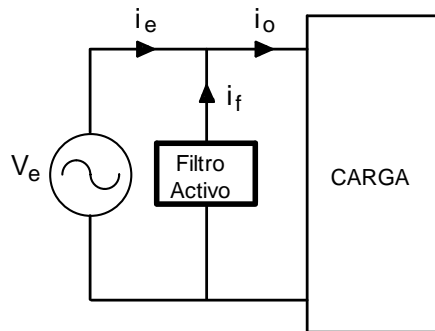
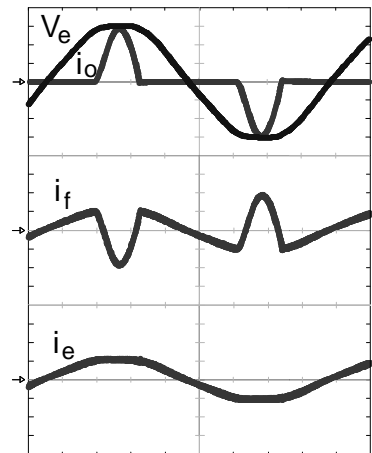


5.2 - FILTRO ACTIVO DE POTENCIA



(a)



(b)

Fig. 5.28

5.2.1 - Introducción

Esencialmente un filtro activo es un inversor de tensión o corriente el cual es controlado de forma de obtener un formato de onda de corriente en la red (I_e) que siga su tensión. Por tanto el filtro activo entrega a una carga no lineal la corriente armónica (I_f), pedida por ella (I_o). (observar Fig. 5.28a y b donde se tiene un filtro activo paralelo).

Los filtros activos se pueden dividir en filtros paralelo o serie, donde los filtros activos conectados en paralelo actúan como fuentes controladas de corriente y los filtros activos conectados en serie se comportan como fuentes controladas de tensión.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Los dos tipos de filtros activos pueden realizar más de una función de compensación, mejorando significativamente la calidad de suministro.

Las perturbaciones que pueden compensar, cada tipo de filtro, son mostradas por la tabla N° 5.1

TIPO DE FILTRO	REALIZACIÓN DEL FILTRO
PARALELO	<ul style="list-style-type: none">✓ Filtrado de corriente armónica✓ Compensación de corriente reactiva✓ Desbalance de corriente✓ Flicker de tensión
SERIE	<ul style="list-style-type: none">✓ Filtrado de corriente armónica✓ Compensación de corriente reactiva✓ Desbalance de corriente✓ Flicker de tensión✓ Desbalance de tensión

Tabla 5.1

En este capítulo se estudiará **el filtro activo paralelo**, esto es principalmente debido a que el filtro activo paralelo es más ampliamente utilizado ya que, por ser conectado en paralelo con la carga, puede ser instalado junto a los equipos en operación.

--

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

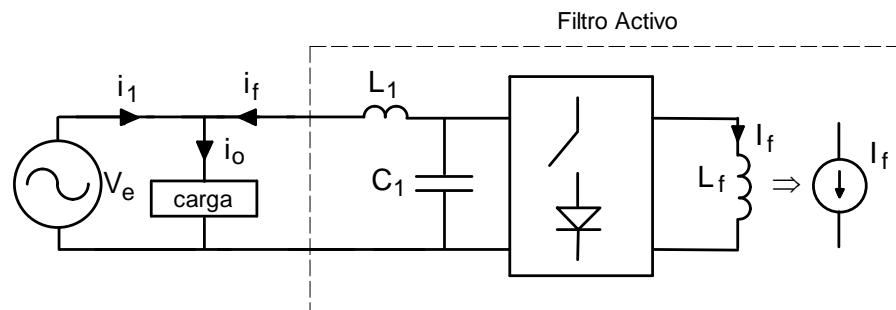


Fig. 5.30

En relación al inversor de corriente, que presenta característica de fuente de corriente, puede ser conectado directamente a la red.

No obstante, un filtro pasa bajos (compuesto por L_1 y C_1 en la Fig. 5.30) debe ser empleado para que la alta frecuencia de conmutación no sea inyectada a la red.

Aunque tenga diferentes ventajas en relación al fuente de tensión el inversor de corriente es inviable debido a sus elevadas pérdidas.

Estas pérdidas son asociadas tanto a conmutación como a conducción, ya que los interruptores deben conmutar una alta corriente continua que es superior al máximo de corriente a ser compensada.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

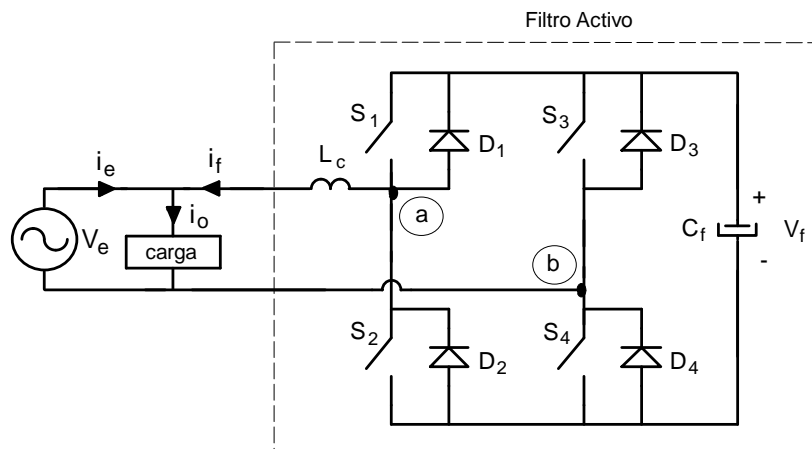


Fig. 5.31

En el caso del inversor de tensión este no presenta tantas pérdidas, por el hecho de que los diodos son colocados en paralelo con los interruptores (siempre habrá apenas dos semiconductores conduciendo).
Mostrado en la Fig. 5.31.

Los diversos componentes del circuito son:

V_e – tensión de red,

$S_{1,2,3,4}$ – interruptores activos (MOSFETs o IGBTs),

$D_{1,2,3,4}$ – diodos,

C_f – condensador conectado en el lado CC del inversor,

L_c – inductor de acoplamiento.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

La tensión V_f en el lado continuo del inversor es controlado de manera que su valor medio permanezca constante. El condensador C_f debe ser de valor grande para garantizar que V_f sea prácticamente constante.

V_f es conmutada de manera que entre los puntos a y b (V_{ab}) se obtenga una tensión alternada de valor V_f , $-V_f$ o cero, dependiendo del tipo de modulación PWM empleado, que puede ser de dos o tres niveles.

La corriente necesaria es inyectada en la red a través del inductor de acoplamiento L_c , este inductor debe ser lo suficientemente grande como para limitar la ondulación (ripple) de corriente inyectada, debida a la frecuencia de conmutación, y por otro lado pequeño para permitir derivadas de corriente abruptas de manera a compensar la carga.

