

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

***Control en modo deslizante aplicado a
la generación de señal en convertidores
conmutados DC/DC.***

Tesis doctoral presentada
para la obtención del título
de doctor

Domingo Biel Solé

Directores:

Enric Fossas i Colet

Francesc Guinjoan Gispert

Mayo de 1999

2. Variación pulsante del offset de la señal generada

Si se produce una variación del offset de forma pulsante como se muestra en la figura 3.36:

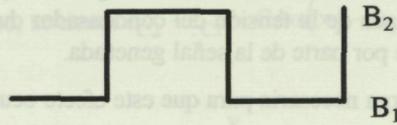


Fig. 3.36. Salto de offset.

Partiendo de la ecuación (3.50) que define los cambios de variable en el plano XY y dado que, por el mismo efecto comentado anteriormente, la tensión del condensador mantiene su valor se obtiene:

$$v - B_1 = A \cdot y_1; v - B_2 = A \cdot y_2 \Rightarrow y_1 - y_2 = \frac{B_2 - B_1}{A} \quad (3.60)$$

que ofrece una relación entre el salto de offset y la variación de la variable Y.

Por otra parte, debido a que la corriente en inductor y la corriente de la resistencia de carga permanecen constantes durante la transición del salto de offset, esto es, tienen el mismo valor en los instantes de tiempo \$t_1\$ y \$t_2\$, donde \$t_1\$ es el instante de tiempo anterior a la variación del offset, y \$t_2\$ el inmediatamente posterior al salto, la variable X (que es proporcional a la corriente de condensador) permanecerá constante en el instante en el que se produce la variación pulsante del offset.

En conclusión, una variación pulsante del offset conllevará una transición vertical en el plano XY. Análogamente al caso anterior, el sistema recuperará el régimen deslizante, tras un estado transitorio, siempre y cuando el sistema con el nuevo valor del offset de la señal generada verifique las inecuaciones que determinan su existencia (3.51).

Las figuras 3.37, 3.38 y 3.39 presentan resultados de simulación que corroboran las conclusiones obtenidas. Para ello se ha utilizado un convertidor de parámetros: \$L=18\$ mH, \$C=220\mu\$F y tensión de generador \$E=28\$ volt, la frecuencia de la señal de salida es \$\omega=500\$ rad/s, la amplitud de la señal de salida es de 20 volts y la variación de offset es de 5 volt a 15 volt de forma pulsante.

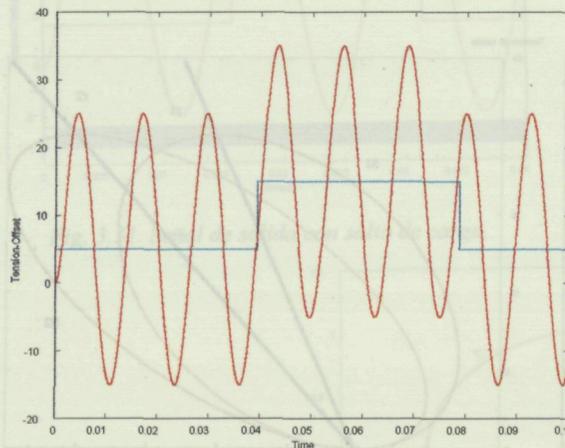


Fig. 3.37. Variación de offset.

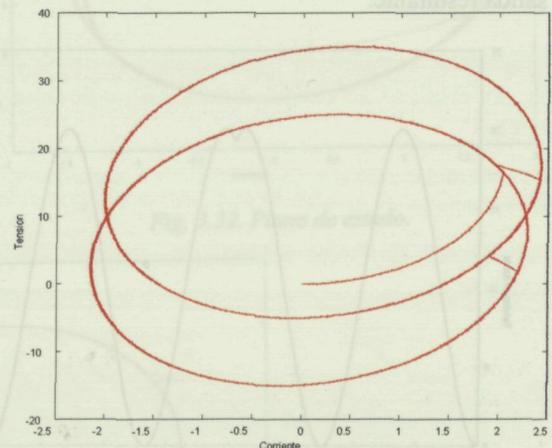


Fig. 3.38. Plano de estado.

