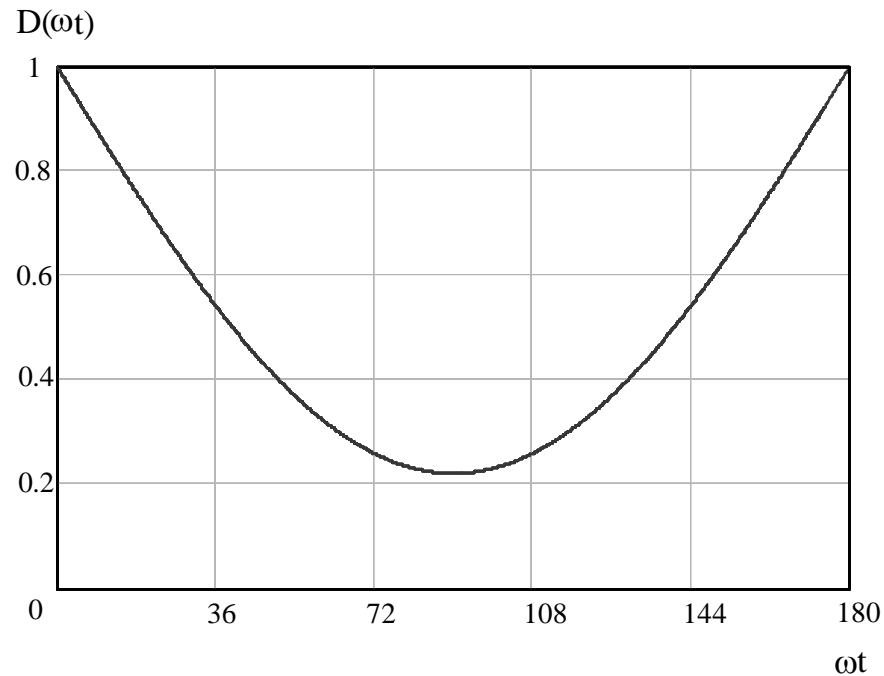


Fig. 5.9

La Fig. 5.9 muestra la razón cíclica variable, para los siguientes valores: $V_P = 311V$ y $V_S = 400V$.

A) Cálculo de la ondulación de corriente

Para la 1^{era} etapa, es decir cuando S_B esta cerrado, se tiene:

$$V_P \cdot \sin(\omega t) = L_B \cdot \frac{di}{dt} \quad (5.11)$$

integrando :

$$\Delta I(\omega t) = \frac{V_P \cdot \sin(\omega t)}{L_B} \cdot \Delta t_1 \quad (5.12)$$

Pero se sabe que: $\Delta t_1 = D(\omega t) \cdot T_S$,

además:

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_P \cdot \sin \omega t}{V_S} \quad (5.13)$$

entonces:

$$\Delta I(\omega t) = \frac{V_P \cdot \sin(\omega t)}{L_B} \cdot T_S \cdot \left(1 - \frac{V_P \cdot \sin(\omega t)}{V_S} \right) \quad (5.14)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

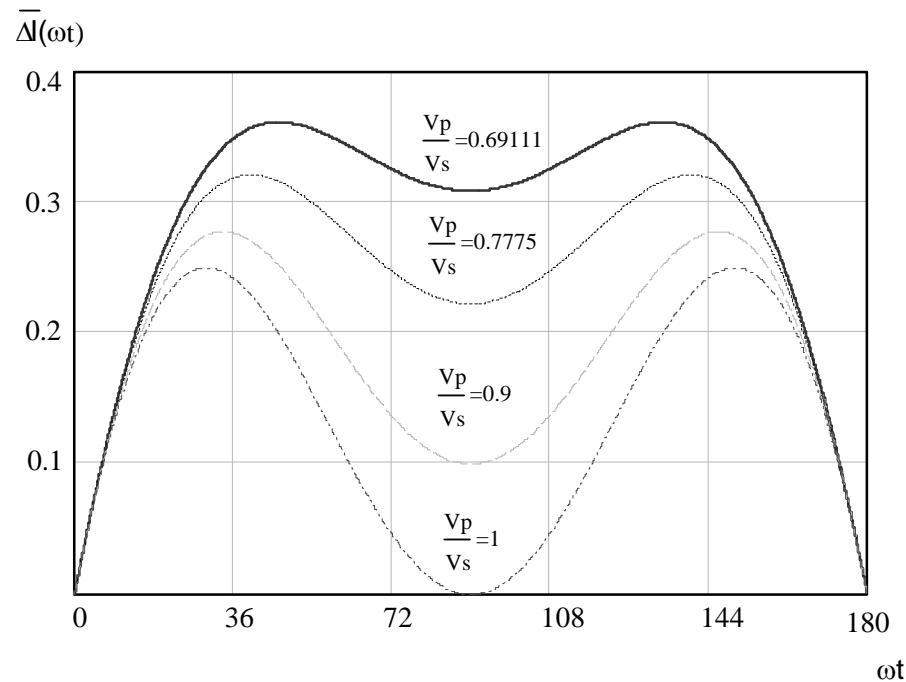


Fig. 5.10

Normalizando se tiene que:

$$\overline{\Delta I}(\omega t) = \frac{\Delta I \cdot L_B}{V_P \cdot T_S} = \text{sen}(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{V_P \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_S} \right) \quad (5.15)$$

Se observa, a través de la Fig. 5.10, que la ondulación en el inductor L_B varía con el tiempo, ya que F_S es constante.

De la curva observamos que para $V_S=400V$ ($V_p/V_s=0.7775$) las máximas ondulaciones son para ωt igual a 40° y 140° donde $\Delta I(\omega t) \approx 0,32$. La inductancia siempre se especifica para el valor de ondulación máximo, entonces:

$$L_B = \frac{\overline{\Delta I}(\omega t) \cdot V_P}{\Delta I_{\max} \cdot F_S} = \frac{0.32 \cdot V_P}{\Delta I_{\max} \cdot F_S} \quad (5.16)$$

El condensador de salida se puede calcular como [13]:

$$C_S > \frac{P_S}{2\pi \cdot 100 \cdot V_S \cdot \Delta V} \quad (5.17)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.1.2.2 - Tipos de control para conducción continua

Para los sistemas monofásicos se emplean esencialmente tres filosofías distintas de control como son:

- a) Control con histéresis variable o fija.
- b) Control de la corriente máxima, y
- c) Control por corriente media del inductor

En este curso solamente se especificara el último de los controles nombrados, debido a que su uso está masificado, existiendo inclusive varios circuitos integrado dedicados (el más conocido es el 3854 de la Unitrode) para este control.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

A) Control con histéresis variable

El lazo de control obliga que el valor de la corriente de entrada, se mantenga siempre dentro de una banda de histéresis (ΔH), limitado por dos sinusoides rectificadas en fase, mostrado por la Fig. 5.11.

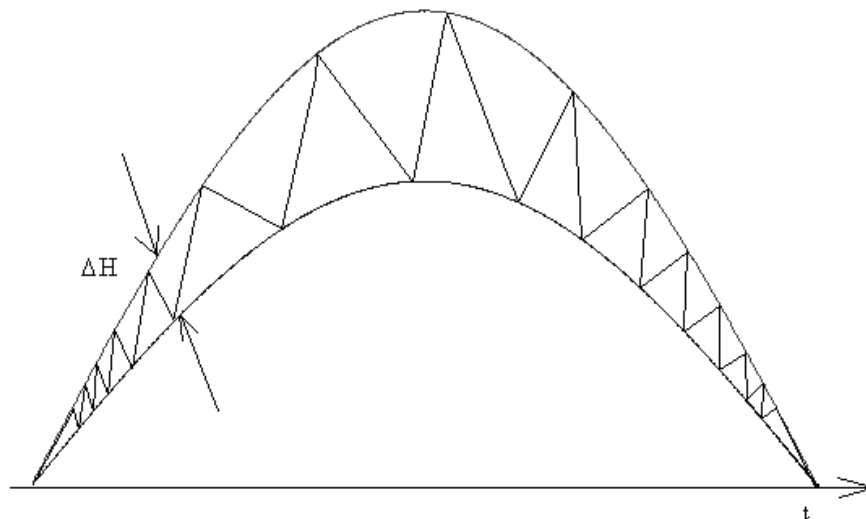


Fig. 5.11

Las características son:

Ventajas

- ☐ La corriente de entrada tiene un valor medio sinusoidal.
- ☐ Facilidad de implementación.

