

Capítulo 4 **Diseño del amplificador de RF empleando un CMRC**

4.1 Introducción

En este capítulo diseñaremos el amplificador de potencia empleando el CMRC con un filtro pasa bajos polinomial “T” cuya topología podemos observar en la fig.4.1. Hemos visto que las características de un CMRC se ajustan a nuestra necesidad de implementar un amplificador de potencia. En nuestro diseño del CMRC la atenuación de los armónicos superiores está en función de la caída del filtro y de la forma de onda cuasi-cuadrada de la tensión generada por el inversor [55]. El empleo de un filtro permite disminuir las exigencias de tensión y/o corriente a la que quedan sometidos los componentes reactivos en un circuito SRL o PRL, diseñados para obtener una tensión de salida con muy baja distorsión. Además los componentes resultantes del diseño de un filtro, son de menor valor con lo que contribuyen en una mejora de la eficiencia total del amplificador de potencia [28]. Empleando un ciclo de trabajo igual a $2/3$ sobre la tensión v_{ab} aplicada al filtro, eliminamos el armónico de tercer orden y sus múltiplos. La atenuación sobre los armónicos superiores al fundamental para un sistema de comunicaciones en la banda de radiofaro, será suficiente con un filtro cuya ganancia caiga -60db/dec . De este modo obtenemos una señal portadora sinusoidal a la salida del transmisor con muy baja distorsión armónica. Para mejorar la atenuación sobre

armónicos específicos de la portadora generada por el amplificador de potencia, se emplean circuitos “trampas” a las frecuencias de interés.

El diseño del CMRC implica ubicar al convertidor en un modo de operación

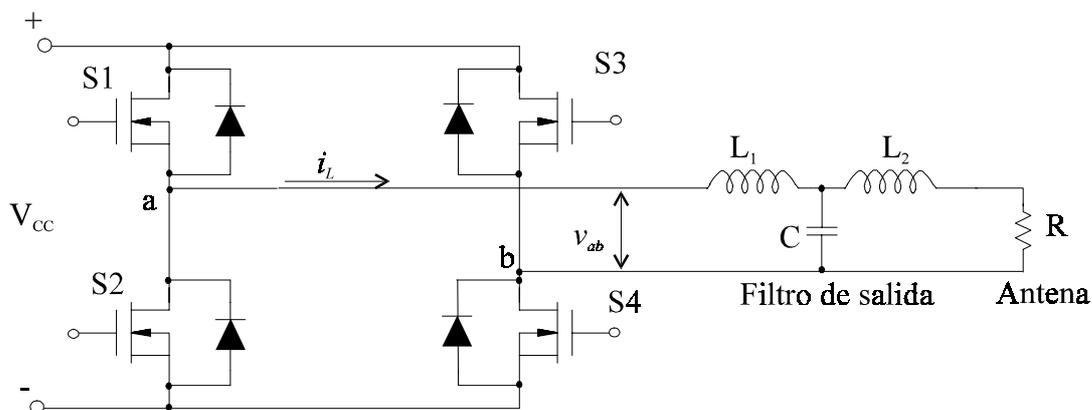


Figura 4.1: CMRC con filtro “T” como amplificador de potencia de RF

determinado y esto depende de la topología empleada como circuito resonante del convertidor. El diseño del amplificador está centrado fundamentalmente, en el dimensionamiento del filtro “T” para que el CMRC opere en el modo más eficiente posible. Como hemos visto en los capítulos previos, para lograr esto debemos garantizar que el CMRC funcione en el modo de operación A.

El filtro “T” no sólo debe filtrar las componentes de frecuencias indeseadas a la salida del transmisor, sino que también debe adaptar las impedancias entre el inversor del convertidor y la antena. La impedancia del inversor se reduce a una resistencia de conducción equivalente de las llaves, mientras que la impedancia que ve el filtro como carga, es el resultado de la impedancia de la antena con el cable de conexión. La impedancia de la antena a la frecuencia de sintonía propia, es el valor de la resistencia de radiación (cuyo valor depende del tipo de antena). Esta impedancia puede cambiar sus características, pasando a ser inductiva por encima de la frecuencia de sintonía o capacitiva por debajo de la frecuencia de sintonía. Por otro lado la impedancia del cable coaxial no es fija sino que también varía, en función de la longitud [13]. En consecuencia la impedancia de carga al filtro no es fija sino que tiene un valor incierto, desadaptando las condiciones de diseño del filtro. Es común en el diseño de amplificadores de potencia que se empleen circuitos de protección para preservar al o a los elementos activos frente a importantes desadaptaciones de carga que produzcan sobre elevación de tensión o corriente [13][14]. En el diseño del CMRC con filtro “T”

tenemos en cuenta esta desadaptación de impedancias para que el modo de operación del convertidor permanezca en el modo A, evitando cambios al modo de operación B. Recordemos que este último algunas llaves pasan a operar con ZCS en el corte (perdiendo la propiedad de encenderse con ZVS) lo que es perjudicial para la eficiencia y hasta podría llevar a la destrucción del convertidor.

La manera de establecer el modo de operación del CMRC para diferentes estados de carga, es haciendo un análisis del convertidor con el circuito resonante asociado. Un modo simple de conocer el comportamiento del CMRC con filtro "T" y carga variable, es reducir dicho filtro a un circuito PRL equivalente. De esta manera, es posible emplear como herramienta de diseño del filtro real, los gráficos de Q_p en función de ω_n vistos en el capítulo anterior. Encontrando los parámetros del circuito equivalente dependientes de los elementos del filtro real se elige el punto de operación del convertidor empleando la gráfica y luego se calculan los valores de inductancia y capacidad necesario para satisfacer las condiciones de operación deseadas.

En la sección 4.2 diseñamos el filtro a través del circuito PRL equivalente al filtro "T" con carga variable. Obtenemos los parámetros característicos del circuito equivalente en función de los parámetros del filtro polinomial elegido y reflejamos la incertidumbre en la carga del filtro, sobre el gráfico de Q_p . En la sección 4.3 dimensionamos el filtro empleado bajo carga nominal y observamos el comportamiento del filtro bajo desadaptación de carga. En la sección 4.4 completamos el dimensionamiento de los componentes del CMRC en función de las corrientes y tensiones de trabajo. Finalmente en la sección 4.5 observamos los resultados obtenidos sobre el prototipo experimental implementado, en estado de carga nominal y bajo estados de carga que ponen en condiciones cercanas al límite entre el modo de operación A y B.

