

CAPITULO 4

PROYECTO Y SIMULACION

4.1 INTRODUCCION

En este capítulo, se presenta un ejemplo de CFP trifásico a simular con la finalidad de dar validez al estudio analítico del convertidor CD-CD zeta aislado operando en CCM, objetivo de este trabajo de tesis.

4.2 ESPECIFICACIONES

Para el desarrollo del procedimiento de diseño seguido en el capítulo 3, los siguientes parámetros son tomados de manera arbitraria. Simplemente se pretende demostrar que de acuerdo a las ecuaciones que arrojó el estudio, el convertidor funciona como se espera.

Los datos propuestos de entrada son los siguientes:

$$V_{rms} = 220 \text{ volts}$$

$$P_o = 3 \text{ Kw (Potencia de salida)}$$

$$V_o^* = 60 \text{ V (Voltaje en carga)}$$

$$f_r = 60 \text{ Hz (Frecuencia de línea)}$$

$$f_s = 100 \text{ KHz (Frecuencia de conmutación)}$$

4.3 RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN (a)

La relación de transformación seleccionada es de:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 5$$

Es decir, el transformador es reductor. Con el dato de la relación de transformación calculamos el voltaje referido al devanado primario $V_0 = 5 \times 60 = 300$ volts

4.4 GANANCIA ESTÁTICA (G)

La ganancia estática definida por la ecuación (3.27a) es

$$G = \frac{1}{\alpha} = \frac{V_0}{\sqrt{3} V_p} \quad \text{de donde el voltaje pico}$$

es $V_p = V_{rms} \sqrt{2} = 311 \text{ volts}$ que se puede observar más adelante en la fig. 4.2; sustituyendo valores tenemos que la ganancia estática es $G = 0.557$, que nos indica la eficiencia, es decir, el porcentaje de transferencia de energía a la salida del convertidor.

4.5 RAZÓN CÍCLICA (D)

$$\text{Por definición} \quad \alpha = \frac{\sqrt{3} V_p}{V_0} = \frac{1}{G} \quad \text{señalada en la ecuación}$$

(3.27), sustituyendo el valor de G calculado en la anterior sección, resulta en $\alpha = 1.797$ y aplicando la ecuación (3.40)

$$\text{obtenemos la razón cíclica} \quad D = \frac{1}{1 + \frac{3}{\pi} \alpha} = 0.369, \text{ este valor es}$$

importante, ya que es necesario para hallar los valores de las inductancias de salida L_o y magnetizante L_m , así como la capacitancia de acoplamiento C_1 y el valor de L_{equiv} .

4.6 CORRIENTE DE SALIDA (i_o) Y RESISTENCIA DE CARGA (R_o)

La corriente de salida i_o y la resistencia de carga R_o son referidas al lado primario y se obtienen a continuación:

$$i_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{3,000 \text{ W}}{300 \text{ V}} = 10 \text{ A} \qquad R_o = \frac{V_o}{i_o} = \frac{3,00}{10} = 30 \Omega$$

Estos valores sirven para calcular el valor de la inductancia equivalente L_{equiv} , con la cual, se obtiene la inductancia magnetizante L_m ; además, i_o sirve para calcular el valor de los capacitores de salida C_o y acoplamiento C_l .

4.7 INDUCTANCIA EQUIVALENTE

Para obtener la inductancia equivalente L_{equiv} se tiene que considerar que el convertidor zeta opere en el modo continuo, por lo tanto, tomaremos lo indicado en la sección 3.5.7. Las ecuaciones a utilizar son (3.68) y (3.69), además, se desea que a partir del 10% de la carga la operación sea en modo continuo, por lo que se obtiene:

$$R_{o \text{ MAX}} = \frac{V_o}{\% \times i_o} = \frac{300}{(0.10)(10)} = 300 \Omega$$

$$L_{\text{equiv.}} = \frac{R_{o \text{ MAX}} (1-D)^2}{2 f_s} \geq 0.6 \text{ mH} \quad , \text{ se tomará el valor de}$$

$$L_{\text{equiv}} = 1 \text{ mH}$$

4.8 INDUCTANCIAS DE SALIDA (Lo) Y MAGNETIZANTE (Lm)

- Para el cálculo de la inductancia de salida, se utiliza la ecuación (3.44) de la cual despejamos Lo. Admitiendo una ondulación de la corriente en el inductor de salida Δi_{Lo} de 10% (1 A) tenemos:

$$L_o = \frac{\sqrt{3} V_p D}{f_s \Delta i_{L_o}} = \frac{\sqrt{3} (311)(0.369)}{(100 \times 10^3)(1)} = 2 \text{ mH}$$

- Para el cálculo de la inductancia magnetizante, se utiliza la ecuación (3.13) de la cual despejamos Lm.

$$\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o} = \frac{1}{L_{equiv}} \quad \text{por lo tanto:} \quad L_m = 2 \text{ mH}$$

4.9 CAPACITOR DE ACOPLAMIENTO Y DE SALIDA

- Para ambos capacitores adoptamos una ondulación del valor medio de las tensiones respectivas así como también lo establecido en las secciones 3.5.6 y 3.5.7. La ondulación de ΔV_{C1} y ΔV_o elegida para ambos capacitores será del 10% del valor medio de sus tensiones, por lo tanto, aplicando las ecuaciones (3.64) y (3.65) respectivamente tendremos:

$$C_1 = \frac{\pi i_o D}{3 \Delta V_{C1} f_s} = 1.28 \mu\text{F} \qquad C_o = \frac{i_o (2 - \sqrt{3})}{72 f_r \Delta V_o} = 20.7 \mu\text{F}$$

4.10 FILTRO DE ENTRADA

Para el filtro de entrada se toma en consideración las teorías convencionales empleadas en la referencia [27] y en base al ANEXO B, adoptándose: $\zeta = 2.25$ y $\omega_c = 2 \pi 10000$ (una década debajo de f_s).