Desventajas

- ☐ Tiene frecuencia de conmutación variable.
- ☐ Y la frecuencia tiende a valores muy altos en los momentos en que la banda de histéresis se estrecha.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

B) Control de la corriente máxima

En este caso el control obliga que el valor máximo de la corriente de entrada, en cada ciclo de conmutación, siga a la referencia sinusoidal rectificada. La Fig. 5.12 muestra el desarrollo de ambas corrientes.

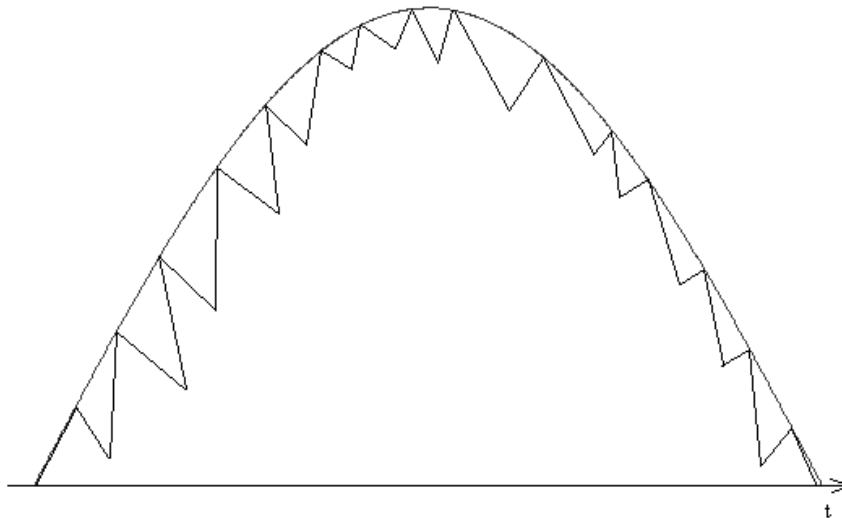


Fig. 5.12

Las características de este control son:

Ventajas

- ☐ Trabaja con frecuencia de conmutación constante.
- ☐ Tiene una implementación menos compleja.

Desventaja

- ☐ No genera un valor medio de la corriente estrictamente sinusoidal.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

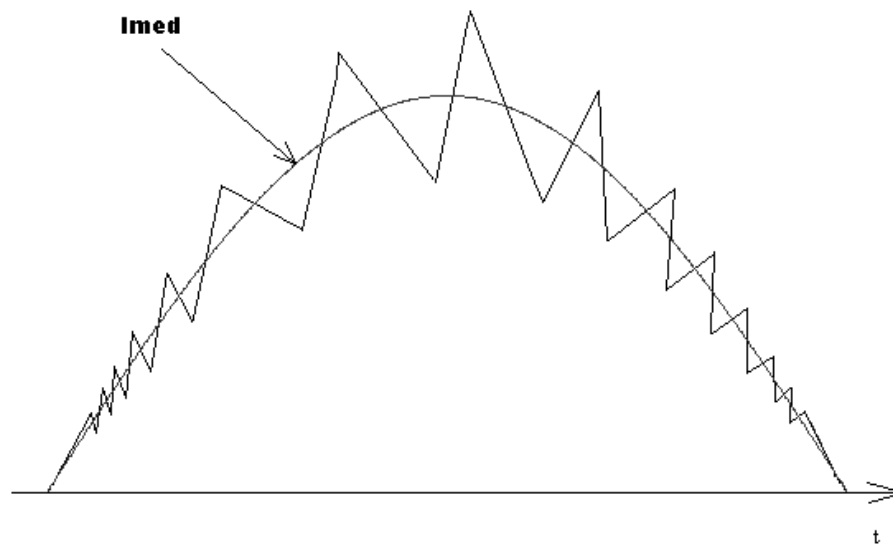


Fig. 5.13

C) Control por corriente media

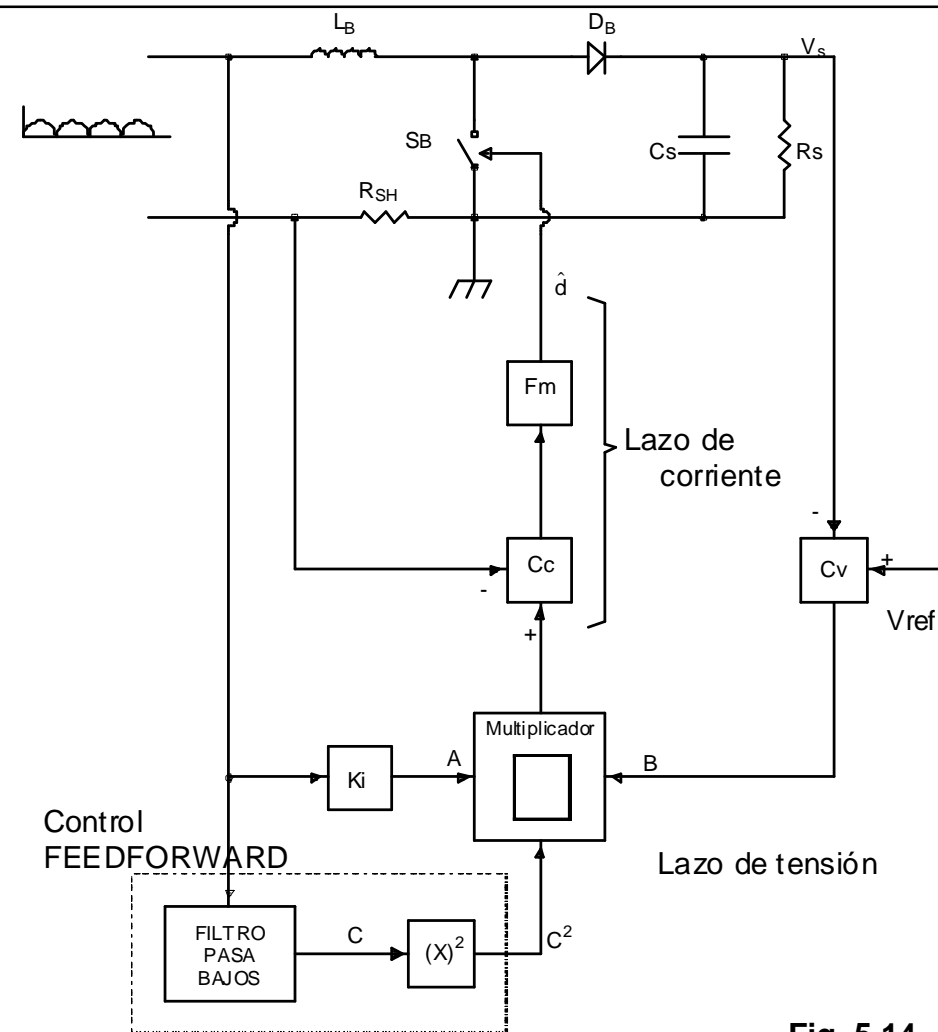
El objetivo de este control es obligar que el valor medio de la corriente de entrada (I_{med}) siga a la referencia sinusoidal rectificadora.

La Fig. 5.13 muestra la forma de onda de la corriente de entrada.