4.2 Diseño del CMRC con filtro "T"

El diseño del CMRC como amplificador de potencia se centra en el diseño del filtro pasa-bajos "T" para funcionar en el modo de operación A. Las características del filtro definen las condiciones de operación del convertidor, en forma similar a lo estudiado en el capítulo previo con una carga PRL o SRL. Para diseñar el filtro "T" deberíamos hacer un análisis similar y establecer los límites entre el modo de operación A y B, determinando los parámetros del filtro que lleven al CMRC a operar en el modo

deseado. Una técnica más simple de diseño es encontrar un circuito PRL equivalente del filtro “T” y emplear los resultados ya obtenidos, con el circuito equivalente.

Observando el filtro “T” en la fig. 4.1, podemos encontrar una impedancia equivalente paralelo de la resistencia de carga y el inductor de salida del filtro. Esta impedancia equivalente agrupada con el capacitor del filtro, permite reducir el filtro “T” a un circuito PRL equivalente. Eligiendo el tipo de filtro y empleando los gráficos del CMRC-PRL que dan los límites entre ambos modos de operación, ubicaremos el punto de operación del convertidor en modo A, adoptando adecuadamente la frecuencia de conmutación normalizada. Fijado el punto de operación calculamos los valores de inductancia y capacidad del filtro real que permiten operar en el punto establecido.

4.2.1 PRL equivalente del filtro “T”

En la fig.4.2 mostramos el filtro “T” pasabajos empleado y el circuito PRL

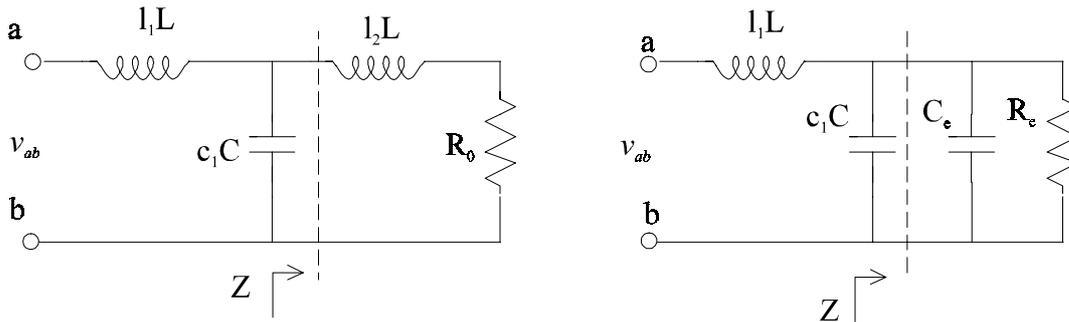


Figura 4.2: Filtro T y su equivalente PRL

equivalente. Los valores de los componentes del filtro se expresan en función de los coeficientes l_1 , l_2 y c_1 , que corresponden al tipo de transferencia polinomial adoptada, Butterworth, Chebyshev, etc [56]. Caracterizamos al filtro mediante los siguientes parámetros:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{frecuencia de corte del filtro "T"}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{impedancia característica del filtro "T"}$$

donde además $Z_0 = \omega_c L = \frac{1}{\omega_c C} = R_0$

Definimos ahora ω_0 como la frecuencia de oscilación natural sin amortiguar del filtro “T”, que se expresa de la siguiente manera

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 L_2 / L_1 + L_2)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{c_1(l_1 l_2 / l_1 + l_2)}} = \omega_c \omega_p \quad (4.1)$$

donde $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{c_1(l_1 l_2 / l_1 + l_2)}}$ depende del tipo de filtro empleado.

Igualando las impedancias Z indicadas en la fig. 4.2, que ven ambos circuitos a la frecuencia ω_0 , obtenemos la resistencia y el capacitor del circuito PRL equivalente, dados por:

$$R_e = \frac{(\omega_0 L_2)^2 + R_0^2}{R_0} = \frac{(\omega_p l_2 \omega_c L)^2 + R_0^2}{R_0} \quad (4.2)$$

$$C_e = \frac{-L_2}{(\omega_0 L_2)^2 + R_0^2} = \frac{-l_2 L}{(\omega_p l_2 \omega_c L)^2 + R_0^2} \quad (4.3)$$

Si tenemos en cuenta que $\omega_c L = R_0$, entonces R_e y C_e quedan

$$R_e = R_0 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] \quad (4.4)$$

$$C_e = \frac{-l_2 L}{R_0^2 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right]} \quad (4.5)$$

El circuito PRL equivalente queda caracterizado por su frecuencia de corte ω_{ce} y por el factor de mérito Q_{Pe} , definidos por:

$$\omega_{ce} = \frac{1}{\sqrt{l_1 L (c_1 C + C_e)}} \quad (4.6)$$

$$Q_{Pe} = \omega_{ce} (c_1 C + C_e) R_e \quad (4.7)$$

Quedando definida la frecuencia de conmutación normalizada como $\omega_n = \frac{f_s}{f_{ce}} = \frac{\omega_s}{\omega_{ce}}$,

entonces $\omega_{ce} = \frac{\omega_s}{\omega_n}$ y de (4.7), obtenemos la siguiente igualdad:

$$(c_1 C + C_e) R_e = Q_{Pe} \frac{\omega_n}{\omega_s} \quad (4.8)$$

Reemplazando (4.4) y (4.5) en (4.8) y siendo $L = R_0^2 C$, entonces

$$C R_0 \left\{ c_1 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] - l_2 \right\} = Q_{Pe} \frac{\omega_n}{\omega_s} \quad (4.9)$$

De esta última ecuación despejamos el valor de C , quedando

$$C = Q_{Pe} \frac{\omega_n}{\omega_s} \frac{1}{R_0 \left\{ c_1 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] - l_2 \right\}} \quad (4.10)$$

De(4.6) despejamos L obteniendo

$$L = \frac{1}{\omega_{ce}^2 l_1 (c_1 C + C_e)} \quad (4.11)$$

Sustituyendo $c_1 C + C_e$ de (4.8) y teniendo presente (4.4), nos queda

$$L = \frac{\omega_n}{\omega_s} \frac{R_0 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right]}{Q_{Pe} l_1} \quad (4.12)$$

Haciendo el producto de (4.10) y (4.12) obtenemos

$$LC = \left(\frac{\omega_n}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{l_1} \frac{\left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right]}{\left\{ c_1 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] - l_2 \right\}} \quad (4.13)$$