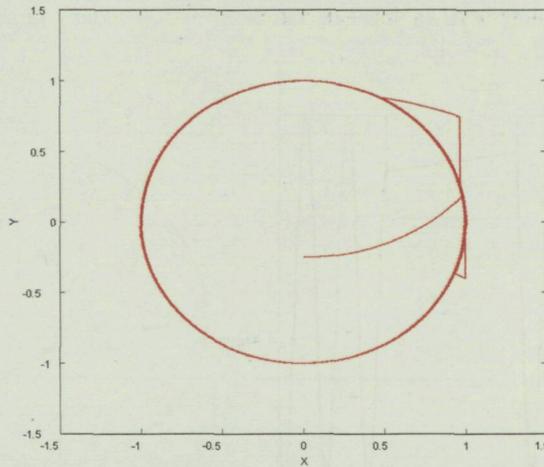


Fig. 3.39. Plano de XY.

3. Variación pulsante de la amplitud de la señal generada

Dada la variación de forma pulsante de la amplitud de la señal que se pretende generar, tal y como se muestra en la figura 3.40, de nuevo, los efectos sobre las variables X e Y pueden obtenerse a partir de los cambios de variable definidos por la ecuación (3.50).

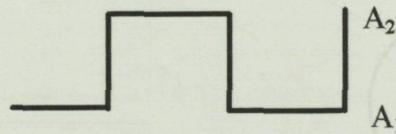


Fig. 3.40. Variación de Amplitud

Recordando la definición de las variables X e Y:

$$x = \frac{1}{A\omega} \cdot \frac{dv}{dt} \quad y = \frac{1}{A} \cdot (v - B)$$

Debido a que las variables de estado permanecen constantes en el instante en el que se produce la variación pulsante de la amplitud, se obtendrá que la tensión del condensador y su derivada mantendrán sus valores antes y después de la transición, de este modo, en conclusión, la variación de las variables X e Y vendrá determinada por

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{A_2}{A_1} \quad y \quad \frac{y_1}{y_2} = \frac{A_2}{A_1} \tag{3.61}$$

donde los subíndices 1 indican estados previos y los subíndices 2 indican estados posteriores a la transición.

Así puede afirmarse que una variación pulsante de la amplitud de la señal que se desea generar a la salida implica una transición en el plano XY que tiene la forma de una recta oblicua.

Cuando la amplitud de salida decrece de forma pulsante la recta oblicua es tal que tanto X como Y aumentan, originando un estado transitorio en el que puede aparecer el efecto no deseado de intersección con la curva de puntos de equilibrio comentado en el apartado 3.2.4. La modificación de la ley de control, tal y como se describe en el mismo apartado, permite recuperar el régimen deslizante sobre la superficie de conmutación deseada, cuya dinámica deslizante ideal ofrece la señal de salida deseada. Obsérvese que este efecto no ocurre cuando la amplitud de la señal de salida decrece.

Se presentan a continuación resultados de simulación con el objetivo de comprobar los efectos anteriores. Para ello se ha utilizado un convertidor de parámetros: L=18 mH, C=220µF, carga de 70Ω y tensión de

generador $E=28$ volt, la frecuencia de la señal de salida es $\omega=500$ rad/s y la amplitud de la señal generada varía de forma pulsante de 15 a 35 volts.

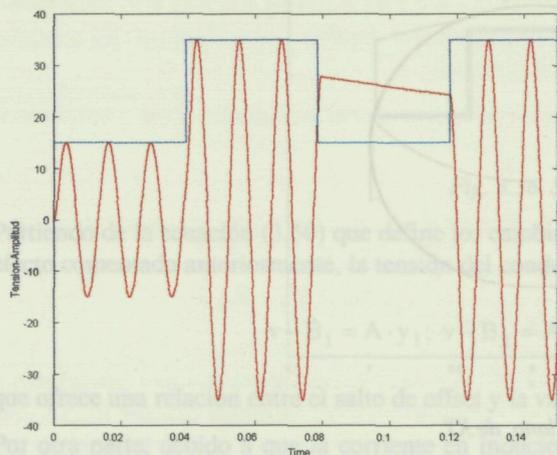


Fig. 3.41. Variación de amplitud.

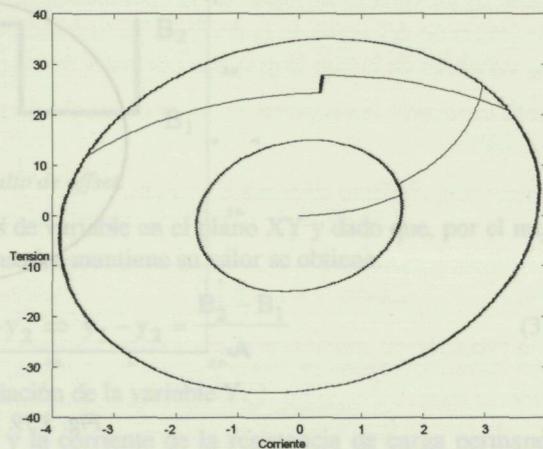


Fig. 3.42. Plano de estado.