Este tipo de control es el más utilizado en la actualidad, debido a que trabaja con frecuencia constante y es inmune al ruido

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



5.1.1.2.3 - Análisis del control por corriente media

Los componentes del sistema son mostrados por la Fig. 5.14 representados, con excepción del convertidor, en diagramas de bloques:

Donde:

CC - Compensador de corriente

CV - Compensador de voltaje

Fm - Ganancia del modulador PWM

Ki - Ganancia de alimentación directa del voltaje de entrada

Fig. 5.14

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

A) Obtención de las funciones de transferencias o ganancias para pequeñas variaciones de cada uno de los bloques

i) Circuito de potencia

Para el circuito de potencia la función de transferencia (FT) es la relación entre entrada y salida, sin embargo, para la FT buscada, la salida en este caso (para el lazo de corriente) es la corriente en el inductor y la entrada es la variable de control \hat{d} (variación de la razón cíclica).

Por tanto, se tiene que esta función de transferencia, en el dominio s , es dada por:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_s}{s \cdot L} \quad (5.18)$$

Esta función de transferencia es conocida como función de transferencia simplificada, ya que es obtenida con la suposición de que el voltaje de salida es constante (sin ondulación), y por tanto es válido solo para altas frecuencias.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

B) Circuito de control

- Ganancia del circuito modulador y compensador de corriente

En el control por corriente media la ganancia del modulador aproximada es determinada a través de la relación entre las pendientes de los triángulos rectángulos formados por la rampa externa total (S_e) y el formado por la intersección del valor medio de la tensión de control (\bar{V}_c) con la propia rampa externa, denominada S_e' , observando la Fig. 5.15 se tiene por relación de triángulos rectángulos que:

$$S_e = S_e' = \frac{V_{se}}{T_s} = \frac{\bar{V}_c}{t_{on}} \quad (5.19)$$

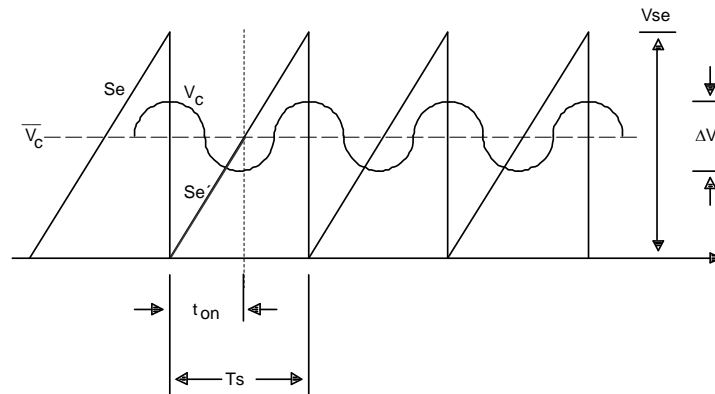


Fig. 5.15

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

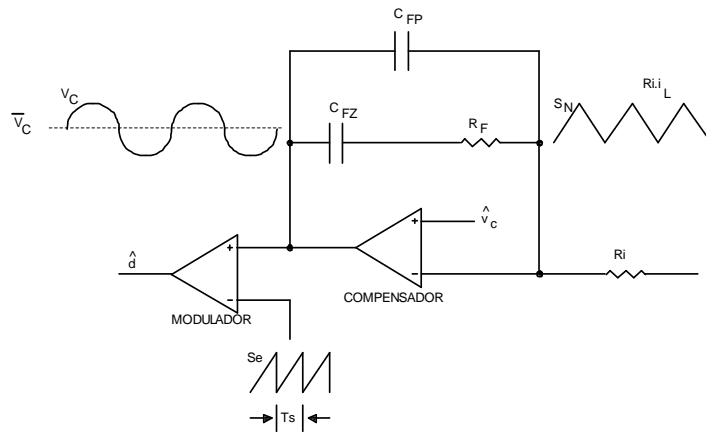


Fig. 5.16

Donde:

S_e - Pendiente de la rampa total externa

S_e' - Pendiente de la rampa formada con el valor medio de la tensión de control.

$$F_M = \frac{d}{V_c} = \frac{1}{V_{se}} \quad (5.20)$$

Donde V_{se} es la amplitud de la rampa externa, como muestra la Fig. 5.15. En el caso del compensador, se sabe que el más utilizado es una red de compensación de un cero y dos polos (Fig 5.16), cuya función de transferencia a pequeñas variaciones es dada por:

$$G_{CC}(s) = \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right)} \quad (5.21)$$

Donde:

$$\omega_i = \frac{1}{R_i \cdot (C_{FP} + C_{FZ})} \quad , \quad \omega_Z = \frac{1}{R_f \cdot C_{FZ}} \quad (5.22)$$

y

$$\omega_P = \frac{C_{FP} + C_{FZ}}{R_f \cdot C_{FP} \cdot C_{FZ}}$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

C) Criterio de proyecto del compensador de corriente

Existen varias formas de proyectar el compensador de corriente. Estas dependen de los criterios adoptados por las personas que investigaron este método de control:

1) Polo simple del compensador (ω_p)

Con respecto al polo simple del compensador los criterios consultados convergen; este polo es localizado en la mitad de la frecuencia de conmutación para atenuar la ondulación de conmutación en el lazo de realimentación y para minimizar el atraso de fase en la frecuencia de cruce (F_c) de la ganancia de lazo abierto.

2) Cero del compensador (ω_z)

En el caso del cero del compensador existen dos criterios principales; primero, ω_z es localizado alrededor de la frecuencia resonante del circuito de potencia.

El segundo criterio localiza el cero por lo menos una década abajo de la frecuencia de conmutación.

La elección de ω_z , conjuntamente con la elección de la ganancia del compensador ω_i , influirá directamente en la ganancia CC (a bajas frecuencias) del lazo. Un criterio utilizado para la obtención de la ganancia del compensador es que el valor ω_i sea proporcionalmente parecido a ω_p , con esto la ganancia CC es aumentada.

La ganancia CC del lazo puede ser aumentada aumentando la ganancia del integrador y moviéndose la localización del cero en la dirección del polo, ω_p , sin embargo esto resulta en una menor margen de fase del lazo.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

D) Efecto del muestreo de la corriente en el control modo corriente media

La adquisición de pequeñas corrientes se comporta como en los sistemas discretos. Por tanto, de acuerdo con la teoría de muestreo, el desplazamiento en adelante de fase de la función de transferencia del sistema es siempre de 180° , en la mitad de la frecuencia de muestreo.

En el control por corriente media, la frecuencia de muestreo es igual a la frecuencia de conmutación. Por tanto este efecto es aproximado por la ganancia de muestreo $H_e(s)$, como un doble cero en la mitad de la frecuencia de conmutación:

$$H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_Z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (5.23)$$

Donde:

$$Q_Z = \frac{-2}{\pi} \quad y \quad \omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (5.24)$$

Finalmente la ganancia de lazo abierto para la corriente, utilizandose las funciones de transferencia anteriores incluyendo la parte potencia (planta), es dada por:

$$GLA(s) = \frac{\omega_i \cdot V_o}{V_{se} \cdot L_B \cdot s^2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_P}\right)} \cdot \left(1 + \frac{s}{Q_Z \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right) \cdot H(s) \quad (5.25)$$

El polo ω_p , no afecta el lazo (ganancia y fase) antes de la mitad de la frecuencia de cruce, además la frecuencia de cruce (F_c) del lazo de corriente no dependerá de las variaciones de la red, y la ganancia de la realimentación es dada por $H(s) = R_{SH}/R_1$.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

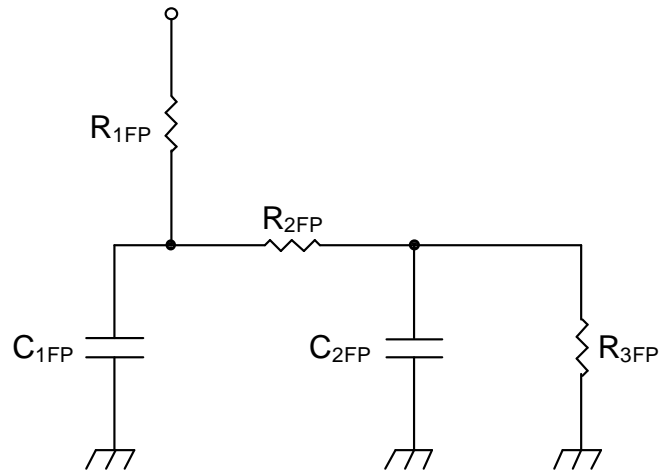


Fig. 5.17

E) Control feedforward

Este control llamado de feedforward (alimentación directa) compensa las variaciones en la ganancia lazo de tensión debidas a las variaciones en la tensión de entrada, estas variaciones de lazo cambian cuadráticamente, por tanto, el propósito de este bloque es el de mantener constante la ganancia del lazo de voltaje.