Teniendo en cuenta que L por C definen la frecuencia de corte, podemos expresar la frecuencia de corte del filtro “T” como función de los coeficientes del filtro, de la frecuencia de conmutación y de la frecuencia normalizada

$$\omega_c^2 = \left(\frac{\omega_s}{\omega_n} \right)^2 l_1 \frac{\left\{ c_1 \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] - l_2 \right\}}{\left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right]} \quad (4.14)$$

Si ahora hacemos la relación L/C , entonces

$$\frac{L}{C} = \frac{R_0^2 \cdot \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] \left\{ c_1 \cdot \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] - l_2 \right\}}{l_1 \cdot Q_{Pe}^2} \quad (4.15)$$

y como $L/C = R_0^2$, para que se cumpla (4.15), debemos satisfacer

$$Q_{Pe} = \sqrt{\left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right]^2 \frac{\left\{ c_1 - l_2 / \left[1 + (\omega_p l_2)^2 \right] \right\}}{l_1}} \quad (4.16)$$

De esta última ecuación se observa que el valor del factor de mérito equivalente Q_{Pe} para un filtro “T” a la frecuencia ω_0 , es sólo función de los coeficientes del filtro polinomial. Elegido el filtro Butterworth, Chebyshev u otro filtro polinomial, quedan definidos los coeficientes l_1 , l_2 y c_1 , determinando inmediatamente el valor de Q_{Pe} . Conociendo la frecuencia de conmutación normalizada ω_n y empleando (4.10) y (4.12), se calculan los componentes del filtro.

El diseño del CMRC como amplificador de potencia con filtro “T” implica operar con ciclo de trabajo constante. Habiendo seleccionado el tipo de filtro polinomial, el valor de Q_{pe} queda establecido a partir de (4.16) y para completar el diseño del filtro es necesario determinar la frecuencia de conmutación normalizada. Resolvemos esto empleando la gráfica que representa el modo de operación crítico del CMRC-PRL en función de ω_n para D constante. Fijado el valor de D y el de Q_p , el único parámetro de diseño que permite decidir operar en modo A al CMRC con filtro “T”, es la elección de la frecuencia de conmutación normalizada. Siguiendo estos pasos, queda establecida la técnica de diseño del filtro “T”, que permite determinar las condiciones de funcionamiento del CMRC en el modo más adecuado.

4.2.2 Circuito PRL equivalente con carga variable

El filtro “T” empleado en el CMRC como amplificador de RF, cumple dos finalidades: la primera es filtrar la forma de onda cuasi-cuadrada, reduciendo el contenido armónico superior, la segunda es adaptar la impedancia de salida del inversor a la entrada del conjunto línea más antena [14]. La impedancia que ve el filtro hacia el inversor es básicamente, la resistencia de conducción que presentan las llaves. La impedancia que ve el filtro hacia la salida, es la impedancia resultante del cable de conexión más la antena, que como hemos dicho, son función de la relación entre la frecuencia de portadora respecto de sintonía propia de la antena, de las condiciones de radiación de la antena y de la longitud del cable. Por esta razón es imposible en el diseño del convertidor, considerar una adaptación perfecta entre la salida del convertidor y el conjunto coaxial más antena. La desadaptación posible es medida en RF a través de la Relación de Onda Estacionaria, ROE. Un valor adecuado para el diseño es tomar $ROE < 2$. El ROE se manifiesta como una variación de la impedancia de carga, en módulo y fase de la forma:

$$Z_L = R_L \pm jX_L$$

Los valores que toma Z_L , para la desadaptación prevista, están comprendidos dentro de una zona circular dado por la siguiente ecuación:

$$\left(R_L - \frac{5}{4} R_0 \right)^2 + X_L^2 = \left(\frac{3}{4} R_0 \right)^2 \quad (4.17)$$

donde la impedancia mínima y máxima son resistivas, y de valores $R_0/2$ y $2.R_0$, respectivamente. En la fig.4.3 vemos a Z_L como impedancia de carga del filtro “T”, con sus componentes activas y reactivas a la frecuencia de conmutación ω_s .

Con esta condición de carga variable rebisaremos el cálculo del circuito PRL equivalente. Comenzamos observando el comportamiento de la componente reactiva X_L de la carga en función del signo. Si $X_L > 0$, tendrá características inductivas y se expresa como:

$$X_L = \omega_s L_L$$

Mientras que si $X_L < 0$, entonces poseerá características capacitivas, expresandose

$$X_L = \frac{-1}{\omega_s C_L}$$

Asociamos la inductancia de salida del filtro con la impedancia reactiva de la

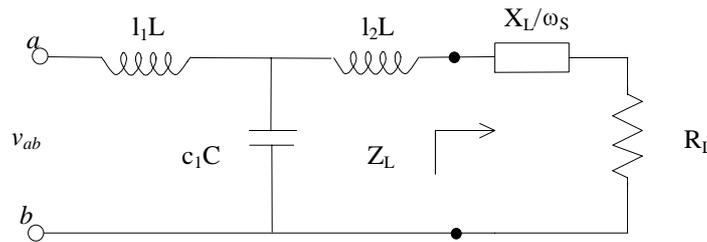


Figura 4.3: Filtro “T” con carga variable

carga, formando una inductancia equivalente L'_2 , expresada como:

$$L'_2 = l_2 L + \frac{X_L}{\omega_s} \quad (4.18)$$

Así, cuando $X_L > 0$ se suma a la inductancia de salida del filtro una inductancia real, y cuando $X_L < 0$ se suma una inductancia negativa equivalente $\frac{-1}{\omega_s^2 c}$ dada por la naturaleza capacitiva de la desadaptación.