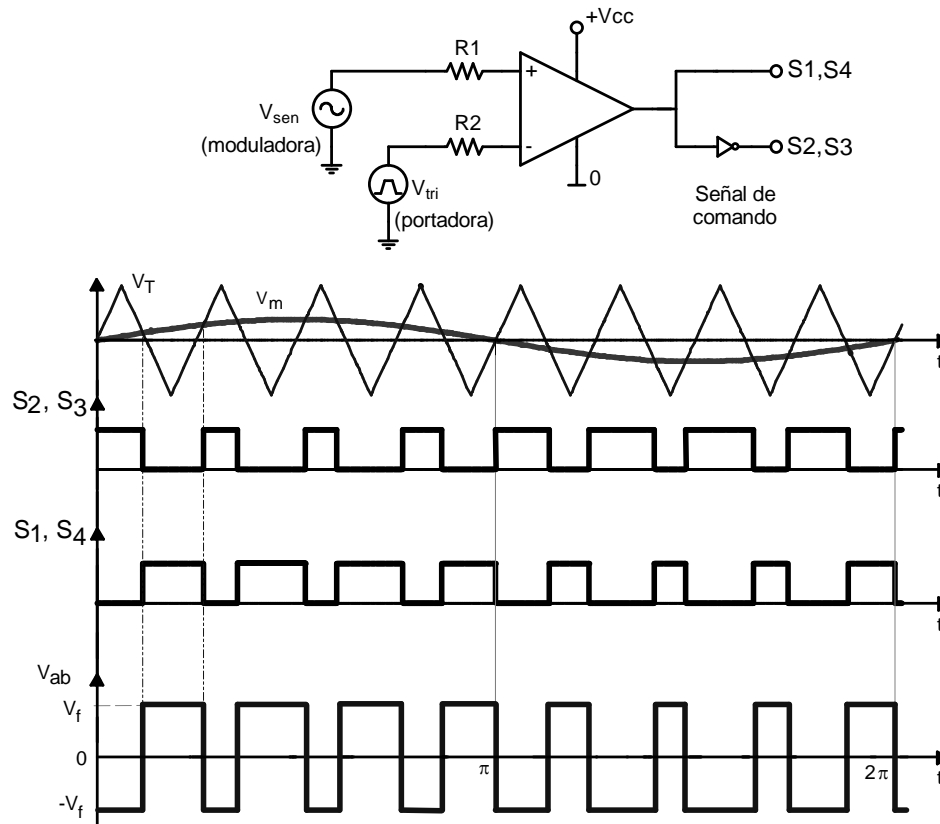
Por lo tanto el inductor L_c debe ser cuidadosamente proyectado tomando en cuenta estos criterios.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.2.2.1 - Etapas de funcionamiento del inversor

Las etapas de funcionamiento y las formas de onda básicas del inversor de voltaje en puente completa, dependen del tipo de operación, si es a dos o tres niveles entre los puntos “a” y “b”, por tanto serán descritas las dos formas de operación.



5.2.2.1.1 - Operación a dos niveles de tensión

En la operación a dos niveles la tensión V_{ab} puede ser igual a V_f o $-V_f$.

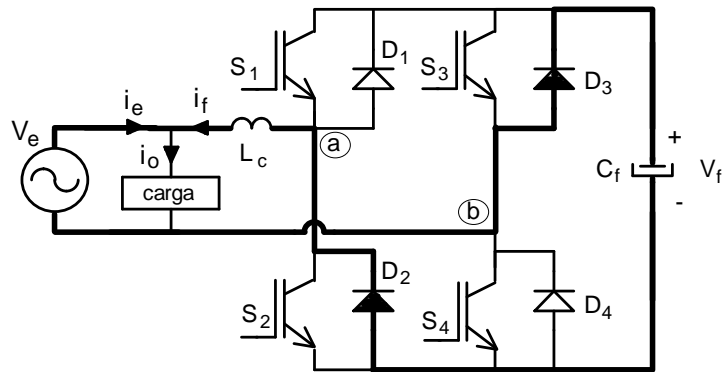
Los comandos para los interruptores son generadas a través de la comparación de una señal moduladora V_m con una señal portadora triangular V_T , como muestra la Fig. 5.32.

Los interruptores S_1 y S_4 son comandados de manera complementaria a los interruptores S_2 y S_3 . Es necesario la existencia de un tiempo muerto entre el bloqueo de un par de interruptores y la entrada en conducción del otro par, caso contrario se producirá un cortocircuito de brazo, destruyendo el inversor.

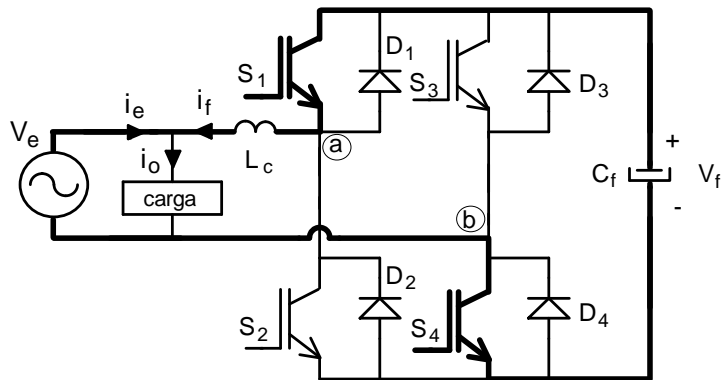
Fig. 5.32

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



Primera etapa



Segunda Etapa

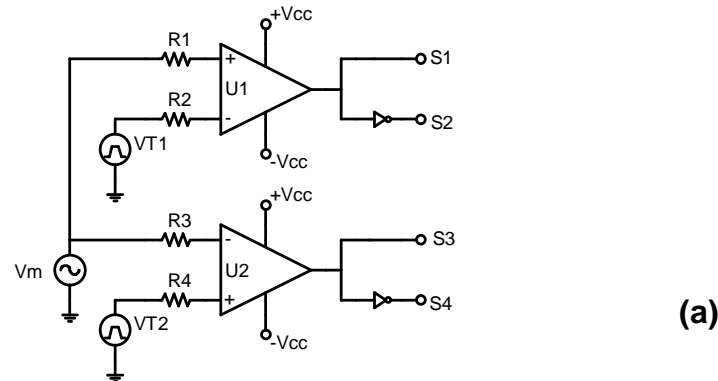
En la Fig. 5.33 son presentadas las etapas de operación cuando el filtro trabaja a dos niveles. Cuando los interruptores S_1 y S_4 conducen, el voltaje V_{ab} es igual a V_f y cuando los interruptores S_2 y S_3 conducen, el voltaje V_{ab} es igual a $-V_f$.

Dependiendo del sentido de la corriente en el filtro activo los interruptores o los diodos en anti-paralelo conducen.

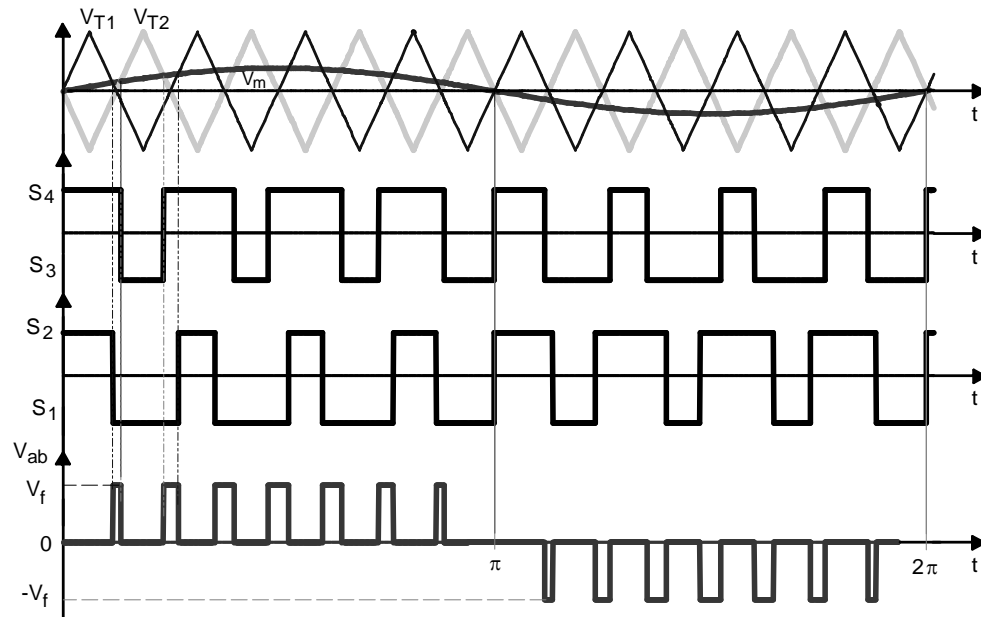
Fig. 5.33

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



(a)



(b)

Fig. 5.34

5.2.2.1.2 - Operación a tres niveles de tensión

En la operación a tres niveles la tensión V_{ab} puede ser igual a V_f , $-V_f$ o cero.