Para hacer esto, este bloque eleva al cuadrado la muestra de tensión de entrada filtrada (V_{in}), en la figura es C^2 , y se lo divide a la acción de corrección conformando la referencia final para el lazo de corriente.

Los criterios para el filtro pasa bajos de este control, son los siguientes:

- La ondulación del voltaje feedforward debe ser pequeño para obtenerse una baja distorsión en la corriente de entrada, por tanto, se necesita solamente un filtro de un polo con una baja frecuencia de corte.
 - Sin embargo es deseable una rápida respuesta a los cambios del voltaje de entrada, así la respuesta del filtro debe ser rápida.
- Estos dos requisitos entran en conflicto y por tanto se debe llegar a un compromiso.

El filtro más utilizado, por cumplir lo anterior es un filtro pasivo de dos polos (Fig. 5.17). Este filtro tiene una respuesta rápida a transitorios para una atenuación de ondulación dada.

Como criterio de proyecto, el filtro pasa bajos es proyectado de modo a tener un polo doble real, en al menos $1/5$ de la frecuencia de ondulación de la red (100Hz).

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

F) Obtención de las funciones de transferencias Lazo de tensión

- Circuito de potencia

Para el circuito de potencia la función de transferencia (FT) es la relación entre la tensión en el condensador y la corriente en el inductor. Luego desde el circuito se tiene que:

$$i_C(t) = i_{Db}(t) - i_R(t) \quad (5.26)$$

Donde:

$$i_{Db}(t) = (1-D) \cdot i_L(t) \quad i_C(t) = C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \quad i_R(t) = \frac{V_C(t)}{R} \quad (5.27)$$

Sustituyendo (5.27) en (5.26), se tiene:

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{(1-D)}{C} \cdot i_L(t) - \frac{V_C(t)}{RC} \quad (5.28)$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando se obtiene la función de transferencia de la planta para este lazo:

$$\frac{V_C(s)}{I_L(s)} = \frac{R \cdot (1-D)}{RCs + 1} \quad (5.29)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

- Criterio de proyecto del compensador de tensión

El lazo de tensión debe ser compensado para quedar completamente estabilizado, pero debido a su velocidad de respuesta (lenta comparada con el lazo de corriente) realmente esta dirigido a la necesidad de mantener una mínima distorsión en la corriente de entrada.

La anchura de banda del lazo debe ser lo bastante estrecha (velocidad de respuesta lenta) para atenuar la el doble de la frecuencia de red (100Hz) en el condensador de salida, y así mantener la modulación de la corriente de entrada.

Por tanto para que esto se cumpla, la anchura de banda del lazo de voltaje es proyectado a menos de 1/4 de la frecuencia de ondulación de la red (usualmente entre 10-20 Hz).

Luego la red de compensación tiene la siguiente función de transferencia:

$$H_V(s) = \frac{W_V}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{W_{ZV}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{W_{PV}}\right)} \quad (5.30)$$

Donde W_{ZV} es localizado en $1/R_S C_S$ y W_{PV} es localizado en la mitad de la frecuencia de ondulación de tensión de salida. Además W_V es usado para determinar la anchura de banda del lazo de tensión, luego es localizado entre 10-20 Hz.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.1.2.4 - Ejemplo

Se desea proyectar un emulador resistivo, con topología Boost con control por corriente media, el cual debe tener las siguientes especificaciones:

$$V_e = 220\text{Vrms}$$

$$V_s = 400\text{V}$$

$$P_s = 500\text{W}$$

$$\Delta V_s = 2\% \text{ de } V_s$$

$$f_s = 40\text{kHz}$$

$$\eta = 0,95$$

$$\Delta I_{\max} = 20\% \text{ de la corriente de pico}$$

En este ejemplo se calculará solamente el lazo de corriente:

1) Cálculo del circuito de potencia

Se tiene que para conducción continua el inductor Boost es dado por:

$$L_B = \frac{\overline{\Delta I}(\omega t) \cdot V_p}{\Delta I_{\max} \cdot F_s}$$

$$\text{Para } V_p/V_s = 0,7775 \quad \Delta I(\omega t) \text{ es máximo en } 0,32. \\ \Delta I_{\max} = 0,2 I_p$$

Se sabe que:

$$I_{ief} = \frac{P_s}{\eta_o \cdot V_{ief}} = \frac{500}{0,95 \cdot 220} = 2,392345 [A]$$

$$I_p = \sqrt{2} \cdot I_{ief} = \sqrt{2} \cdot 2,392345 \approx 3,39 [A]$$

Finalmente:

$$L_B = \frac{0,32 \cdot 311}{0,2 \cdot 3,39 \cdot 40 \cdot 10^3} = 3,67\text{mH}$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Calculandose el condensador filtro de salida, luego:

$$C_s \geq \frac{500}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 400 \cdot (0,02 \cdot 400)} = 248,68 \mu F$$

2) Parte control

Componentes del lazo de control:

El compensador de corriente es de dos polos y un cero (Fig. 5.16), cuya función de transferencia es dada por:

$$G_{CC}(s) = \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}$$

Donde:

$$\omega_i = \frac{1}{R_i \cdot (C_{FP} + C_{FZ})}, \quad \omega_z = \frac{1}{R_f \cdot C_{FZ}} \quad y \quad \omega_p = \frac{C_{FP} + C_{FZ}}{R_f \cdot C_{FP} \cdot C_{FZ}}$$

Entonces, siguiendo uno de los criterios de diseño: ω_p es localizado en $F_s/2$ ($F_s = 40\text{KHz}$).

Luego:

$$\omega_p = 2 \cdot \pi \cdot \frac{40 \cdot 10^3}{2}$$

$$\text{O sea, } \frac{C_{FP} + C_{FZ}}{R_f \cdot C_{FP} \cdot C_{FZ}} = 40 \cdot 10^3 \cdot \pi \quad \text{se sabe que:} \quad C_{FP} = \frac{C_{FZ}}{(\omega_p \cdot R_f \cdot C_{FZ} - 1)} \quad (5.31)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Ahora para ω_z , es localizado una década abajo de F_s , entonces:

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot 4000 \Rightarrow \frac{1}{R_f \cdot C_{FZ}} = 8000\pi$$

Por tanto si $R_f = 50 \text{ k}\Omega$, se obtiene:

$$C_{FZ} = \frac{1}{50 \cdot 10^3 \cdot 8000 \cdot \pi} \Rightarrow C_{FZ} = 795,77 \text{ pF}$$

Luego de (5.27):

$$C_{FP} = \frac{795,77 \cdot 10^{-12}}{(40 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 795,77 \cdot 10^{-12} - 1)}$$

Obteniendose: $C_{FP} = 200 \text{ pF}$

Para el cálculo de R_i , ocupamos el criterio que dice que si el valor ω_i es proporcionalmente parecido a ω_p la ganancia CC es aumentada, por tanto, haciendo una primera aproximación, tomando el 75%:

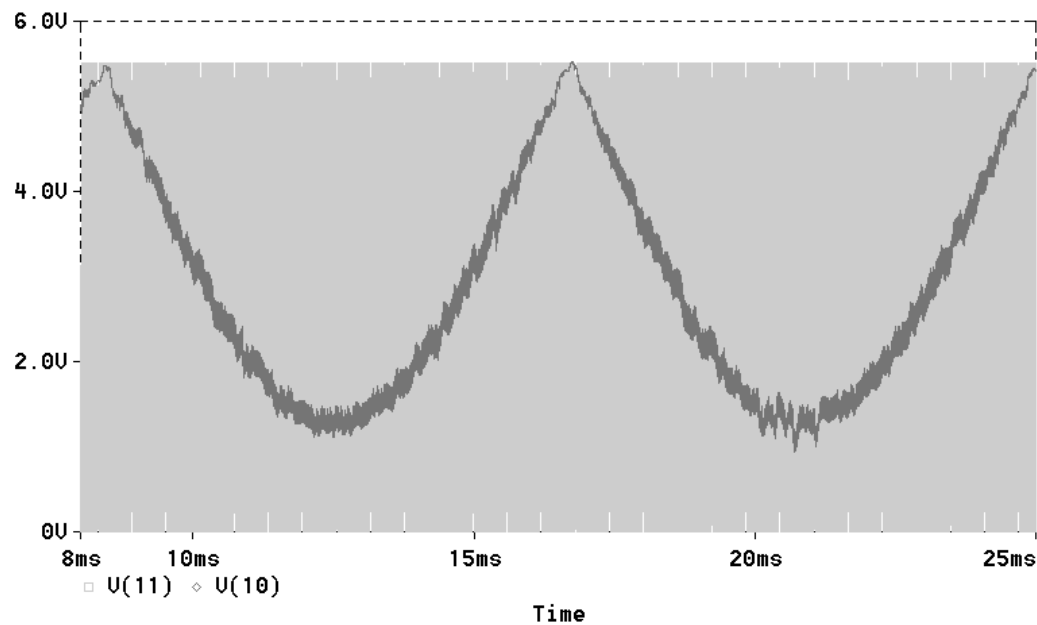
Sea $\omega_i = 0,75 \cdot \omega_p = 40 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot 0,75$ entonces $\omega_f = 94247,78 \text{ rad}$, así:

$$R_i = 10,6667 \text{ k}\Omega$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

- A seguir se muestran la formas de onda obtenidas con los valores calculados. La frecuencia de red de simulación fue de 60 Hz .



- La Fig. 5.19 muestra la salida del compensador que es la razón cíclica variable, aquí mostrada en rojo (V(10)), y el voltaje rampa del modulador que debido a la alta frecuencia (40kHz) se ve en forma sólida (V(11)).

Fig. 5.19

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

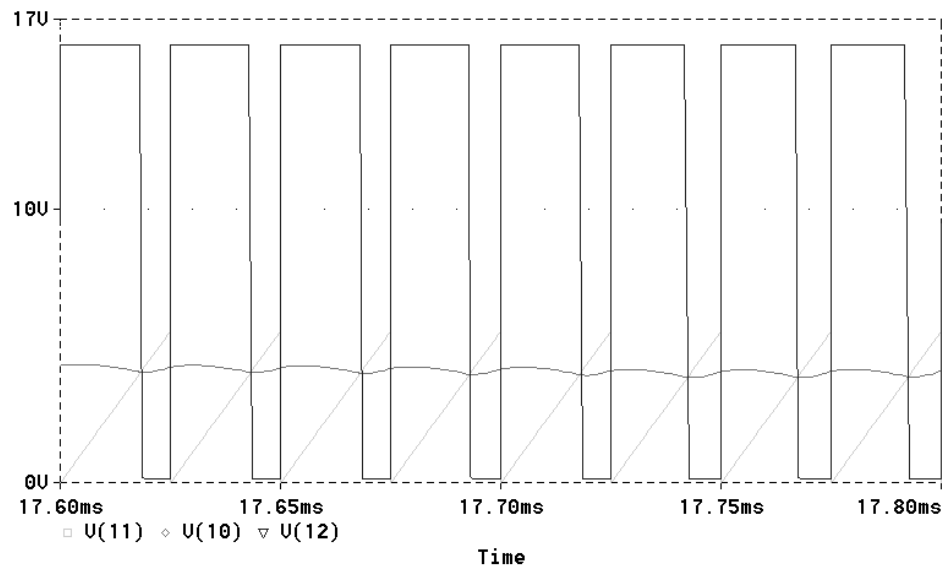
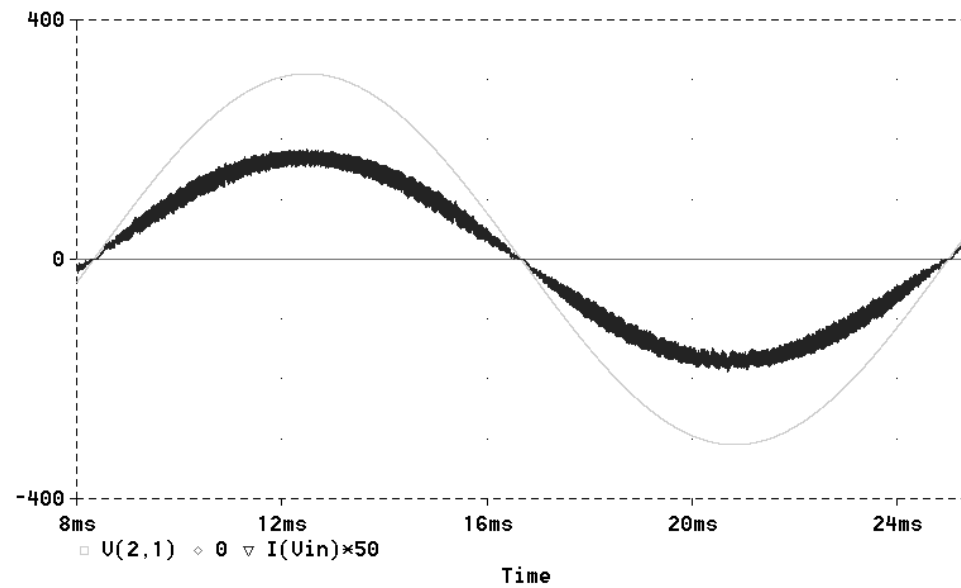


Fig. 5.20

- La Fig. 5.20 muestra un detalle de las formas de onda anteriores, voltaje de rampa y razón cíclica variable, mostrando el resultado de esta comparación los pulsos que accionaran el interruptor mostrado en azul (V(12)).

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

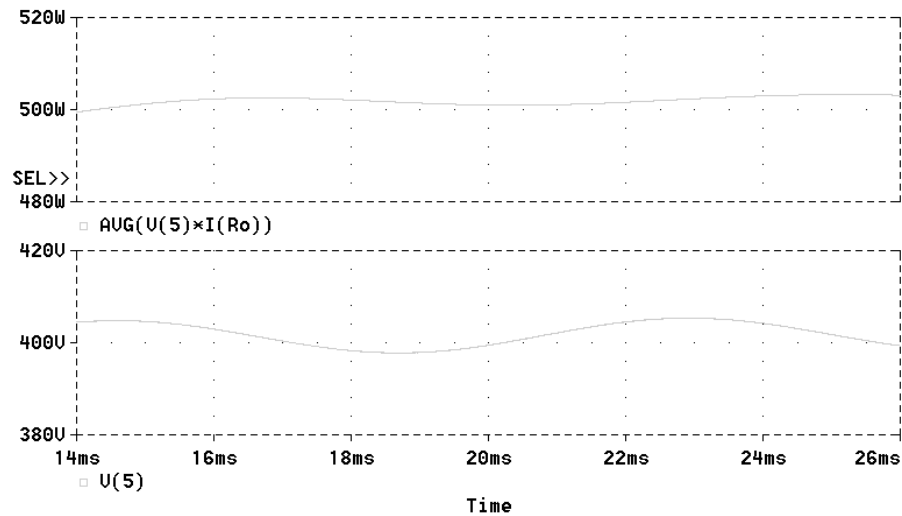


- La Fig. 5.21 muestra el resultado final del control, se tiene factor de potencia prácticamente unitario.

Fig. 5.21

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



- Se observa que el cálculo del inductor fue bien realizado, se tiene que el voltaje y la potencia de salida están dentro de las especificaciones pedidas.