Procediendo a determinar los parámetros del filtro a través de las ecuaciones siguientes:

$$R_{eq} = \frac{\sqrt{3} V_p \alpha}{2 i o} = 48.4 \Omega$$

$$Cf_{1,2,3} = \frac{1}{2 \omega_c \text{Re } \xi} = 73.6 \text{ nF} \quad (\text{Configuración en estrella})$$

$$Lf_{1,2,3} = \frac{1}{(\omega_c)^2 Cf_{1,2,3}} = 3.44 \text{ mH}$$

4.11 CALCULO DE LOS ESFUERZOS EN LOS COMPONENTES

De acuerdo con las ecuaciones presentadas en el capítulo 3 sección 3.5 y tomando los datos obtenidos anteriormente, se calculan los valores de corriente y voltaje en cada uno de los componentes del convertidor zeta. Estos se comparan con los valores que arroje la simulación con la finalidad de tomar decisiones pertinentes al seleccionar adecuadamente cada componente, tal como se indica en la tabla 4.1:

- A través de las ecuaciones (3.48) y (3.49) se calculan:

La corriente mínima en la inductancia magnetizante

$$i_{L_m} m = \frac{\pi i_o}{3 \alpha} - \frac{3 \sqrt{3} V_p D}{2 \pi L_m f_s} = 5.88 \text{ Amp}$$

La corriente mínima en la inductancia de salida

$$i_{L_o} m = i_o - \frac{3 \sqrt{3} V_p D}{2 \pi L_o f_s} = 9.52 \text{ Amp}$$

- De la ecuación (3.42) obtenemos la ondulación de corriente en la inductancia magnetizante:

$$\Delta i_{L_m} = \frac{\sqrt{3} V_p D}{L_m f_s} = 1 \text{ Amp}$$

- Con la ecuación (3.44) se obtiene la ondulación de corriente en la inductancia de salida:

$$\Delta i_{L_o} = \frac{\sqrt{3} V_p D}{L_o f_s} = 1 \text{ Amp}$$

- De la ecuación (3.46) se obtiene la corriente media de la inductancia magnetizante :

$$i_{L_m} med = \frac{\pi i_o}{3 \alpha} = 5.82 \text{ Amp}$$

- La corriente media de la inductancia de salida es igual a la corriente de salida i_o indicada en la ecuación

$$(3.47): i_{L_o} med = i_o = 10 \text{ Amp}$$

- Con la ecuación (3.50) se obtiene la corriente de pico en la inductancia magnetizante:

$$i_{Lm} \text{ pico} = \frac{\pi^2 i_o}{9 \alpha} + \frac{\sqrt{3} V_p D}{2 L_m f_s} = 6.60 \text{ Amp}$$

- Con la ecuación (3.51) se obtiene la corriente de pico en la inductancia de salida:

$$i_{L_o} \text{ pico} = \frac{\pi i_o}{3} + \frac{\sqrt{3} V_p D}{2 L_o f_s} = 10.97 \text{ Amp}$$

- La corriente media en el diodo se obtiene aplicando la ecuación (3.55):

$$i_{D_1} \text{ med} = i_{L_o} \text{ med} = i_o = 10 \text{ Amp}$$

- Con la ecuación (3.56) se obtiene la corriente media que circula por cada diodo del puente rectificador:

$$i_{D_r} \text{ med} = \frac{\pi i_o}{9 \alpha} = 1.90 \text{ Amp}$$

- Con la ecuación (3.59) se halla la corriente de pico en el interruptor:

$$i_{s_1} \text{ pico} = \frac{\pi i_o}{3 (1 - D)} + \frac{\sqrt{3} V_p D}{2 L f_s} = 17.60 \text{ Amp}$$

- La corriente pico en el diodo es igual a la corriente pico en el interruptor para lo cual se aplica la ecuación

$$(3.60): i_{D_1} \text{ pico} = i_{s_1} \text{ pico} = \frac{\pi i_o}{3 (1 - D)} + \frac{\sqrt{3} V_p D}{2 L f_s} = 17.60 \text{ Amp}$$

- La corriente pico en los diodos del puente rectificador es igual a la corriente pico en el interruptor, tal como se indica en la ecuación (3.61):

$$i_{Dr\ pico} = i_{S1\ pico} = \frac{\pi i_o}{3(1-D)} + \frac{\sqrt{3} V_p D}{2 L f_s} = 17.60\ Amp$$

- Para obtener la ondulación de tensión en el capacitor de acoplamiento C1 se hace uso de la ecuación(3.64):

$$\Delta V_{C1} = V_{C1M} - V_{C1m} = \frac{\pi i_o D}{3 C1 f_s} = 30.18\ Volts$$

- Para obtener la ondulación de tensión del capacitor de salida Co utilizamos la ecuación (3.65):

$$\Delta V_{Co} = \Delta i_{co} * X_{co} = \frac{i_o (2 - \sqrt{3})}{72 f_r Co} = 29.82\ Volts$$

- La corriente media en el interruptor S1 es igual a la corriente media en la inductancia magnetizante Lm tal como se indica en la ecuación (3.52):

$$i_{S1\ med} = i_{Lm\ med} = \frac{\pi i_o}{3 \alpha} = 5.82\ Amp$$

Se han calculado los componentes y parámetros del convertidor siguiendo la metodología y se procederá a simular el comportamiento para comprobar la validez del método.

4.12 SIMULACION EN PSIM

Partiendo de los datos y parámetros presentados en los apartados anteriores, se procede a la simulación del convertidor, cuya estructura se muestra en la fig. 4.1.