Las señales de comando para los interruptores son generadas a través de la comparación de una señal moduladora V_m con dos señales portadoras triangulares V_{T1} y V_{T2} , desfasadas en 180° , como muestra la Fig. 5.34.

El interruptor S_1 es comandado complementariamente a S_2 y el interruptor S_4 es comandado complementariamente a S_3 .

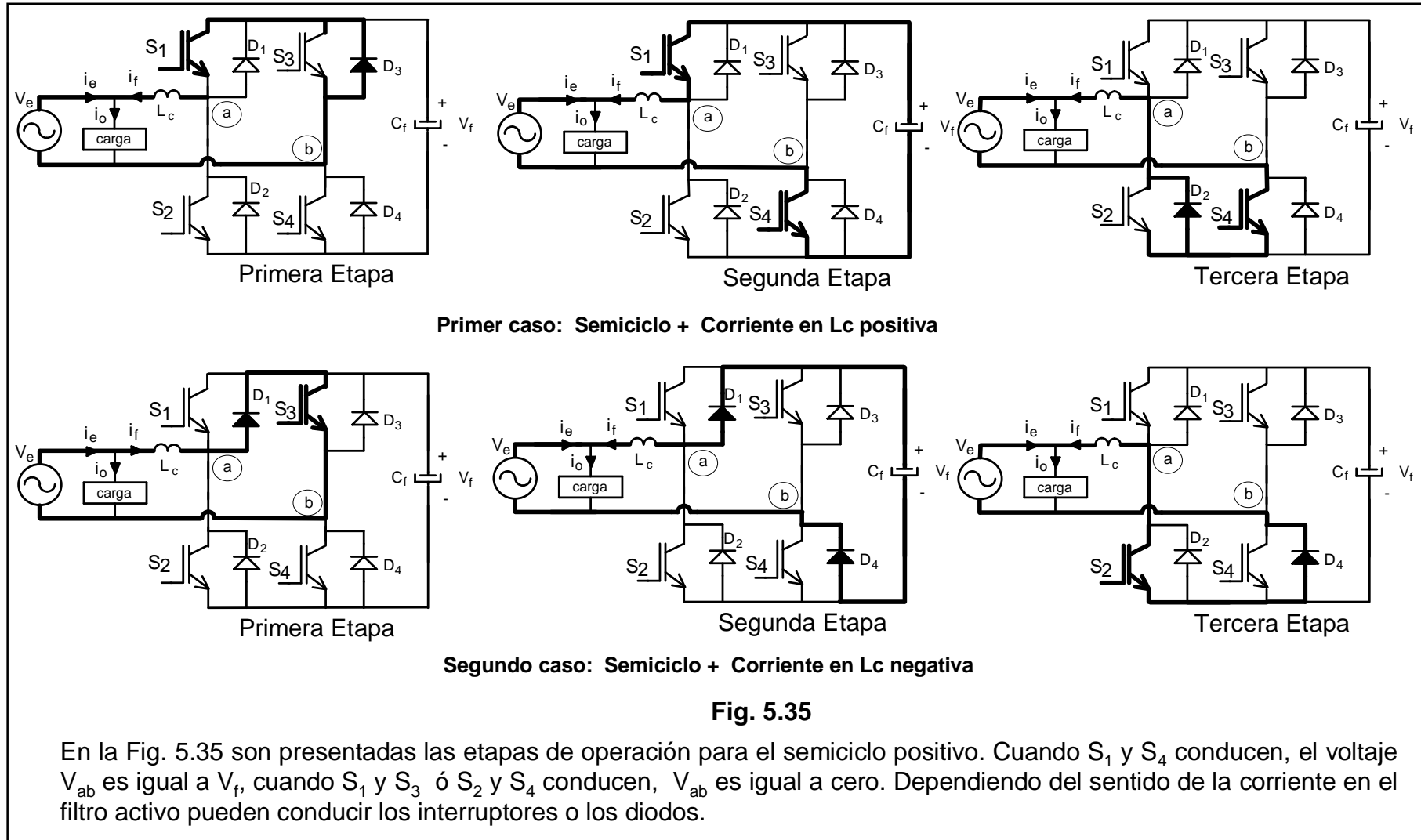
Se hace necesario un tiempo muerto entre el bloqueo de un interruptor y la entrada en conducción de otro para evitar un corto-

circuito de brazo.

Una ventaja de la modulación a tres niveles es que el voltaje V_{ab} posee una frecuencia que es el doble del de dos niveles, lo que lleva a una disminución del inductor de acoplamiento L_c .

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos



Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.2.2.2 - Ganancia del circuito

La ganancia del circuito es obtenida calculando el valor medio instantáneo de la tensión en los bornes A y B en la frecuencia de conmutación. De las formas de onda para tres niveles tenemos que V_{ab} , para el semiciclo positivo de la red, varía entre cero y $+V_f$ no importando el sentido de la corriente por L_c , para el semiciclo negativo variará entre cero y $-V_f$.

Luego considerando el tiempo en que V_{AB} es igual a $+V_f$ como DT_s , entonces :

$$V_{ABmed}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} V_f \cdot dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} 0 \cdot dt \right\} \quad (5.57)$$

Luego,

$$V_{ABmed}(t) = V_f \cdot D(t) \quad (5.58)$$

finalmente:

$$\frac{V_f}{V_{ABmed}(t)} = \frac{1}{D(t)} \quad (5.59)$$

Ganancia del convertidor

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

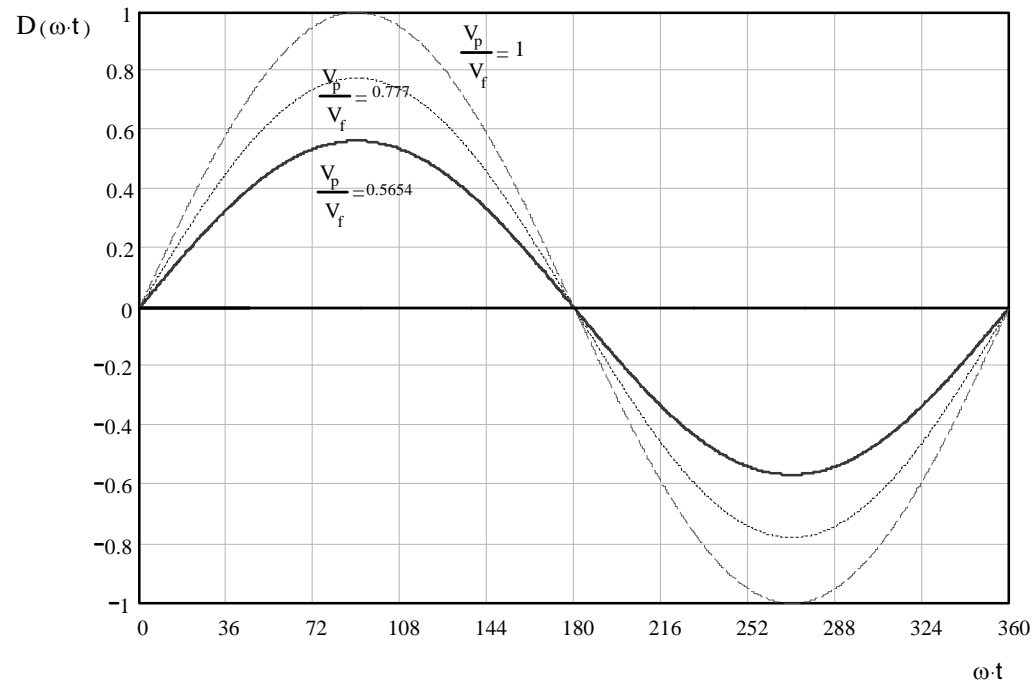


Fig. 5.36

5.2.2.3 - Razón cíclica

De la ecuación de la ganancia se obtiene la razón cíclica del convertidor, por observación se tiene que V_{ABmed} es igual a $V_e = V_p \sin \omega t$, ya que para tensión de red el inductor debe presentar reactancia nula.

Luego:

$$D(\omega t) = \frac{V_{ABmed}(t)}{V_f} \quad (5.60)$$

o,

$$D(\omega t) = \frac{V_p}{V_f} \cdot \sin \omega t = m_i \cdot \sin \omega t \quad (5.61)$$

La Fig. 5.36 nos muestra la variación de la razón cíclica para diferentes valores del parámetro V_p/V_f ó m_i , índice de modulación.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.2.2.4 - Influencia de la tensión sobre C_f y el valor de L_C en el desarrollo del circuito

Tal como fue dicho anteriormente, tanto el valor del condensador C_f como el valor del inductor L_C , influyen directamente en el comportamiento dinámico del filtro, es decir, instantáneamente se tiene para la segunda etapa la siguiente ecuación:

$$V_L = V_f - V_e \quad (5.62)$$

o,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_f - V_e}{L_C} \quad (5.63)$$

Esta última ecuación nos muestra que la dinámica del filtro es directamente influenciada por la tensión continua V_f de salida y por el valor de la inductancia L_C (el peor caso es cuando V_f se resta a V_e) la tensión V_f debe cumplir dos requisitos que son contrapuestos:

- i) La tensión V_f debe ser alta de modo a asegurar una rápida compensación de la corriente armónica. Obligatoriamente debe ser mayor que el máximo de la tensión de red (V_p).
- ii) Un valor demasiado alto, significa que el condensador C_f es más caro y grande. Además los interruptores tendrán mayores esfuerzos de tensión inversa.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.2.2.5 - Ondulación de la corriente en el inductor de acoplamiento

En el caso de L_C , es sabido que la rapidez de variación de la corriente en el inductor depende inversamente de su inductancia. Luego para una mejor dinámica es deseable tener un pequeño valor de L_C , para que esta variación acompañe las rápidas variaciones de la corriente armónica. Sin embargo valores muy pequeños de L_C darán ondulaciones de corriente, en la frecuencia de conmutación, muy altas.

Por lo tanto, el cálculo de estos parámetros se deben hacer tomando en cuenta las observaciones anteriormente dadas, de la ecuación 5.63 se tiene:

$$\Delta i_L = \frac{(V_f - V_e)}{L_C} \cdot \Delta t_2 \quad (5.63)$$

Donde Δt_2 es definido como DT , sustituyendo esto se obtiene:

$$\Delta i_L = \frac{(V_f - V_e)}{L_C} \cdot D \cdot T_s \quad (5.64)$$

Organizando, y calculando para un ciclo de red:

$$\Delta i_L(\omega t) = \frac{T_s \cdot V_f}{L_C} \cdot \left(1 - \frac{V_e}{V_f}\right) \cdot D(\omega t) \quad (5.65)$$

Luego:

$$\overline{\Delta i_L}(\omega t) = \frac{\Delta i_L \cdot L_C}{T_s \cdot V_f} = \left(1 - \frac{V_e}{V_f} \cdot \sin \omega t\right) \cdot D(\omega t) \quad (5.66)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

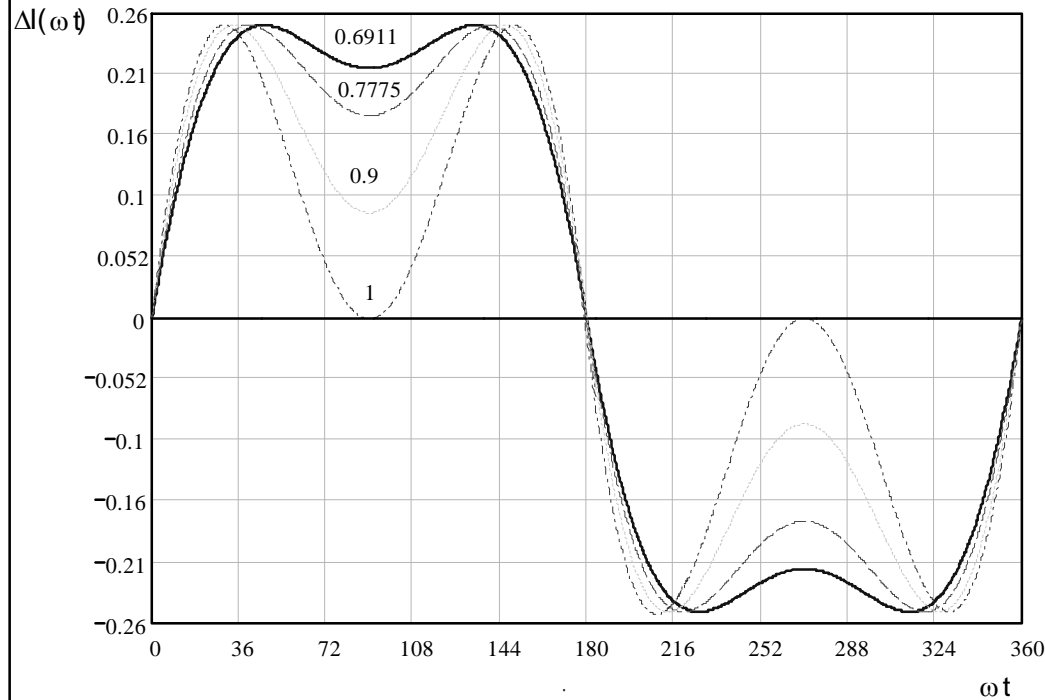


Fig. 5.37

Sustituyendo finalmente la razón cíclica en (5.66) se tiene:

$$\overline{\Delta i_L(\omega t)} = \frac{\Delta i_L \cdot L_C}{T_S \cdot V_f} \left(1 - \frac{V_P}{V_f} \cdot \text{sen} \omega t \right) \cdot \frac{V_P}{V_f} \cdot \text{sen} \omega t \quad (5.67)$$