Fig. 5.22

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.2 - Emulador resistivo ocupando el convertidor CC-CC elevador en conducción crítica

Introducción

Desde el estudio del convertidor CC-CC Boost en conducción crítica es sabido que la corriente máxima de entrada en la primera etapa es dada por:

$$I_M = \frac{V_e}{L_B} \cdot t_{on}$$

Se observa que trabajando el circuito como emulador resistivo su tensión de entrada (V_e) será sinusoidal por tanto, la corriente máxima será también sinusoidal si el tiempo t_{on} se mantiene constante, como se muestra a continuación:

$$I_M(\omega t) = k \cdot \text{sen}(\omega t)$$

Las características de este método de control (t_{on} constante) son:

Ventajas:

- ☐ Exclusión del multiplicador en el lazo de control.
- ☐ El tamaño del inductor L_B es reducido en relación al utilizado cuando el convertidor trabaja en conducción continua.
- ☐ El interruptor no tiene pérdidas en la conmutación de bloqueado a conducción.
- ☐ No hay pérdidas debido a la recuperación inversa del diodo d_B .

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Desventajas:

- ☐ Valores de corriente eficaz demasiado altas en el interruptor y en el diodo, por tanto se tienen mayores pérdidas de conducción.
- ☐ Por esto mismo se tienen mayores pérdidas en el núcleo del inductor y finalmente;
- ☐ La necesidad de filtro de entrada más grande y además aumenta la dificultad de proyecto de este filtro, debido a la frecuencia variable.

5.1.2.1 - Análisis del convertidor como emulador en conducción crítica

Para el análisis las siguientes suposiciones son hechas: El voltaje de línea rectificado es asumido constante en relación al periodo de conmutación T , esta suposición es válida debido a que el periodo de conmutación es muy pequeño comparado al periodo de línea rectificado.

El tiempo t_{on} es considerado constante en todo el semiperiodo de la línea.

5.1.2.1.1 - Cálculo del ciclo de servicio (D)

Como el convertidor esta trabajando en el limite entre conducción continua y discontinua, se cumple que:

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_P \cdot \sin \omega t}{V_S} \quad \text{Para } 0 \leq \omega t \leq 180^\circ \quad (5.33)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

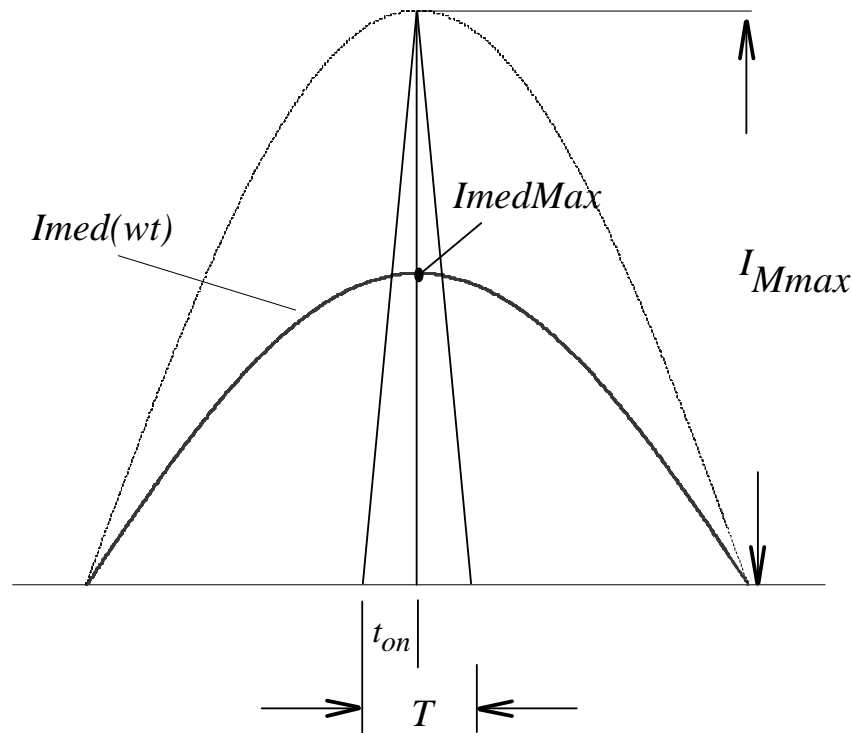


Fig. 5.23

5.1.2.1.2 - Calculo del t_{on}

El voltaje de salida es regulado por el t_{on} , por lo tanto una expresión analítica relacionando el t_{on} a la tensión de salida es necesario calcular, asumiendo que no hay pérdidas, se tiene:

$$P_o = P_{in} = V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{V_P \cdot I_{medMax}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} \quad (5.34)$$

Donde,

$$I_{medMax} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^t i_{L_B}(t) dt \quad (5.35)$$

O,

$$I_{medMax} = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot T \cdot I_{Mmax} \right) \quad (5.36)$$

Luego,

$$I_{medMax} = \frac{I_{Mmax}}{2} \quad (5.37)$$

Sustituyendo, I_{Mmax} , que es dado por: $\frac{t_{on} \cdot V_P}{L_B}$ entonces,

$$I_{medMax} = \frac{t_{on} \cdot V_P}{2 \cdot L_B} \quad (5.38)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Reemplazando (5.38) en (5.34) se tiene:

$$t_{on} = \frac{4 \cdot P_o \cdot L_B}{V_p^2} \quad (5.39)$$

O:

$$t_{on} = \frac{4 \cdot V_o \cdot I_o \cdot L_B}{V_p^2} \quad (5.40)$$

5.1.2.1.3 - Cálculo del t_{of}

La expresión para el periodo puede ser encontrada usando la siguiente definición de ciclo de servicio:

$$D(\omega t) = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{of}(\omega t)} \quad (5.41)$$

Sustituyendo $D(\omega t)$ desde (5.33) se obtiene:

$$t_{of}(\omega t) = \frac{t_{on} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (5.42)$$

Como es asumido t_{on} constante, t_{off} debe ser obligatoriamente variable y por lo tanto el periodo es variable de modo a controlar el voltaje de salida, luego este puede ser calculada como:

$$T_s(\omega t) = t_{on} + t_{of} = t_{on} + \frac{t_{on} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (5.43)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

$$T_s(\omega t) = \frac{t_{on} \cdot V_o}{V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t)} \quad (5.44)$$

Luego la frecuencia es obtenida:

$$f_s(\omega t) = \frac{1}{T(\omega t)} = \frac{(V_o - V_p \cdot \text{sen}(\omega t))}{t_{on} \cdot V_o} \quad (5.45)$$

La frecuencia máxima de conmutación ocurre cuando la senoide de entrada cruza por cero, es decir:

$$f_{s_{MAX}}(\omega t) = \frac{1}{t_{on}} \quad (5.46)$$

Mientras la frecuencia mínima ocurre en el máximo de la sinusoidal, luego :

$$f_{s_{min}}(\omega t) = \frac{(V_o - V_p)}{t_{on} \cdot V_o} \quad (5.47)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