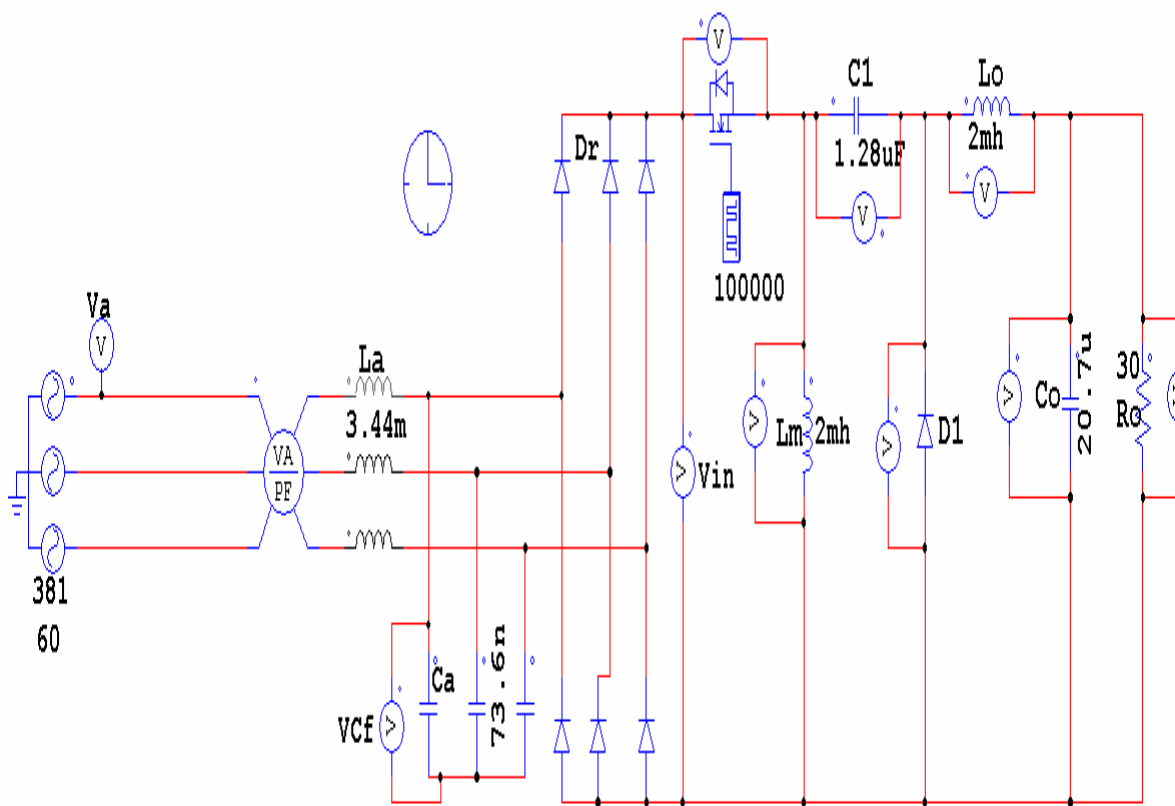


Fig. 4.1 Estructura simulada en PSIM Versión 7.0

Las figuras siguientes muestran los principales resultados obtenidos en situación de carga nominal.

La Figuras 4.2 representa la forma de onda senoidal de los voltajes de entrada, mostrando el voltaje máximo de 311 volts.

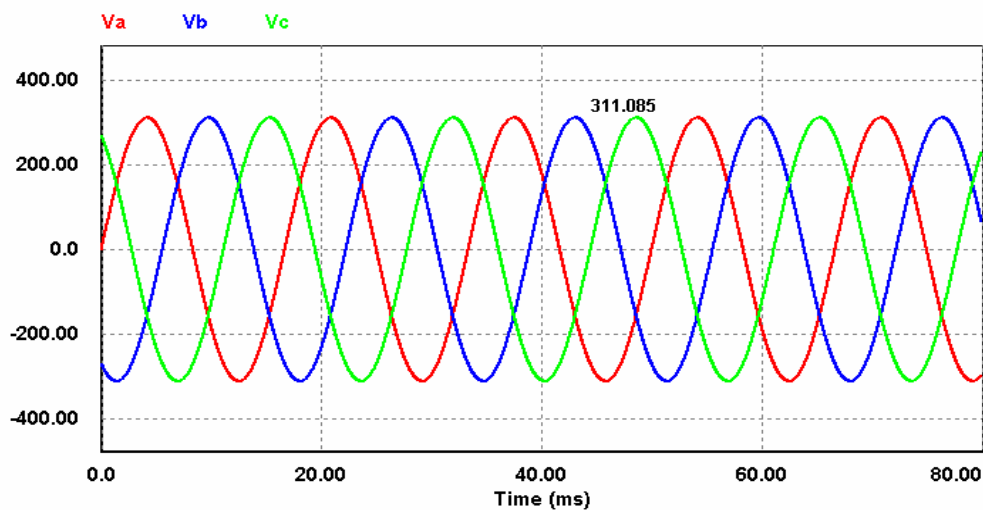


Fig. 4.2 Ondas de Voltajes de Fase Va, Vb, Vc

La fig. 4.3 muestra la forma de onda de la corriente de entrada con valor máximo de 6.66 amp mostrando perturbaciones de tipo armónico.

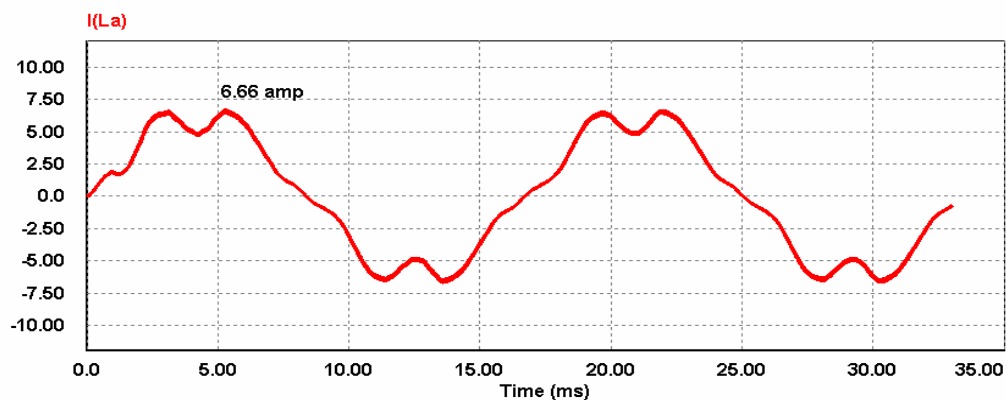


Fig.

4.3 Onda de Corriente en la Fase A

En la fig. 4.4 se presentan las formas de onda de tensión y corriente máximas de la fase A en la entrada, mostrando un escalonamiento de la corriente de 40 veces ($6.66 \times 40 = 266.49$). Se

puede observar que el voltaje conserva su forma senoidal, siendo el voltaje máximo de 311 volts. En cuanto a la corriente, se observa que sigue al voltaje pero con perturbación de tipo armónico siendo la corriente máxima de 6.66 amperes.