La frecuencia de oscilación natural sin amortiguamiento definida por (4.1), queda dada por:

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{c_1 l_1 \frac{l_2 L + X_L / \omega_s}{L(l_1 + l_2) + X_L / \omega_s}}} \quad (4.19)$$

Notemos que cuando $X_L = 0$ entonces $\omega'_0 = \omega_0$. La resistencia y capacidad equivalente a la frecuencia natural sin amortiguamiento son

$$R'_e = R_L + \frac{[\omega'_0(l_2L + X_L / \omega_s)]^2}{R_L} \quad (4.20)$$

$$C'_e = -\frac{(l_2L + X_L / \omega_s)}{[\omega'_0(l_2L + X_L / \omega_s)]^2 + R_L^2} \quad (4.21)$$

Finalmente la frecuencia de corte y el factor de mérito del circuito PRL equivalente, resultan dadas por:

$$\omega'_{ce} = \frac{1}{\sqrt{L_1(c_1C + C'_e)}} \quad (4.22)$$

$$Q'_{Pe} = \omega'_{ce}(c_1C + C'_e)R'_e \quad (4.23)$$

En la fig. 4.4 tenemos una gráfica de Q_P en función de ω_n para un circuito PRL, en la que muestra el límite entre el modo de operación A y B para un ciclo de trabajo crítico D. Cuando el filtro ve como carga una resistencia igual a la carga nominal R_0 , se tiene un punto de operación del circuito PRL equivalente caracterizado por un valor de Q_{Pe} y $\omega_n \left(= \frac{\omega_s}{\omega_{ce}} \right)$ que indicamos con el punto “ R_0 ”. Si la carga varía en módulo y fase, el conjunto de los puntos de funcionamiento cubren una zona sobre la gráfica de Q_P y

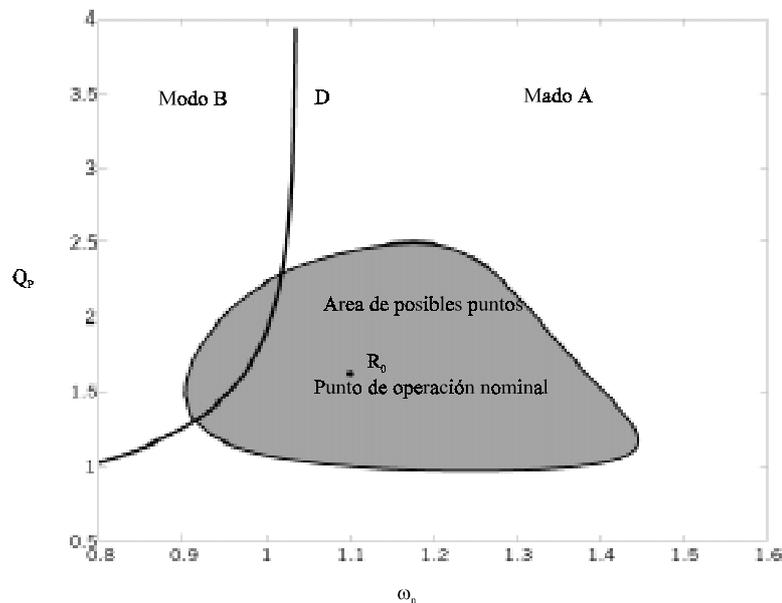


Figura 4.4: Zona de operación de un filtro “T” equivalente

no son un único punto de operación. Ambas componentes, activa y reactiva de la carga, modifican las características del filtro “T” y por lo tanto definen un área de posibles puntos de operación del CMRC como indicamos en la figura con un área sombreada.

Cuando la curva límite dada por D cruza el área de posibles puntos de operación del CMRC, las condiciones de desadaptación que den puntos por debajo y hacia la derecha de D , son puntos de operación en modo A del convertidor. Mientras que los puntos que resultan por encima y hacia la izquierda de D , ponen al convertidor en el modo de operación B . Esto muestra que un diseño del filtro “T” realizado teniendo en cuenta solo el estado de carga nominal, no garantiza que el CMRC opere en modo A para cualquier estado de carga. Para garantizar la operación del CMRC con un filtro “T” en modo A , aún con carga variable, es necesario en el diseñar el filtro de manera que toda el área de puntos esté dentro de la zona A .

4.3 Dimensionado del filtro “T”

Partiendo de la condición de carga nominal, determinaremos los valores de inductancias y capacidad para poner el punto de funcionamiento suficientemente lejos de la curva límite entre los modos de operación A y B , como para permitir un valor de desadaptación de impedancias a la salida del filtro. La condición a cumplir en el diseño del CMRC con filtro “T”, es operar en el modo A de funcionamiento aún con un ROE < 2 entre la salida del filtro y la antena.

4.3.1 Cálculo del filtro

La tensión de entrada al filtro posee un ciclo de trabajo de $2/3$ para eliminar el tercer armónico de la tensión y todos sus múltiplos. Un filtro pasa bajos polinomial de tercer orden, posee suficiente caída en la banda de atenuación para lograr una señal portadora con baja distorsión armónica. Cualquier filtro polinomial puede ser utilizado en el diseño. En nuestro caso emplearemos un filtro Butterwoth de 3^{er} orden pasa bajos “T”. Suponiendo que la impedancia de generador (de onda cuasi-cuadrada equivalente al inversor) es nula y que la impedancia de carga es de 50Ω , los coeficientes toman los siguientes valores:

$$l_1 = 3/2 \quad l_2 = 1/2 \quad c_1 = 4/3$$

Para calcular el filtro procederemos como indicamos en la sec. 4.2.1. Elegido el filtro queda definido automáticamente el factor de mérito del circuito PRL equivalente, a través de (4.16) resultando

$$Q_{Pe} = \sqrt{3/2}$$

En la fig. 4.5 observamos una gráfica de Q_p para $D=2/3$. Fijado el valor de Q_{pe} , debemos establecer un valor de ω_n para operar en un punto dentro de la zona de modo A. Para la elección de ω_n existe una situación de compromiso. Si elegimos ω_n por debajo de la unidad se presentan dos dificultades: La primera es que, si bien el valor de Q_{pe} permita operar en modo A aún con un valor de ω_n menor a 0.9, nos deja muy poco margen para operar con un ROE < 2. Un pequeño apartamiento del valor nominal de la carga, podría llevar al convertidor a operar en el modo B. La segunda desventaja es la baja atenuación de las componentes superiores a la fundamental, de la tensión de entrada al filtro. Si en cambio elegimos un valor de ω_n mucho mayor a la unidad, puede existir una mayor reducción en la ganancia de tensión sobre la salida del filtro. Salvamos este compromiso en la determinación de ω_n , tomando un valor posible de ω_n sin que la ganancia del filtro se desmejore sustancialmente. Si tomamos la frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de corte del filtro ($f_s = f_c$), la ganancia del filtro cae 3db (con respecto a la ganancia en continua). Con este límite tolerado para la atenuación del primer armónico, logramos buena atenuación en los armónicos superiores y un buen margen para operar con la desadaptación de carga prevista.