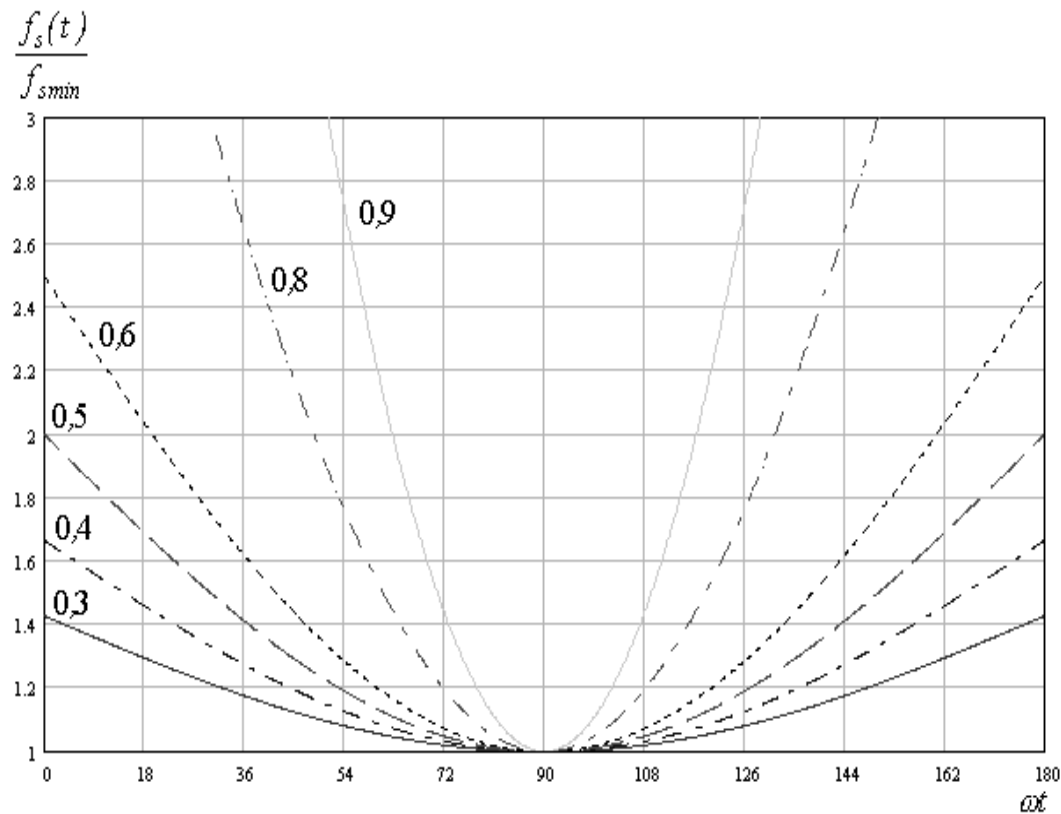


Fig. 5.24

Determinando la relación entre la frecuencia de conmutación instantánea y la frecuencia mínima de conmutación se tiene:

$$\frac{f_s(\omega t)}{f_{smin}} = \frac{1 - \frac{V_p}{V_o} \cdot \sin(\omega t)}{1 - \frac{V_p}{V_o}} \quad (5.48)$$

Esta expresión es mostrada gráficamente en la Fig. (5.24).

La relación entre la frecuencia máxima y mínima es dada por:

$$\frac{f_{smax}}{f_{smin}} = \frac{1}{1 - \frac{V_p}{V_o}} \quad (5.49)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.2.1.4 - Factor de potencia de la estructura

El factor de potencia es dado por:

$$FP = \frac{P_{in}}{I_{efT} \cdot V_{efT}} \quad (5.50)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada definida como:

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T_s} v(t) \cdot i(t) dt \approx \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T_s} V_p \sin(\omega t) \cdot I_{med} \sin(\omega t) dt \quad (5.51)$$

Por lo tanto:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot V_p \cdot I_p = \frac{1}{2} \cdot V_p \cdot I_{medMax} = \frac{1}{4} \cdot V_p \cdot I_{Mmax} \quad (5.52)$$

Donde V_p es el voltaje máximo de entrada, I_{medMax} es la máxima corriente media de entrada e I_p es la máxima corriente de entrada, también se tiene:

$$V_{efT} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.53)$$

Pero para la corriente eficaz total es un poco más complicada de calcular, debido a que:

$$I_{efT}^2 = I_{efswT}^2 + I_{efdT}^2 \quad (5.54)$$

Donde I_{efswT} es la corriente eficaz del interruptor y I_{efdT} es la corriente eficaz del diodo, calculadas para medio ciclo de red. Luego,

$$I_{efT} = \frac{V_p^2 \cdot t_{on}^2}{6 \cdot L^2} = \frac{I_{Mmax}}{\sqrt{6}} \quad (5.55)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Así:

$$FP = \frac{V_p \cdot I_{M \max}}{4 \cdot V_p \cdot I_{M \max}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{6} = 0,866 \quad (5.56)$$

Sin embargo este factor de potencia puede ser fácilmente mejorado a casi la unidad simplemente colocando un pequeño filtro pasa bajos en la entrada. El filtro de entrada no solo es requerido para mejorar el factor de potencia, sino que también para satisfacer las especificaciones de interferencia electromagnética.

5.1.2.1.5 - Metodología de proyecto

El proyecto es definido según los siguientes pasos:

A) Como datos de entrada se tiene:

V_o = Voltaje de salida

V_p = Voltaje máximo de entrada

P_o = Potencia de salida

f_{smin} = Frecuencia mínima de conmutación ó

$f_{smáx}$ = Frecuencia máxima de conmutación

La elección de las frecuencias mínimas o máximas debe ser hecha de acuerdo a las restricciones del interruptor a ser empleado y las pérdidas de conmutación.

B) Se calcula el t_{on} desde (5.46) ó (5.47):

$$t_{on} = \frac{I}{f_{sMAX}} \quad \text{ó} \quad t_{on} = \frac{1 - \frac{V_p}{V_o}}{f_{smin}}$$

Para la obtención del t_{on} , se utiliza un circuito monostable.

c) Finalmente se calcula la inductancia L_B :

$$L_B = \frac{V_p^2 \cdot t_{on}}{4 \cdot P_o}$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.1.2.1.6 - Ejemplo

Se desea proyectar un emulador resistivo, con topología Boost con conducción crítica de la corriente cumpliendo las siguientes especificaciones:

$$V_e = 220V_{rms} \quad V_S = 400V \quad P_S = 500W \quad f_{Smin} = 5kHz \quad \Delta V_S < 5\% \text{ de } V_S$$

A) Cálculo de t_{on} y de la inductancia L_B

El tiempo de conducción del transistor es dado por: $t_{on} = (1 - 0,775)/5000 = 45\mu\text{seg}$, la inductancia es calculada por:

$$L_B = \frac{V_p^2 \cdot t_{on}}{4 \cdot P_o} = \frac{310^2 \cdot 45\mu\text{seg}}{4 \cdot 500} = 2,162mH$$

En el monostable $t_{on} = 1,1 \cdot R_5 \cdot C_8$, luego $R_5 = 10K\Omega$ y $C_8 = 4,09nF$ dan la constante de tiempo para cumplir con t_{on} .

B) Cálculo del condensador de salida:

Se tiene que $\Delta V_S = 15,5V$ luego $V_{cmir}/V_p = 0,95$ luego $\omega RC = 65$, de donde se obtiene el valor del condensador $C > 65/(2\pi 50 \cdot 320) > 646,56\mu F$.

C) El derivador es compuesto por el condensador C_9 de $4,7nF$ y R_{46} de $1K\Omega$.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