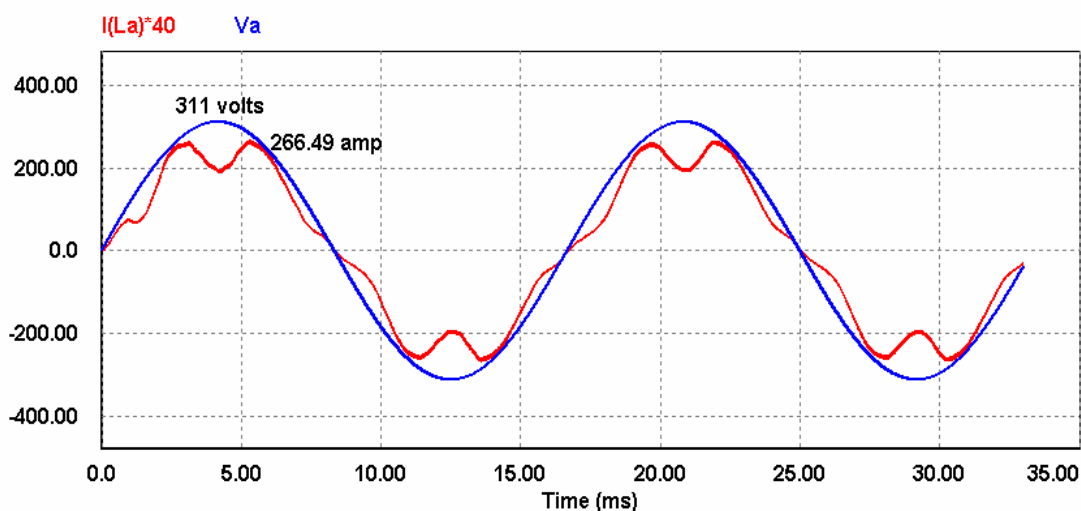


Fig. 4.4 Tensión y corriente en la fase A

En la fig. 4.5 se presenta el espectro en frecuencia de la corriente de fase A, mostrando las armónicas: fundamental, 5^a, 7^a y 11^a; los valores de las corrientes armónicas son:

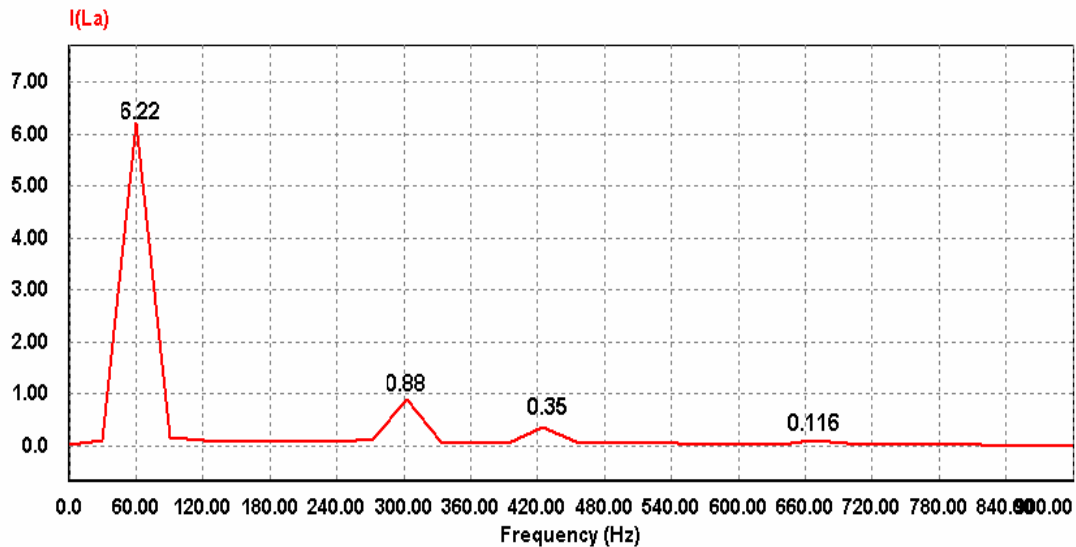


Fig. 4.5 Espectro en frecuencia de la corriente en la fase A

Armónico No.	Frecuencia Hz.	Componente en Amperes	I^2 (amp)
1	60		
5	300	0.88	0.78
7	420	0.35	0.12
11	660	0.11	0.01
		Total	0.91
			0.95

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{11} I_{nrms}^2}}{I_{1rms}} \times 100 = \frac{\sqrt{0.88^2 + 0.35^2 + 0.11^2}}{4.31} \times 100 = 22\%$$

$$FP \text{ dist} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0.22)^2}} = 0.97$$

En la fig. 4.6 se muestra el tiempo de cruce por cero tanto de la tensión como de la corriente en la fase A, para obtener el ángulo θ de desfase. Como se observa en la gráfica, el tiempo de 0.051 ms es la diferencia entre la señal de

voltaje y la de corriente, por lo que el ángulo de desfase se obtiene por:

$$\begin{aligned}
 16.66 \text{ msegundos} &\rightarrow 360^\circ \\
 0.051 \text{ msegundos} &\rightarrow \theta \\
 \theta &= \frac{360^\circ * 0.051 \text{ mseg}}{16.66 \text{ mseg}} = 1.10^\circ
 \end{aligned}$$

Siendo el valor encontrado para el ángulo de 1.10° , lo cual garantiza un alto factor de potencia, ya que $\cos 1.10^\circ$ es 0.99

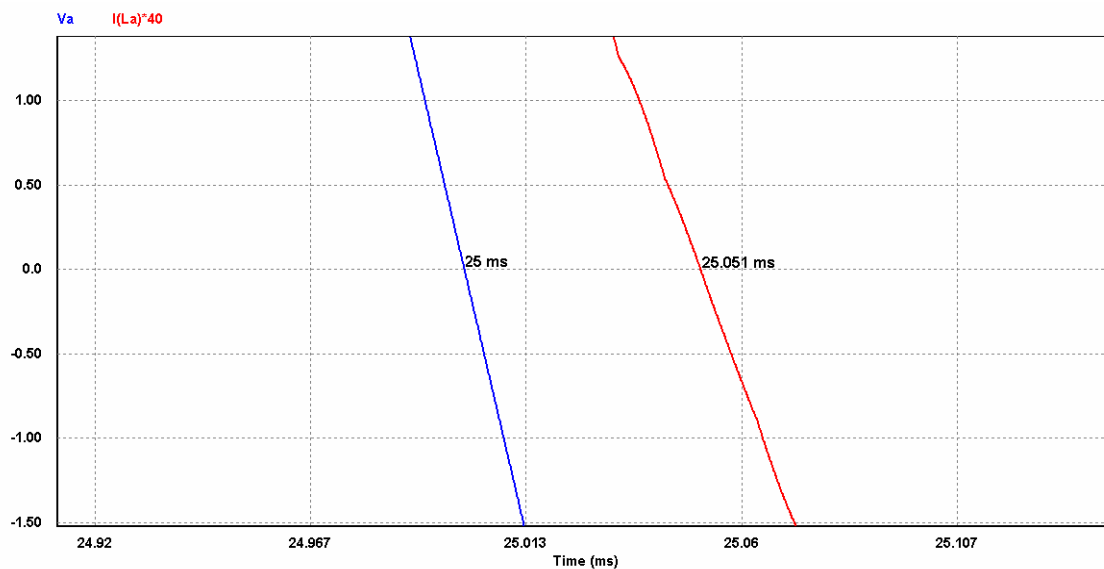


Fig. 4.6 Pase por cero de la corriente y la tensión de fase A

En la fig. 4.7 se presenta la tensión rectificada de entrada al convertidor Zeta, siendo su valor pico 1106 volts