ωt entre cero y 180°

Y:

$$\overline{\Delta i_L(\omega t)} = \left(1 + \frac{V_P}{V_f} \cdot \text{sen} \omega t \right) \cdot \frac{V_P}{V_f} \cdot \text{sen} \omega t \quad (5.68)$$

ωt entre 180° y 360°

La Fig. 5.37 muestra la ondulación en L_C en función de ωt , teniendo V_P/V_f como parámetro. El máximo para cualquier valor de V_P/V_f es 0,25. Por lo tanto la inductancia L_C , puede ser calculada como:

$$L_C = \frac{0.25 \cdot V_f}{f_S \cdot \Delta i_{L_{\max}}} \quad (5.69)$$

El condensador de salida puede ser calculado como:

$$C_f = \frac{P_o}{2 \cdot f_{red} \cdot (V_{f_{\max}}^2 - V_{f_{\min}}^2)} \quad (5.70)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

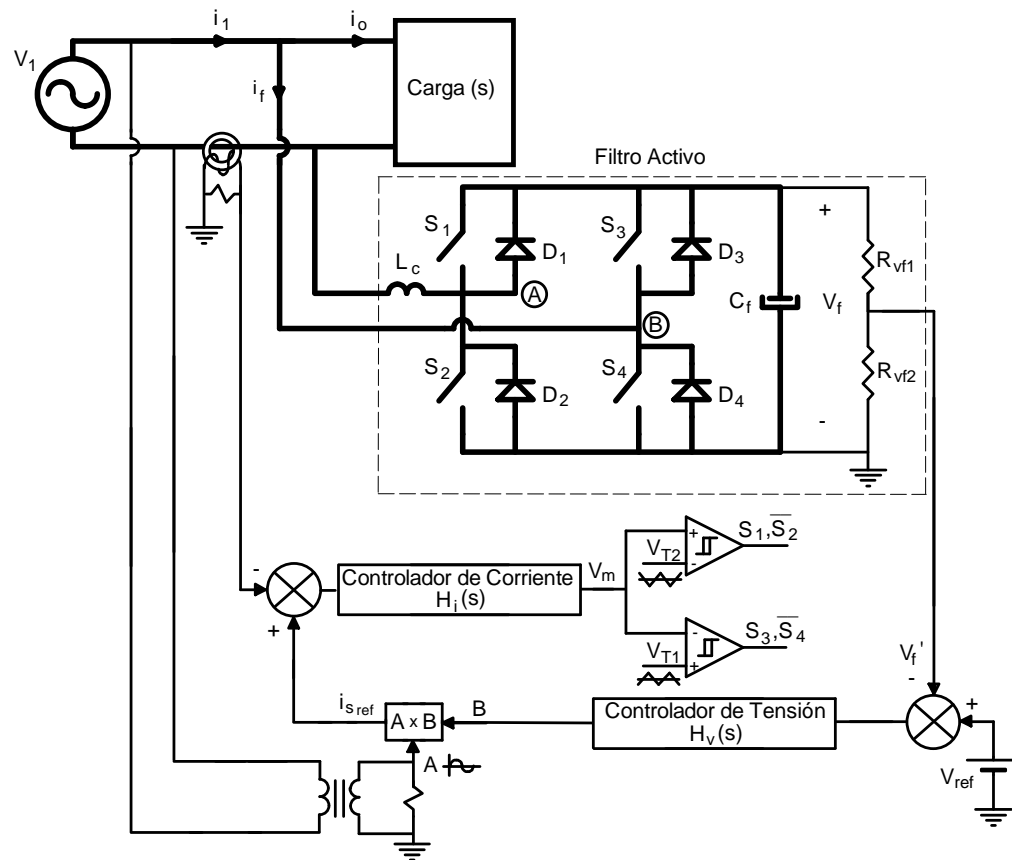


Fig. 5.38

5.2.3 - Estrategia de control

Como su comportamiento es el de un convertidor elevador (Boost) bidireccional en corriente, se usará el mismo tipo de control aplicado al emulador resistivo, control indirecto por corriente media de red, con los voltajes en los puntos A y B a tres niveles.

5.2.3.1 - Estructura del control por corriente media en el filtro activo

Al igual que para el emulador resistivo se establecen las funciones de transferencia de los componentes del sistema (Fig. 5.38). Observando la figura se puede concluir que el bloque a identificar es el circuito de potencia.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

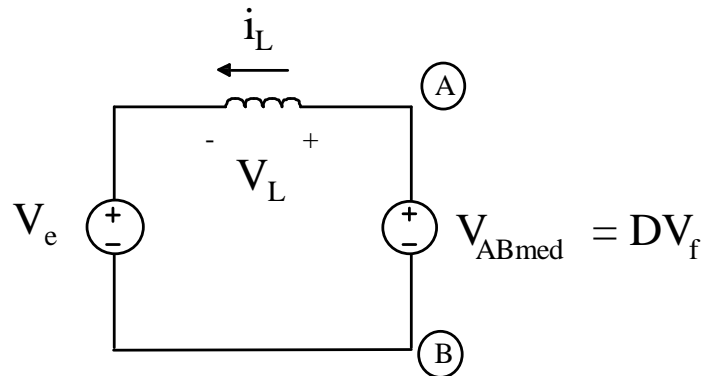


Fig. 5.39

El bloque de modulación tendrá la misma función de transferencia conocida, con la diferencia que trabajará con dos portadoras desfasadas en 180° (y triangulares) de modo a obtenerse el funcionamiento a tres niveles. Debido a esto el circuito funcionara con el doble de la frecuencia de las triangulares.

5.2.3.2 - Obtención del modelo del circuito de potencia

Para obtener la función de transferencia de pequeña señal se recurrirá al modelo de valores medios de grandes señales mostrado en la Fig. 5.39 y se supondrá funcionamiento sin ondulación de tensión en el condensador de salida, con esto se tiene que:

$$V_L = V_{ABmed} - V_e \quad (5.71)$$

o,

$$\frac{D \cdot V_f - V_e}{L_C} = \frac{di_L}{dt} \quad (5.72)$$

Para obtener la función de transferencia control-salida, se perturba el sistema, es decir para una variación de la razón cíclica, \hat{d} , habrá una variación de la corriente en L_C , \hat{i}_L , entonces:

$$\frac{(D + \hat{d}) \cdot V_f - V_e}{L_C} = \frac{d}{dt}(i_L + \hat{i}_L) \quad (5.73)$$

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Arreglando la ecuación anterior se tiene:

$$\frac{\hat{d}(t) \cdot V_f}{L_c} + \frac{D \cdot V_f - V_e}{L_c} = \frac{d\hat{i}_L}{dt} + \frac{di_L}{dt} \quad (5.74)$$

Sustituyendo la ecuación (5.72) se obtiene:

$$\frac{\hat{d}(t) \cdot V_f}{L_c} + \frac{di_L}{dt} = \frac{d\hat{i}_L}{dt} + \frac{di_L}{dt} \quad (5.75)$$

Luego:

$$\frac{\hat{d}(t) \cdot V_f}{L_c} = \frac{d\hat{i}_L}{dt} \quad (5.76)$$

Aplicando la transformada de Laplace:

$$\frac{V_f}{L_c} \cdot \hat{d}(s) = s \cdot \hat{i}_L(s) \quad (5.77)$$

Así se obtiene:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_f}{s \cdot L_c} \quad (5.78)$$

Que es idéntica a la función de transferencia del convertidor elevador.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

5.2.4 - Ejemplo de proyecto

Este ejemplo es tomado de la referencia [7]. Sean las siguientes especificaciones:

$$V_p = 311V \quad V_f = 400V \quad P_o = 1600W \quad F_{red} = 60Hz \quad F_s = 30kHz \text{ (Frec. de las rampas)} \quad \Delta i_{fmax} = 20\% \text{ de } i_{1P}$$

Considerando que el filtro activo colocado en paralelo con la carga mantenga una corriente drenada de la red puramente sinusoidal y en fase con la tensión.