Tomando la ec.(4.14) despejamos ω_n , quedando

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_c} \sqrt{l_1 \left[c_1 - \frac{l_2}{1 + (\omega_p l_2)^2} \right]} \quad (4.24)$$

Conociendo los parámetros del filtro, el valor de $\omega_p = \sqrt{2}$ y si $\omega_s = \omega_c$, entonces ω_n resulta:

$$\omega_n = \sqrt{l_1}$$

para el filtro Butterworth adoptado $\omega_n=1.225$.

Tomando la frecuencia de conmutación normalizada igual a 1.2 y siendo $Q_{pe} = \sqrt{3/2}$, el punto de operación queda indicado en la fig. 4.5 con "R₀" ($R_L = 50\Omega$ y $X_L = 0\Omega$). Operando a la frecuencia de conmutación de 300Khz y con una carga nominal de 50Ω, los valores de L y C resultan:

$$L = 26\mu\text{hy} \quad \text{y} \quad C = 10.4\text{nf}$$

Finalmente los valores definitivos de cada elemento del filtro son:

$$L_1 = l_1.L = 39,4\mu\text{hy}, \quad L_2 = l_2.L = 12,9\mu\text{hy} \quad \text{y} \quad C_1 = c_1.C = 13\text{nf}$$

4.3.2 Comportamiento del filtro con desadaptación de carga

En la fig. 4.5 apreciamos cómo varían los puntos de operación del CMRC con el circuito PRL equivalente con variación de Z_L en módulo y fase, para un $ROE < 2$. Queda un área limitada de puntos de operación vinculados punto a punto con (4.17). Podemos observar que el diseño realizado del filtro “T” pone al CMRC plenamente en el modo de operación A. El punto de diseño del filtro “T” R_o , está sobre una curva cuyos puntos de operación, corresponde a variaciones de la carga puramente resistiva. Los puntos 1 y 2 sobre dicha curva indican los módulos mínimo y máximo respectivamente, para $ROE = 2$. Ambos puntos también indican pertenecen a dos curvas que limitan la zona posible de operación, para $X_L > 0$ y $X_L < 0$. Claramente se ve que a medida que la carga se hace inductiva nos acercamos al límite entre el modo de operación A y B. Está relacionado con el hecho de que, tener componentes de carga inductivas aumenta el

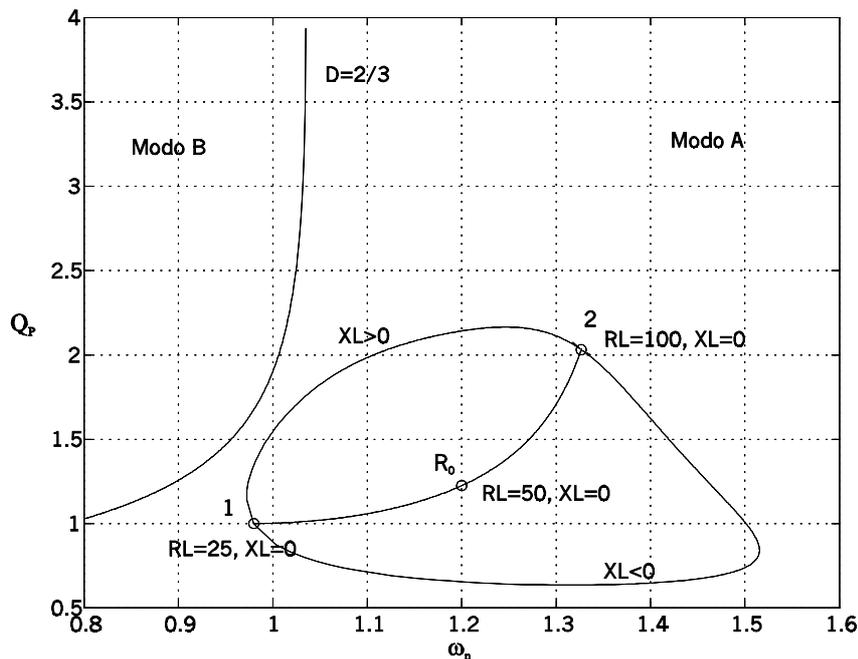


Figura 4.5: Zona de operación del CMRC con $ROE < 2$

valor de la inductancia de salida del filtro, resultando una impedancia equivalente menos capacitiva (ec. (4.21)), aumentando así la frecuencia de corte del circuito PRL equivalente (ec. (4.22)) y por lo tanto se reduce la frecuencia de conmutación normalizada. Con la elección de $\omega_n = 1.2$ y un $ROE < 2$ queda un margen del 5% para

posibles desajustes en el ciclo de trabajo y para la tolerancia en la aproximación del filtro real desadaptado, al circuito PRL equivalente.

4.4 Implementación del CMRC

Hemos visto que el modo de operación del CMRC está impuesto por las características del circuito resonante. Ya hemos calculado los componentes del filtro “T” y nos resta dimensionar y especificar los componentes restantes que constituyen el convertidor resonante, dependiendo de la frecuencia de operación y de la potencia a desarrollar en la carga.

Un esquema del prototipo experimental empleado del CMRC como amplificador de potencia en RF, se muestra en la fig. 4.6 (En el apéndice A se muestra un esquema detallado del amplificador implementado). Podemos ver que la fuente de alimentación del amplificador es tomada de la red mediante una rectificación de onda completa y