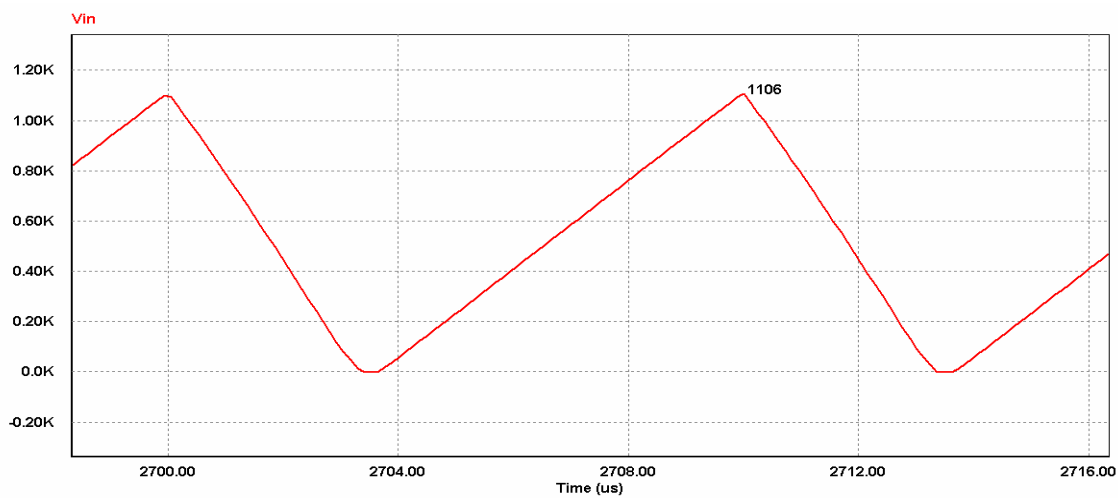


Fig.4.7 Tensión Rectificada V_{in} de entrada al convertidor Zeta

En la fig. 4.8 se muestran las corrientes máximas del interruptor S1 y diodo D1, Estas amplitudes son:

i_{S1} máxima	18.98 amp
i_{D1} máxima	18.97 amp

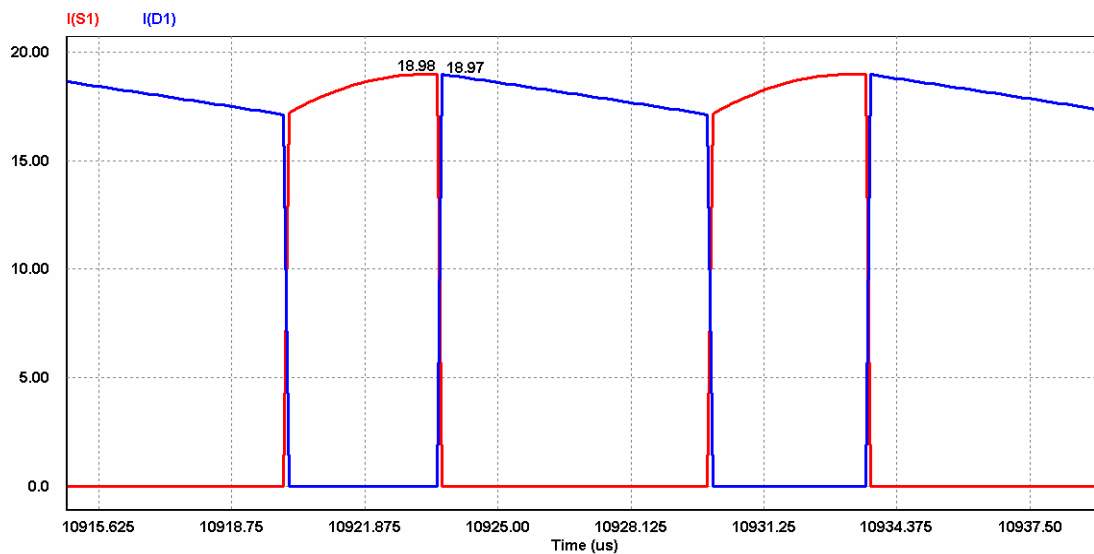


Fig.4.8 Corrientes pico en S1 y D

En la fig. 4.9 tenemos las corrientes pico y mínima de la inductancia magnetizante L_m , cuyo valor simulado máximo es 8.08 amp y el mínimo es 3.84 amp; el valor calculado mínimo es 5.88 amp y el máximo calculado es 6.60 amperes.