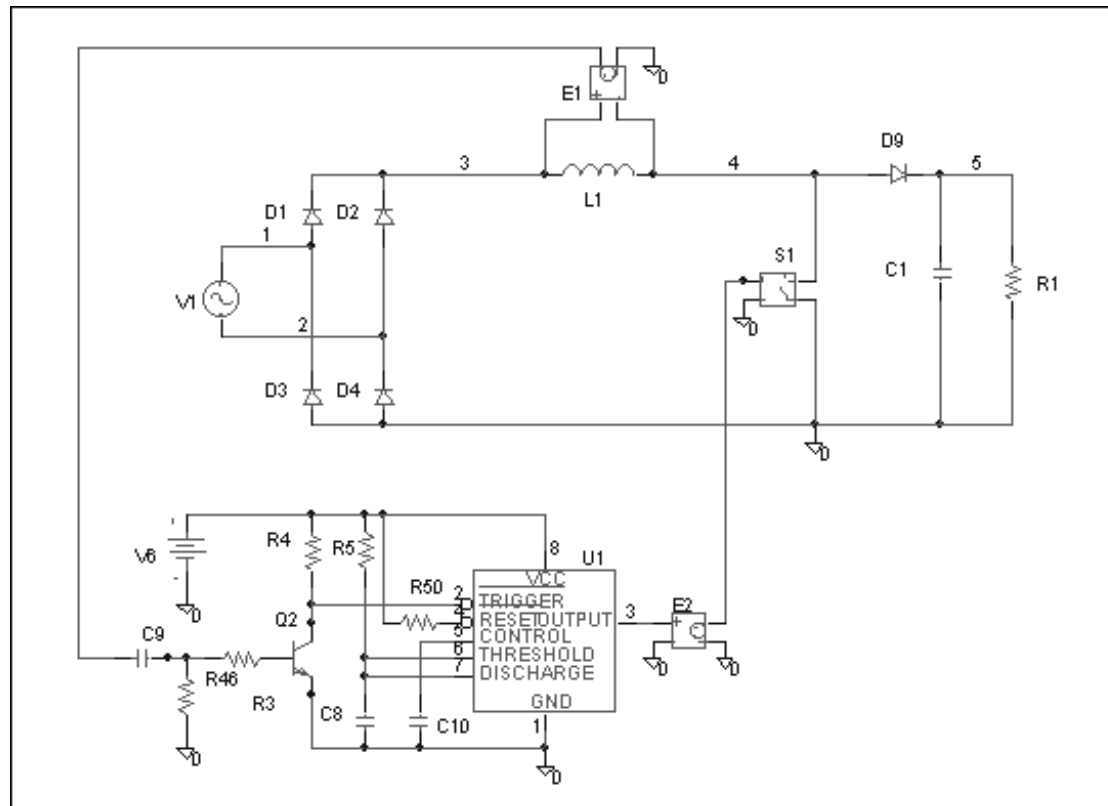


Fig. 5.25

El circuito simulado es mostrado por la Fig. 5.25, donde se evidencia el circuito monostable hecho por un 555, en este caso de lógica inversa, encargado de mantener constante el t_{on} .

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

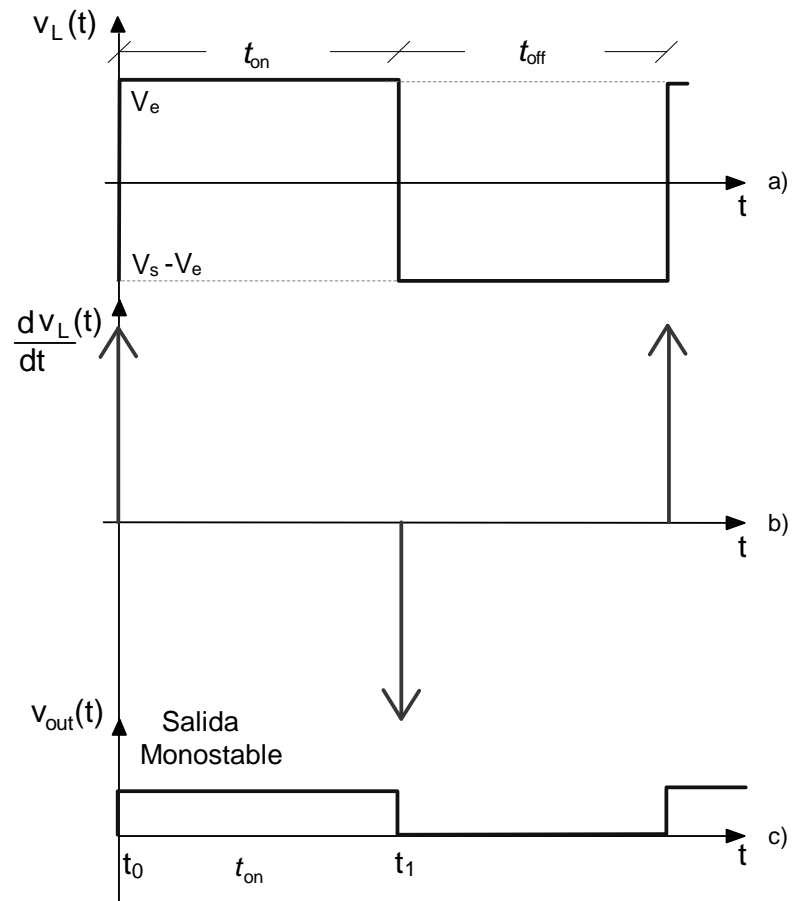


Fig. 5.26

Las formas de onda ideales del circuito de control son mostradas por la Fig. 5.26 donde se muestra la tensión sensada en el inductor su posterior derivación y la salida del circuito monostable.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

La Fig. 5.27 muestra los resultados obtenidos por simulación para el circuito Boost en conducción crítica, observando que cumple con las especificaciones pedidas, es decir, tensión de salida de 400V. Para obtener una corriente totalmente sinusoidal, en la entrada, se hace necesario el calculo de un pequeño filtro LC de alta frecuencia en la entrada.

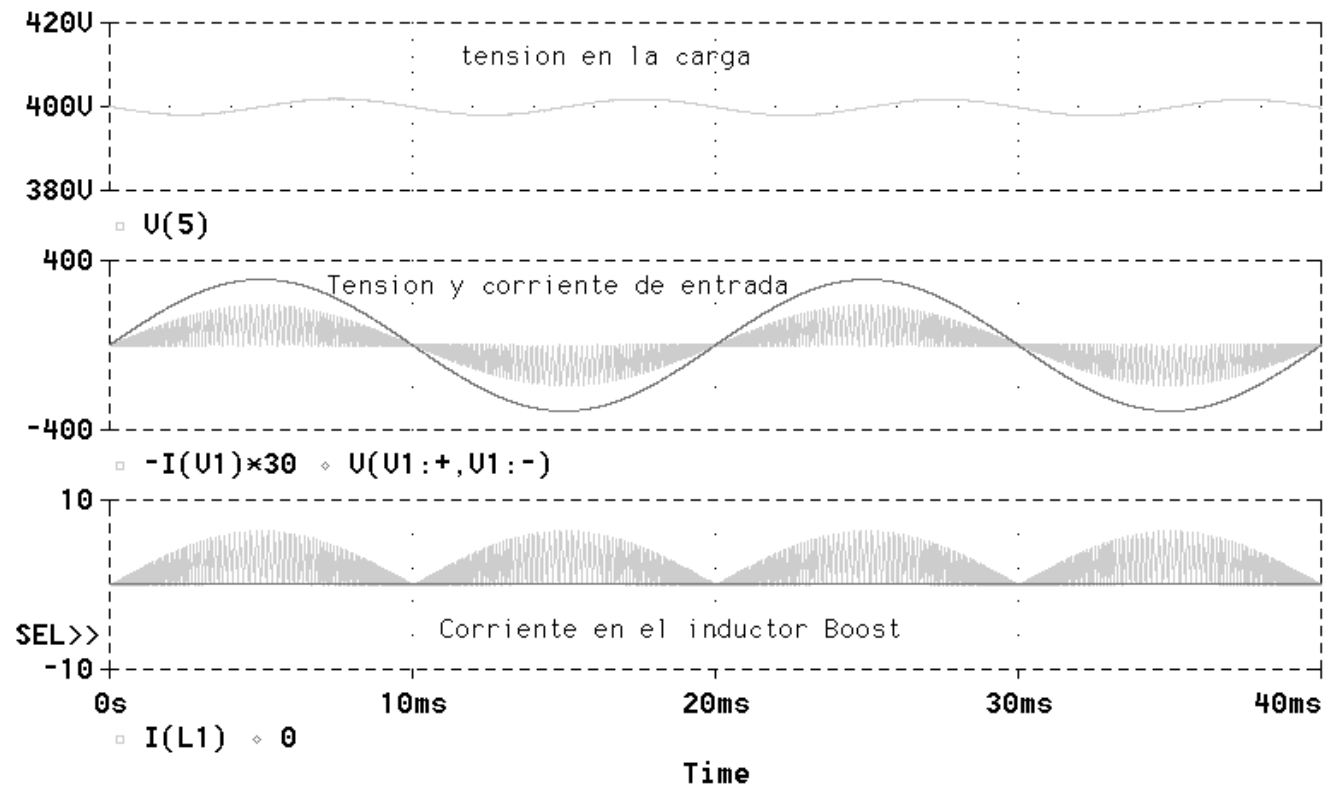


Fig. 5.27