La corriente máxima de red es calculada como:

$$i_{1P} = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} = \frac{2 \cdot 1600}{311} = 10,3A$$

donde P_o es la potencia total de las cargas conectadas.

La máxima ondulación de corriente en el inductor L_C es especificado 20% del valor de pico de la red, así:

$$\Delta i_{fmax} = 0,2 \cdot i_p = 0,2 \cdot 10,3 = 2,06A$$

La inductancia L_C es calculada como:

$$L_C = \frac{0,25 \cdot V_f}{f_s \cdot \Delta i_{Lmax}} = \frac{0,25 \cdot 400}{2 \cdot 30000 \cdot 2,06} = 810\mu H$$

Donde f_s es dos veces la frecuencia de las portadoras triangulares.

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Para el condensador C_f fue utilizado un banco de condensadores con una capacitancia resultante de $1,8\text{mF} / 400\text{V}$.

5.2.4.1 - Resultados experimentales

El diagrama de potencia es mostrado en la Fig. 5.40, donde los condensadores colocados entre los brazos del inversor son para evitar sobre-tensiones en los interruptores debido a las inductancias parásitas del circuito impreso. Las resistencias R_{Vf1} y R_{Vf2} son utilizados para tomar una muestra de la tensión V_f del filtro. Para la muestra de corriente fue utilizado un sensor Hall.

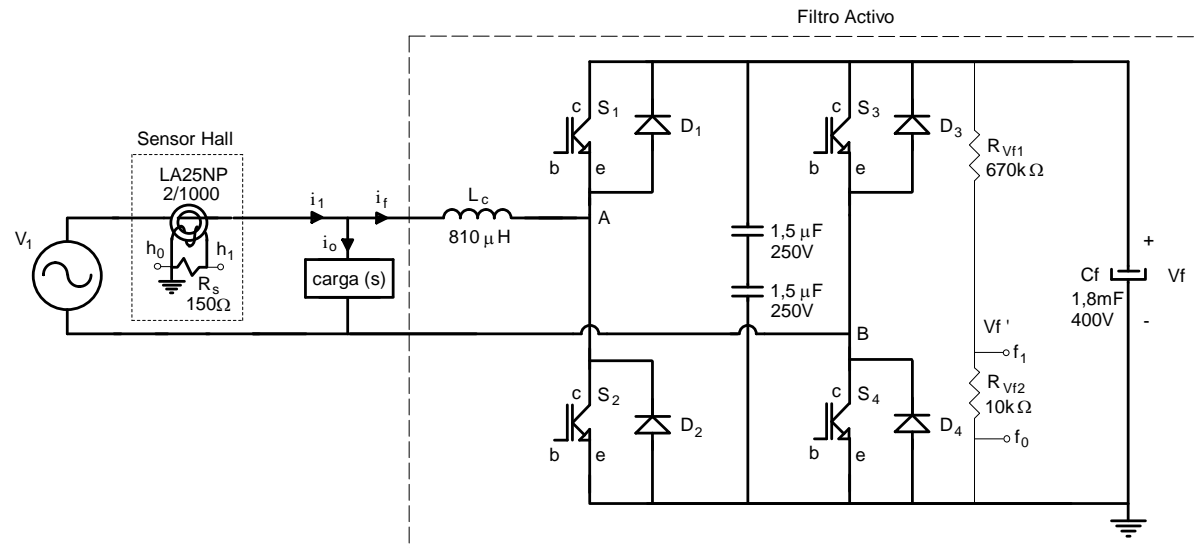


Fig. 5.40

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

El diagrama de control es mostrado por la Fig. 5.41, se pueden identificar los controladores de voltaje y corriente, el transformador para obtener la muestra de tensión de red, el multiplicador, la generación de la señales triangulares, los comparadores que generan el PWM para los interruptores y los circuitos 'driver' IR2111 que proporcionan el aislamiento y el tiempo muerto de las ordenes de comando de los interruptores.

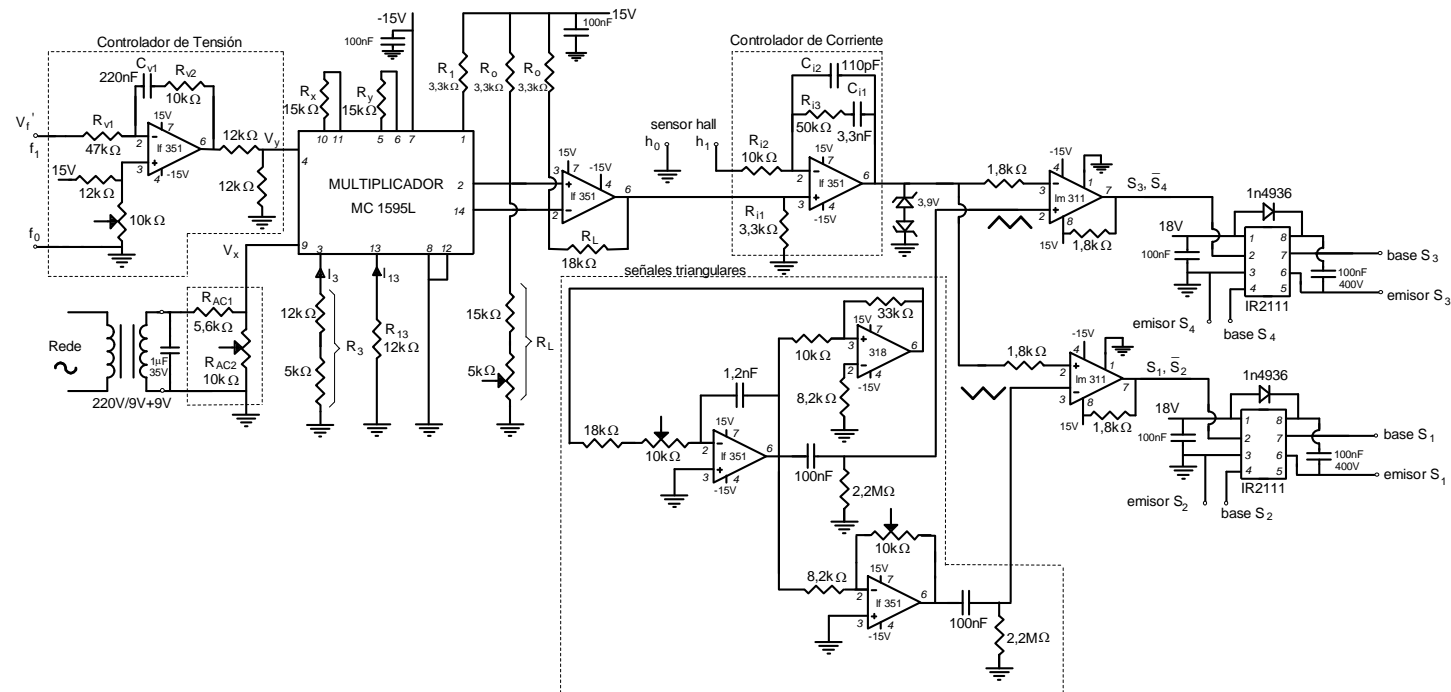


Fig. 5.41

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

Los parámetros y las especificaciones de los principales componentes son dados a continuación:

- $L_C = 810\mu\text{H}$ - 40 vueltas (6x 20AWG) núcleo 2x EE 65/39 Thorton (entrefierro = 10mm).
- Interruptores IGBT's ($S_{1,2,3,4}$) : IRG4PC50W
- Diodos $D_{1,2,3,4}$: HFA15TB60

Los resultados experimentales del filtro activo compensando reactivamente una carga lineal es mostrado en la Fig. 5.42. En este caso la carga lineal es una carga fuertemente inductiva (Fig. 5.42a) y la corriente en el filtro activo está prácticamente con un desplazamiento de 90° en relación a la tensión de red (Fig. 5.42d). Esto significa que el filtro suministra energía reactiva y una pequeña cantidad de energía activa para compensar las pérdidas. La Fig. 5.42c nos muestra la tensión de red con la corriente en la carga. Producto del filtro la corriente resultante de red es sinusoidal y en fase con la tensión de red (Fig. 5.42b).