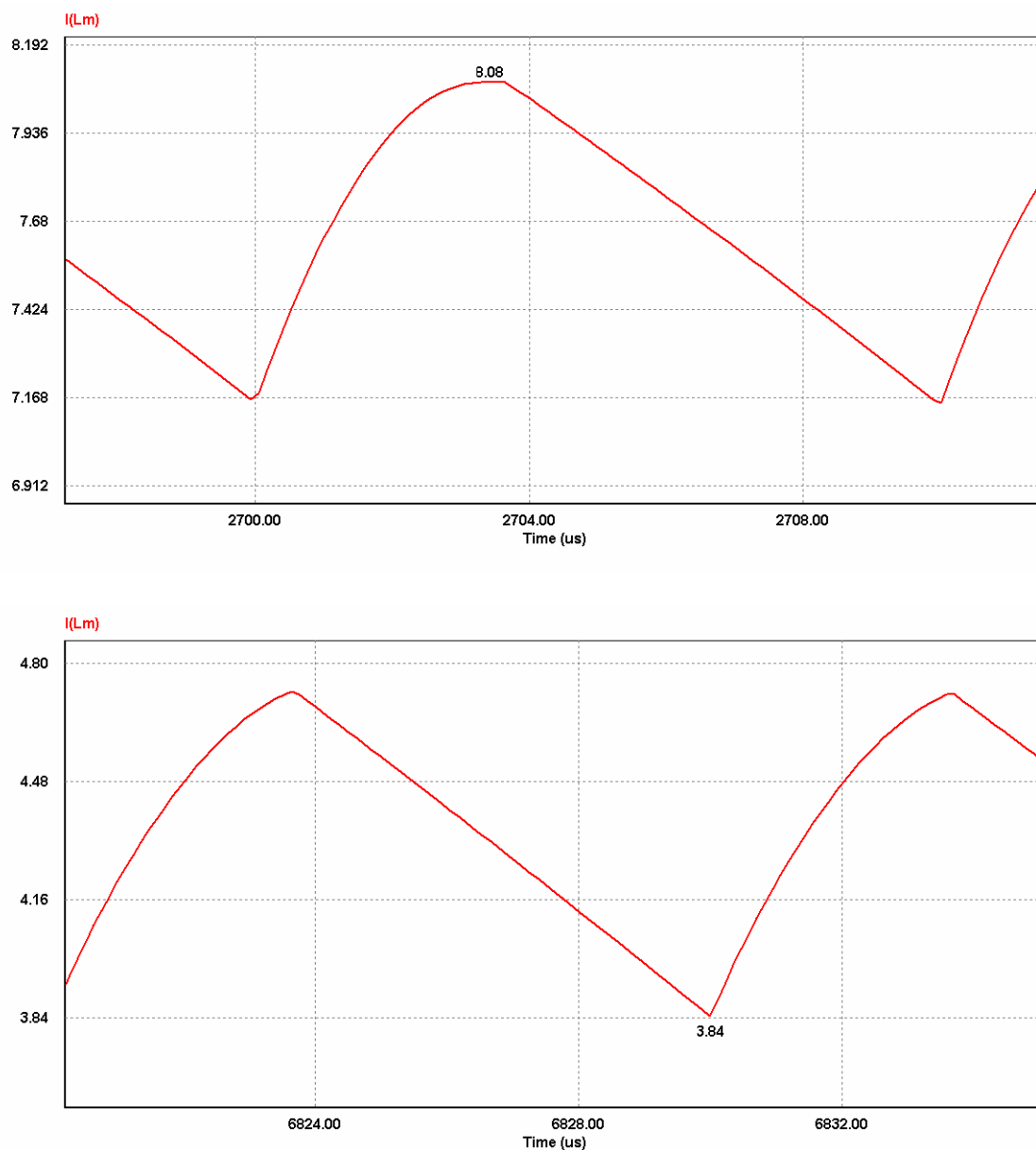


Fig.4.9 Corrientes pico y mínima en la inductancia magnetizante L_m

En la fig.4.10 se presenta la corriente en la inductancia de salida L_o ; los valores simulados y calculados son:

i_{L_o} simulado	12.17 pico	6.28 mínima
i_{L_o} calculado	10.97 pico	9.52 mínima

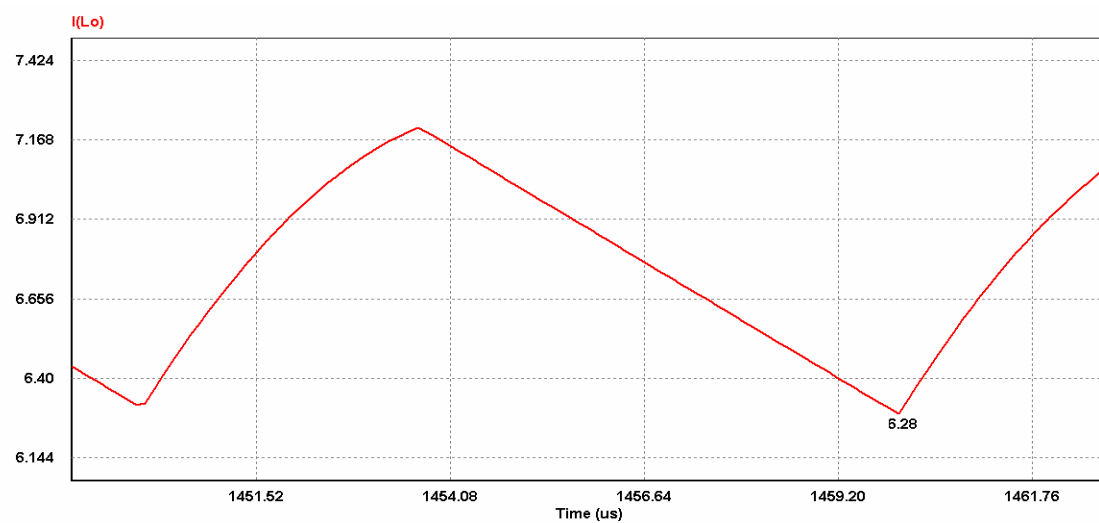
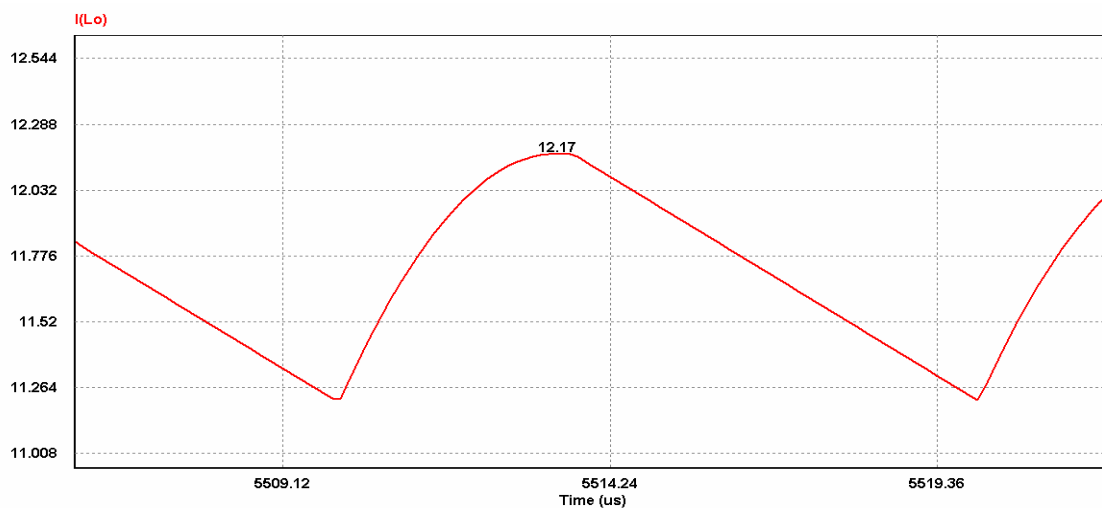