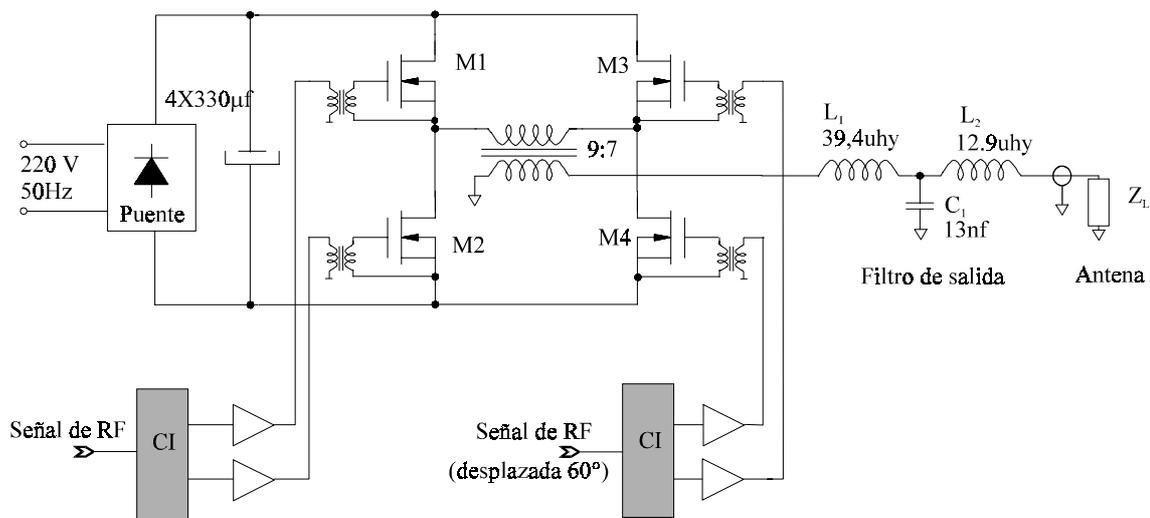


Figura 4.6: Amplificador de potencia de RF de 300W

posterior filtrado capacitivo. Así cumplimos con un requisito de diseño, poder alimentar el amplificador de potencia en forma ininterrumpida desde la red de distribución monofásica. Las especificaciones impuestas son: una alimentación de 300V y ripple aproximadamente del 7%. El prototipo está diseñado para manejar una potencia nominal de 300W sobre la carga nominal de 50Ω . Los dispositivos empleados como llaves son MOSFETs IRF720, que como ya hemos mencionado, incorporan su propio diodo de rueda libre, simplificando el diseño del circuito impreso. El transformador acopla al inversor con el filtro de salida, como vemos en la figura. Su función es doble, primero

permite aislar galvánicamente el inversor que esta conectado directamente a la red y el circuito de radio frecuencia (filtro más antena), segundo adapta niveles de tensión para establecer la potencia requerida sobre la carga (Apéndice A). El dimensionamiento y las características constructivas del transformador y de los inductores están detalladas en el apéndice B.

También podemos observar en la fig. 4.6 los circuitos de excitación a las llaves. En general el diseño de un amplificador de RF implica el diseño de redes de adaptación de impedancias tanto a la entrada como a la salida del elemento activo [13][14]. En amplificadores de potencia con técnicas de conmutación como es el caso del CMRC, no se necesitan redes de adaptación en la excitación de los dispositivos activos empleados en el amplificador. Las señales de excitación deben ser suficientes para encender los transistores así como para apagarlos. Los pulsos de excitación son obtenidos a partir de las señales de RF, generadas por el modulador como veremos en el capítulo siguiente. Ambas señales de RF están desfasadas exactamente en 60° , para generar sobre la salida del inversor una tensión monopulso de 120° de ciclo de trabajo. Los bloques CI son circuitos integrados que generan los pulsos de excitación de los MOSFETs de cada columna en forma complementaria, a partir de la señal de RF. Los CI poseen protecciones: de sobre y baja tensión de la alimentación del amplificador, de corriente por las llaves del inversor que permite también proteger de cambios brusco de carga. Las excitaciones generadas por los CIs con sus correspondientes tiempos muertos, pasan por amplificadores de corriente y finalmente a través de transformadores de aislamiento, a las compuertas de cada MOSFET. Mayores detalles sobre la excitación a los MOSFETs podemos ver en el apéndice A.

4.5 Resultados experimentales

Empleando el prototipo experimental, dimensionado en la sección anterior y mostrado en la fig. 4.6, hemos realizado mediciones de la tensión v_{ab} y corriente i_L a la salida del inversor puente. Para tales mediciones hemos empleado en Z_L (fig. 4.6) diferentes cargas fantasmas que emulan condiciones de carga desfavorables para el CMRC (por acercarse a la frontera entre el modo A y B), siempre en el entorno de $ROE=2$. Cada una de estas cargas han sido realizadas empleando componentes discretos, capaces de desarrollar la potencia nominal de 300W requerida, alimentando el CMRC desde la red. En la fig. 4.7 indicamos en el plano Q_P el estado de carga nominal del

convertidor (transmisor) con $R_L = 48\Omega$ y $X_L = 0\Omega$ y tres puntos cercanos al límite