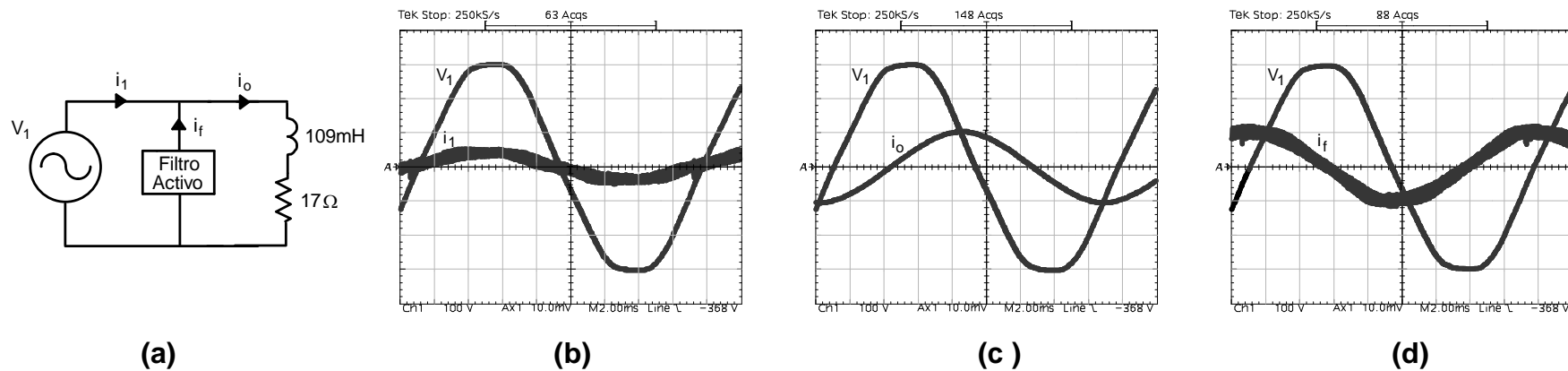


Fig. 5.42: La tensión tiene 100V/div y la corriente tiene 5A/div

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

La Fig. 5.43 muestra los resultados experimentales del filtro compensando una carga netamente no-lineal. La Fig. 5.43a muestra que la carga es un rectificador no controlado con un condensador filtro. La Fig 5.43b muestra la corriente de red resultante observándose que esta totalmente en fase con la red y con una bajísima distorsión. La Fig 5.43c muestra el voltaje de red y la corriente pedida por la carga. Y la Fig. 5.43d la corriente suministrada por el filtro activo.

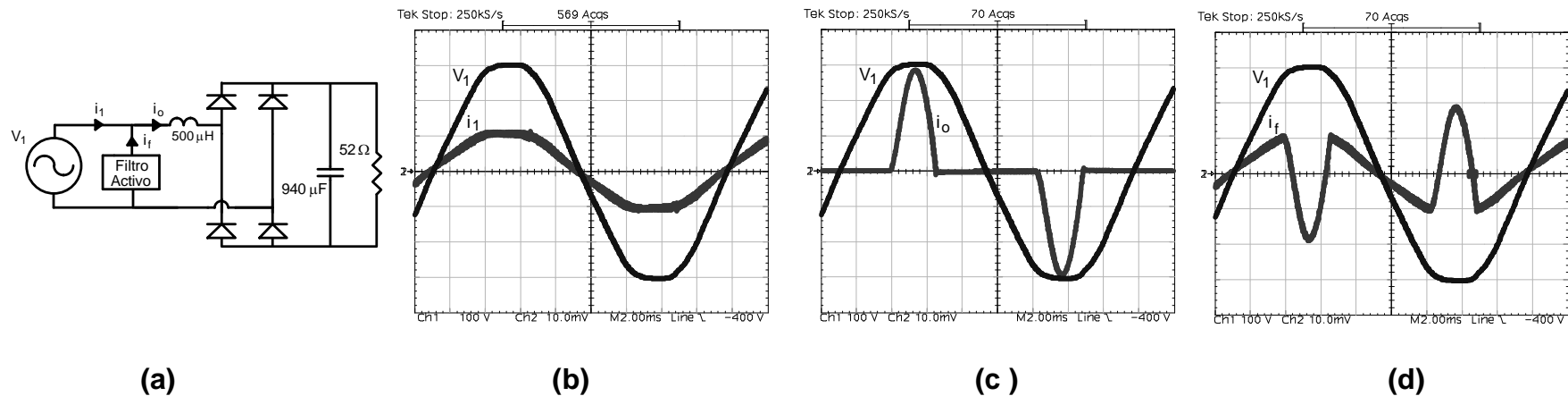


Fig. 5.43

La tensión tiene 100V/div y la corriente tiene 10A/div

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

La Fig. 5.44 muestra al filtro compensando una carga no-lineal inductiva. La Fig. 5.44a muestra la carga siendo un rectificador no controlado con un inductor filtro. La Fig 5.44b muestra la corriente de red resultante totalmente en fase con la red y con una baja distorsión. La Fig 5.44c muestra el voltaje de red y la corriente pedida por la carga. Y la Fig. 5.44d la corriente suministrada por el filtro activo.