Fig.4.10 Corriente máxima y mínima en la inductancia de salida L_o

En la fig. 4.11 se tiene la corriente en la carga R_o con un valor máximo de 10.72 amp y un mínimo de 8.95 amp

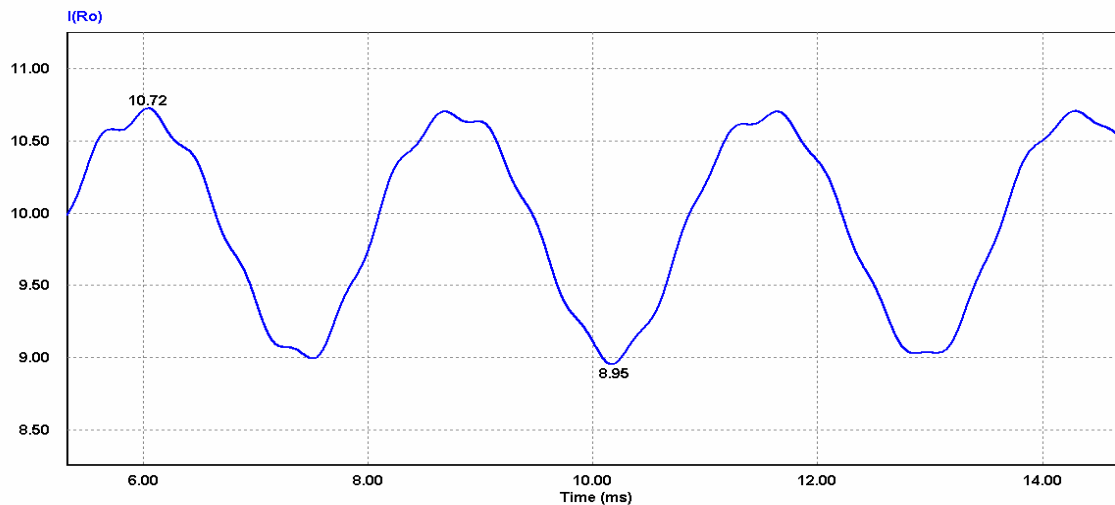


Fig.4.11 Corriente de salida en la carga R_o

En la fig. 4.12 se muestra la tensión en el capacitor de acoplamiento C_1 , en donde se nota una ondulación de 31 volts y la calculada es de 30.18 volts.

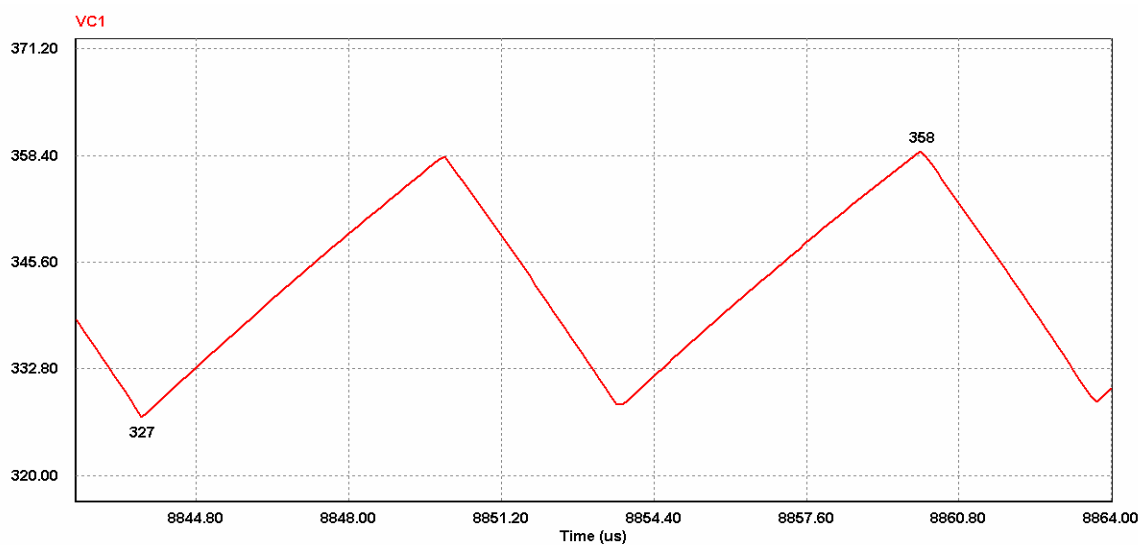


Fig. 4.12 Tensión en el capacitor de acoplamiento C_1

En la fig. 4.13 se presentan las tensiones del interruptor S1 y del diodo D1, observándose que se cumple lo señalado en la fig.3.6 con respecto a la forma de onda de cada una de ellas. El VD1 máximo es 1465 volts y el mínimo es 0.00017 volts.

El Vs1 máximo es 1456 volts y el mínimo es 6.99 volts.

Sabemos del análisis de las etapas de operación, que la tensión en el interruptor S1, cuando el mismo se encuentra bloqueado, es dada por la suma de $V_{in} + V_o$, como se observa en la fig. (3.6).

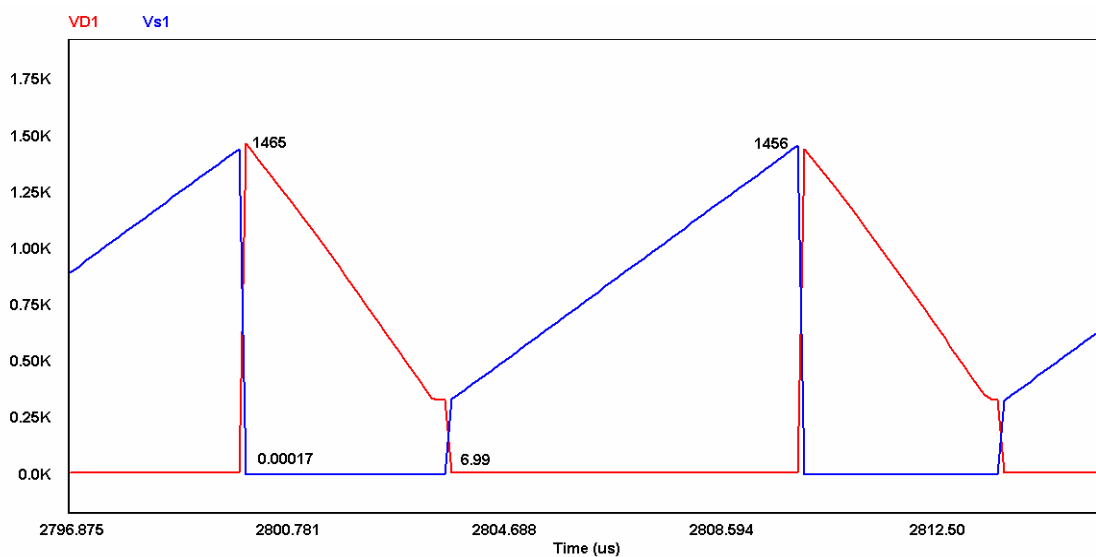


Fig. 4.13 Tensión en el interruptor S1 y diodo D1

En la fig. 4.14 se muestra la corriente pico en el diodo Dr del puente rectificador con un valor de 19.45 amp.