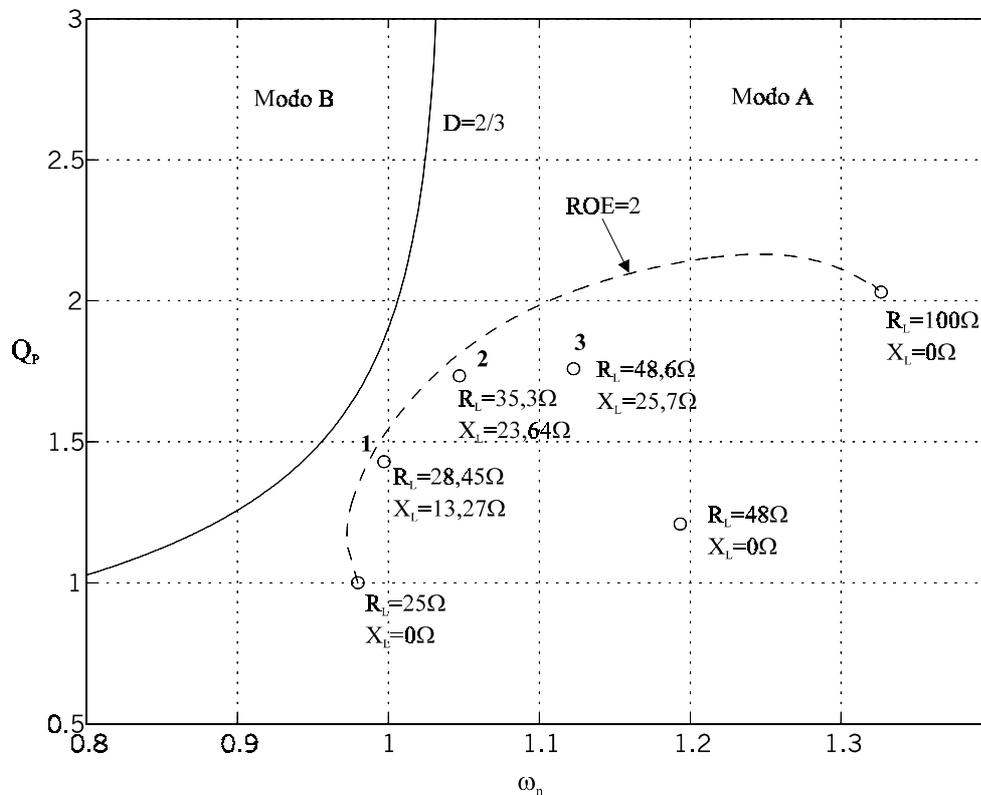


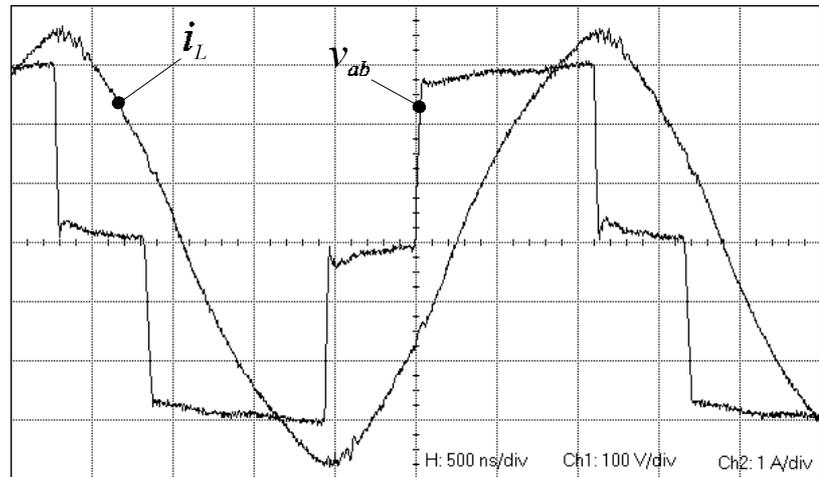
Figura 4.7: Puntos de prueba para diferentes estados de carga

teórico de $ROE = 2$. En cada punto (1, 2 y 3) se indican las componentes activas y reactivas de las diferentes cargas fantasmas.

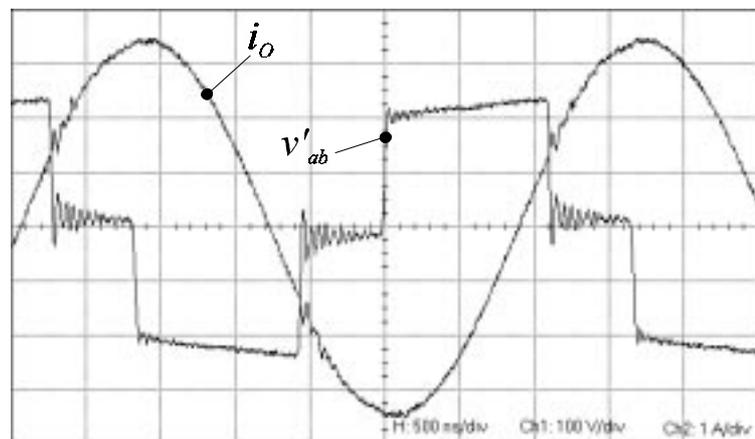
En la fig. 4.8a podemos apreciar la tensión v_{ab} y la corriente i_L sobre el primario del transformador de aislamiento para el estado de carga nominal que desarrolla una potencia de 300W sobre la carga fantasma. Observamos que la condición de conmutación de las llaves es la prevista pues corresponde al Modo A de operación. Presenta un ángulo entre el inicio del pulso de tensión y el cruce por cero de la corriente de carga de aproximadamente 30° . Se ve claramente que las cuatro llaves están conmutando con ZVS. La fig. 4.8b muestra la tensión aplicada a la entrada del filtro v'_{ab} (tensión secundaria del transformador) y la corriente i_o sobre la carga; esta última con muy baja distorsión armónica. El contenido armónico de la portadora para el estado de carga nominal se muestra en la fig. 4.8c. Apreciamos la componente fundamental en 300 kHz y la aparición del tercer armónico con una atenuación aproximada de 34dB. La presencia de esta componente se debe a la falta de una cancelación perfecta en la tensión de entrada al filtro.

En la fig. 4.9a se ve la tensión v_{ab} y la corriente i_L para una carga igual a: $R_L = 28,45\Omega$ y $X_L = 13,27\Omega$. Podemos ver que el CMRC sigue operando en el modo A con una desadaptación próxima a $ROE = 2$. Se aprecia que el cruce por cero de la corriente de carga está ligeramente retrasado respecto del pulso de tensión en 20° . En la fig. 4.9b observamos la tensión v_o y la corriente i_o sobre la carga. En la fig. 4.10a se muestra la tensión v_{ab} y la corriente i_L para una carga igual a: $R_L = 35,3\Omega$ y $X_L = 23,64\Omega$. Aquí vemos una condición de operación muy próxima a la condición de operación crítica y en la fig. 4.10b se ve el caso para $R_L = 48,6\Omega$ y $X_L = 25,7\Omega$ donde claramente el convertidor opera en modo A. Podemos concluir que los resultados experimentales obtenidos verifican la validez de la descripción teórica de análisis y diseño.

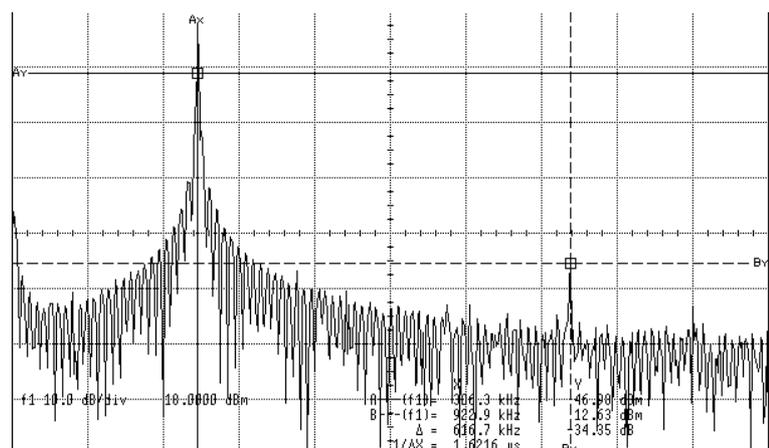
La eficiencia lograda sobre el CMRC con carga de salida nominal es de aproximadamente el 92%. Asimismo podemos separar en etapas, observando que la eficiencia del inversor es cercana al 97% mientras que la eficiencia del filtro más el transformador de acoplamiento es del 95%.



a) Tensión v_{ab} y corriente i_L sobre el primario del transformador



b) Tensión de entrada al filtro v'_{ab} y corriente de salida i_o del amplificador de potencia



c) Espectro de la señal de portadora (amplitud: 10dB/div, frecuencia: 125kHz/div)