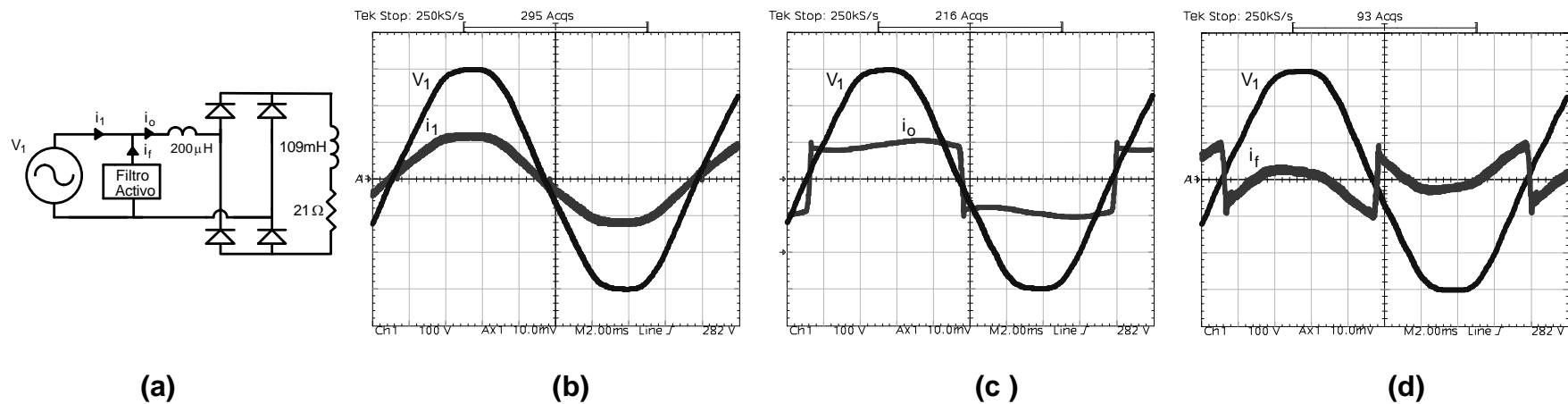


Fig. 5.44

La tensión tiene 100V/div y la corriente tiene 10A/div

Capítulo 5

- Solución a las armónicas a través de circuitos activos

La Fig. 5.45 muestra los resultados experimentales del filtro compensando una sumatoria de cargas, siendo lineales y no lineales. La Fig. 5.45a muestra las diferentes cargas. La Fig. 5.45b muestra la corriente de red resultante observándose nuevamente totalmente en fase con la red y casi sin distorsión. La Fig. 5.45c muestra el voltaje de red y la corriente pedida por las cargas. Y finalmente la Fig. 5.45d la corriente suministrada por el filtro activo.

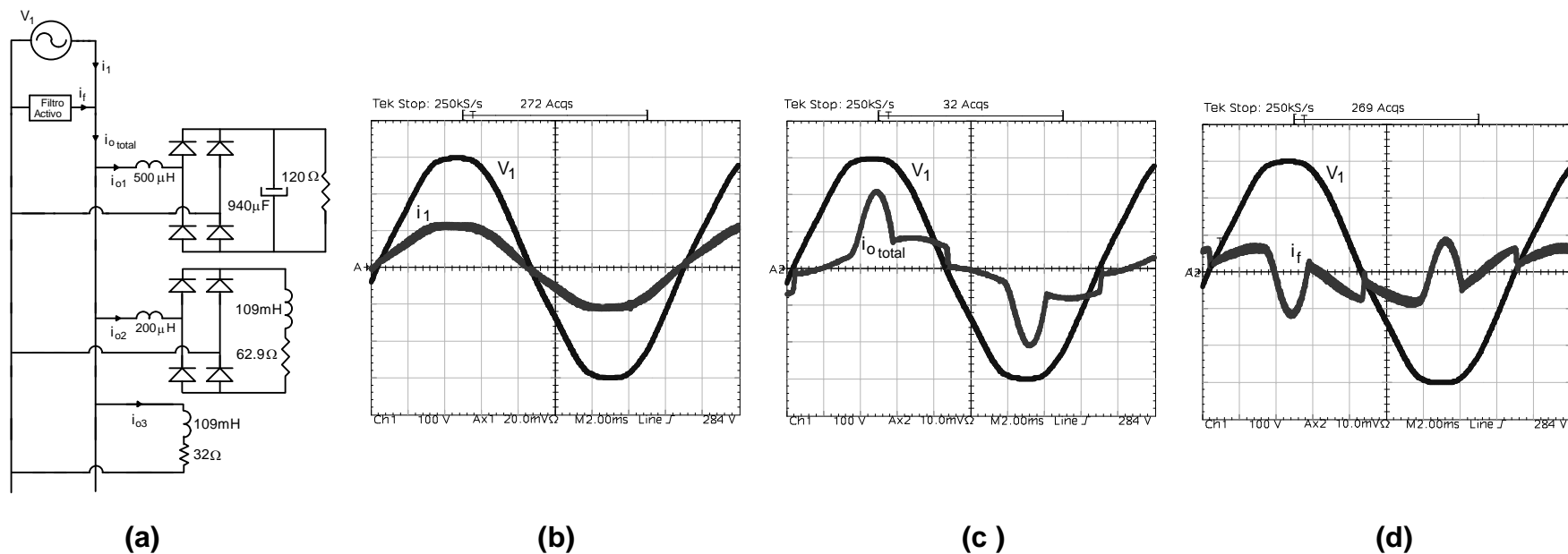


Fig. 5.45

La tensión tiene 100V/div y la corriente tiene 10A/div

Bibliografia

- 1.- ARRILLAGA J.; BRADLEY D.A.; P.S. BODGER. "*Power System Harmonics*". John Wiley & Son, 1985.
- 2.- IEEE std 519-1992. "*Recommend Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems*". New York, USA, 1993.
- 3.- KLOSS A. "*A Basis Guide to Power Electronics*", John Wiley & Son Ed. 1984.
- 4.- KASSAKIAN J.; SCHLECHT M.;VERGHESE G. "*Principles of Power Electronics*", Addison-Wesley Publishing Company Ed. 1991.
- 5.- CHANG G. W., RIBEIRO P.F., RANADE S.J. "*Harmonics Theory*", Tutorial Sobre armónicos del IEEE , 1999.
- 6.- KASSICK Enio. "*Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*", Apostila de curso- Circulación interna, INEP/UFSC 1997.
- 7.- PÖTTKER Fabiana. "*Correção do Fator de Potencias de Cargas Não Lineares monofasicas empregando Filtro Ativo*" , Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 1997. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.
- 8.- LATTI, "*Principios de telecomunicaciones*"
- 9.- BARBI Ivo."Eletronica de Potencia" INEP/UFSC 1988.
- 10.- PHIPPS James. "*A transfer function Approach to Harmonic Filter Design*" , IEEE IAM March/April 1997 pp. 68-82.

Bibliografia

- 11.- PENG F.; AKAGI H; NABAE A. "*A new Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – A combined System of Shunt passive and series Active Filters*". *IEEE Transactions on Industry Applications* , Nov./Dec 1990.
- 12.- PENG F.; "*Harmonic Sources and Filtering Approaches*". *IEEE Industry Applicatiopns Magazine*, Jul/Aug, 2001.
- 13.- MOHAN N.; UNDELAND T.; ROBBINS W, "*POWER ELECTRONICS: Converters, Applicatrions and Design*", John Wiley & Son Ed. 1989.
- 14.- PENG F.; SU G.; FARQUHARSON G.; "*A series LC Filter for Harmonic Compensation of AC Drives*", *IEEE PESC* 1999.
- 15.- PEREIRA O.; KASSICK E., "Harmonicas em Sistemas Eletricos de Baixa Tensao: Analise de um caso" IV Seminario de Eletrónica de Potencia UFSC, Novembro de 1998.
17. Ley N° 19.489 de la republica de Chile, respecto a las disposiciones transitorias en relación Normativa armónica.
18. CHARLES DESOER, ERNEST KUH, "Teoría Básica de Circuitos" Ed. Guanabara 1988.
19. SAEED AHMED, "*Controlled on Time Power Factor Correction Circuit With Input Filter*" Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990, Tesis de Magister.

Bibliografia

20. ROBERT W. ERICKSON, "*Fundamentals of Power Electronics*", Chapman & Hall Ed. 1997.
21. C. ZHOU and M. JOVANOVIĆ, "*Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-factor Correction Circuit*", HFPC-92. Pag 57-68, 1992.
22. L. DIXON, "*Average Current Mode Control of Switching Power Supplies*", Applications note. U-140. UNITRODE. 1991.