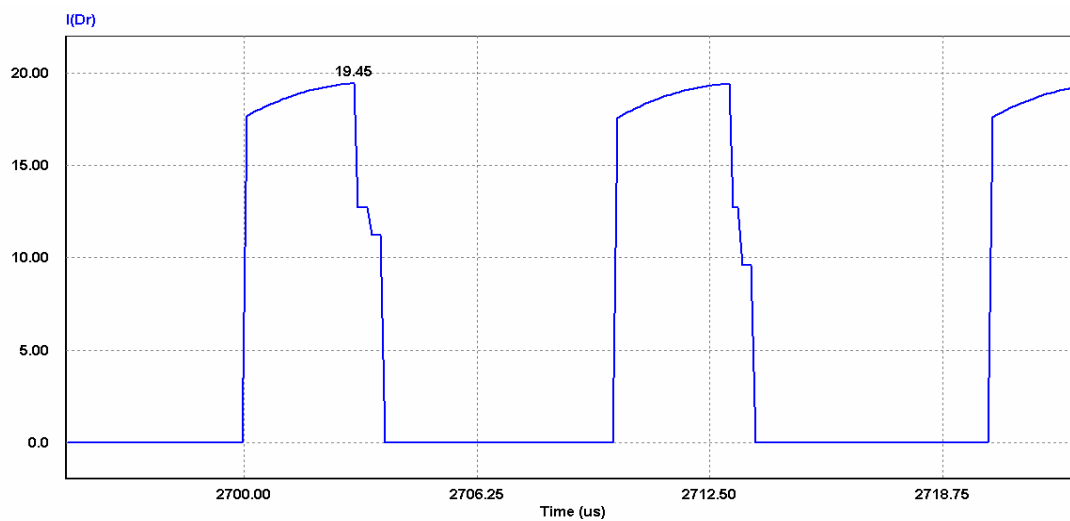


Fig. 4.14 Corriente pico en diodo D_r del puente rectificador

En la fig. 4.15 se tienen los voltajes del capacitor de salida C_o y de la carga R_o , los cuales se verifican que son iguales en valor máximo de 320 volts y mínimo de 268 volts, siendo la ondulación de 48 volts.

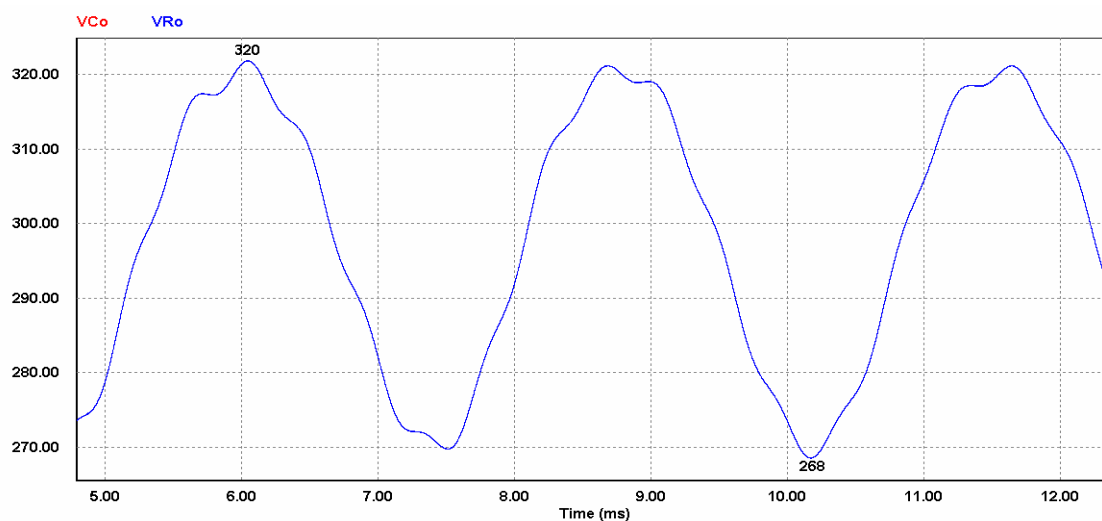


Fig. 4.15 Tensión V_{R_o} de salida en la carga y V_{C_o} del capacitor de salida C_o

Esta ondulación puede ser disminuida desde luego, pero escapa al alcance de este trabajo de tesis; pero se puede mencionar que con el fin de promover la regulación de tensión de salida es preciso que la fuente conmutada posea una malla de realimentación basada en criterios de estabilidad, lo que implica también la obtención de un modelo lineal del convertidor Zeta en modo de conducción continuo; así también se deberá proyectar un compensador de tensión que acompañaría a la malla de realimentación siendo el objetivo de esta malla regular el valor medio de tensión de salida.

En la tabla 4.1 se encuentran los valores simulados y calculados, los cuales se obtuvieron con los parámetros y ecuaciones considerados en el capítulo 3, así como también con los datos indicados al principio de este capítulo 4. Las diferencias que se observan tienen aproximidad entre ellos.

Tabla 4.1 Relación entre valores calculados y simulados del convertidor zeta

Magnitud	Valor calculado	Valor Simulado
Δi_{Lm}	1.00	0.96
i_{LmP}	6.60	8.08
i_{Lmmed}	5.82	5.81
i_{Lmm}	5.88	3.66
Δi_{Lo}	1.00	0.98
i_{LoP}	10.97	11.39
i_{Lomed}	10.00	11.19
i_{Lom}	9.52	7.43
$i_{D1 P}$	17.60	18.97
$i_{D1 med}$	10.00	8.39
$i_{Dr P}$	17.60	19.45
$i_{Dr med}$	1.90	1.40
$i_{s1 P}$	17.60	18.98
$i_{s1 med}$	5.82	5.81
ΔV_{Cl}	30.18	31.00
ΔV_{Co}	29.82	48.00