Figura 4.8: Formas de onda de tensión y corriente para $R_L = 48\Omega$, $X_L = 0\Omega$
(Tensión: 100V/div, Corriente: 1A/div, tiempo: 500ns/div)

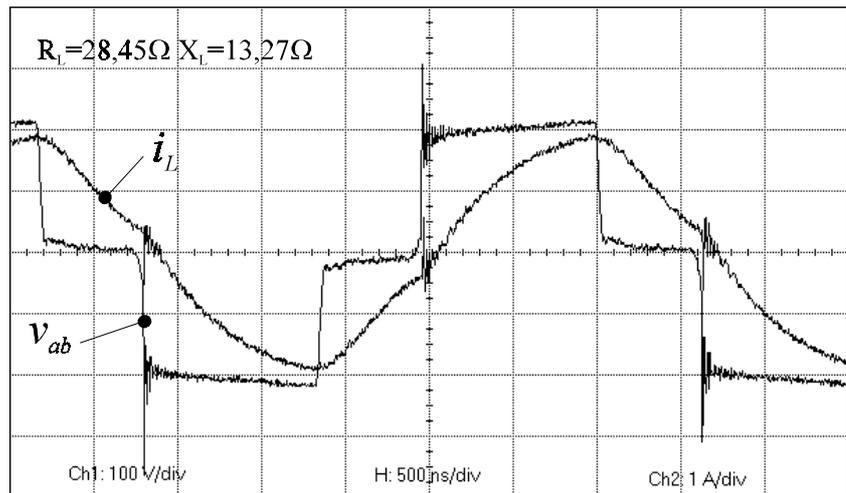
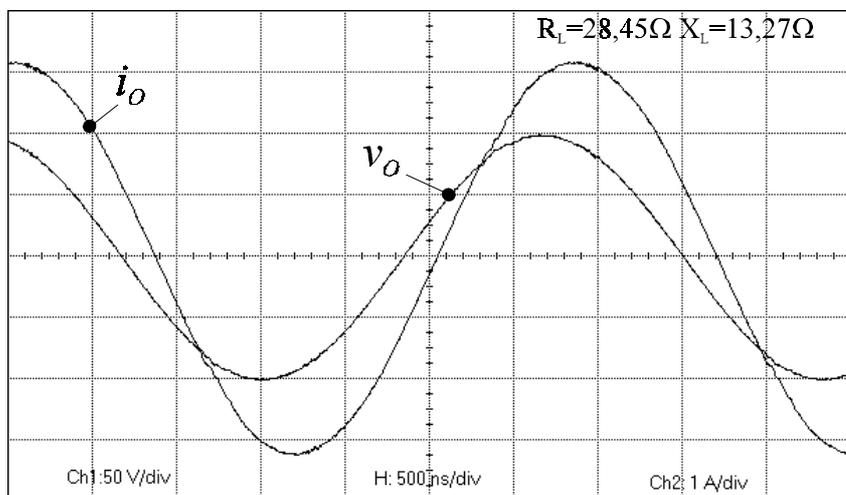
a) Tensión v_{ab} (100V/div) y corriente i_L a la entrada del transformadorb) Tensión v_o (50V/div) y corriente i_o sobre la carga

Figura 4.9: Formas de onda de tensión y corriente para $R_L = 28,45\Omega$ y $X_L = 13,27\Omega$
(Corriente: 1A/div, tiempo: 500ns/div).

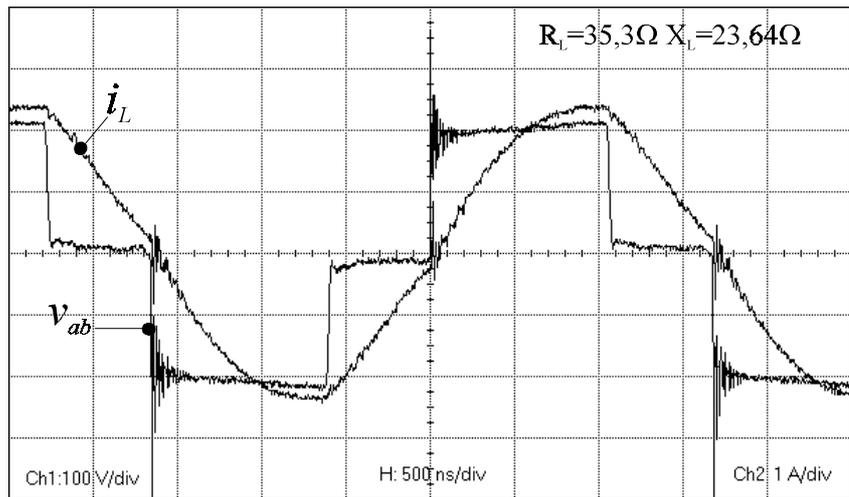
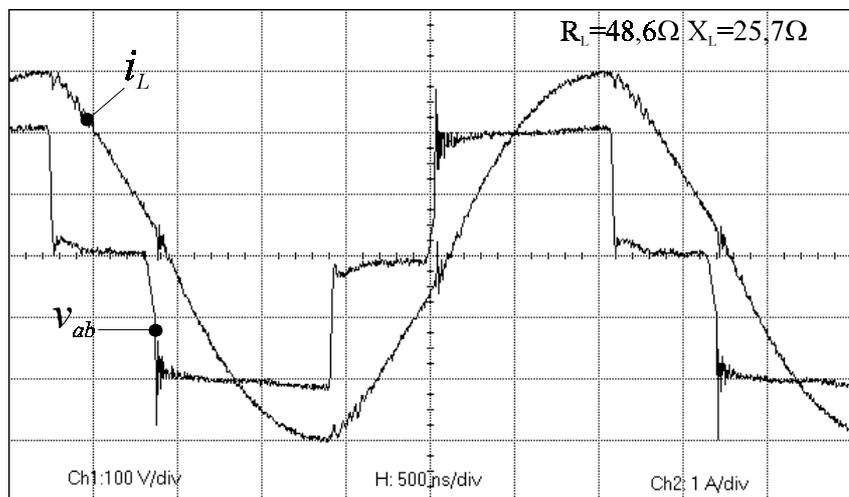
a) $R_L = 35,3\Omega$ y $X_L = 23,64\Omega$ b) $R_L = 48,6\Omega$ y $X_L = 25,7\Omega$

Figura 4.10: Formas de onda de tensión y corriente para los puntos 2 y 3 de la fig. 4.7
(Tensión: 100V/div, Corriente: 1A/div, tiempo: 500ns/div)