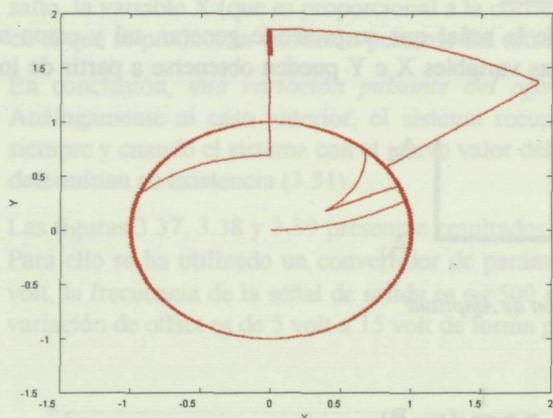


Fig. 3.43. Plano XY.

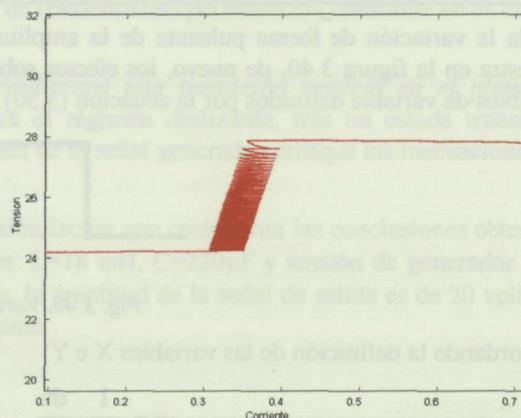


Fig. 3.44. Ampliación plano de estado.

4. Variación pulsante de la frecuencia de la señal generada

El efecto de una variación pulsante de frecuencia de la señal que se pretende generar (ω), se refleja en el plano XY de forma análoga que la variación pulsante de carga, es decir, se observan transiciones horizontales en el plano XY. Este resultado puede explicarse observando que la variable X es inversamente proporcional a la frecuencia ω y que la variable Y es independiente de la frecuencia de la señal generada.

Las figuras 3.45, 3.46 y 3.47 presentan resultados de simulación variando de forma pulsante la frecuencia de la señal. Para ello se ha utilizado un convertidor de parámetros: $L=18$ mH, $C=220\mu\text{F}$ y tensión de generador $E=28$ volt, la frecuencia de la señal de salida varía de forma pulsante de 300 rad/s a 700 rad/s.

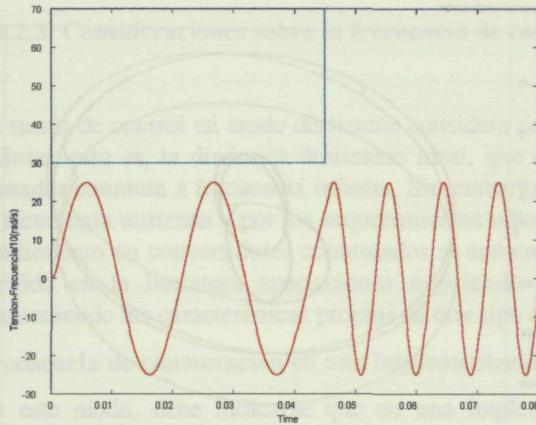


Fig. 3.45. Variación de frecuencia.

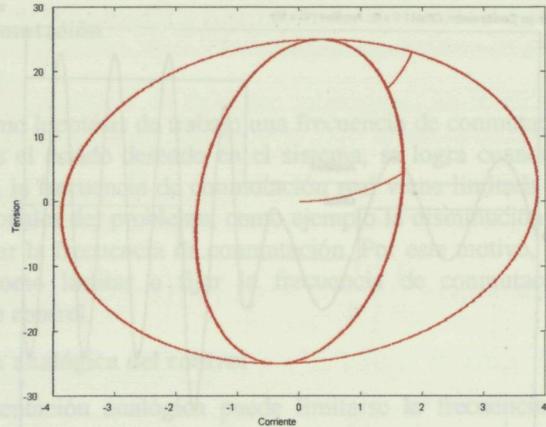


Fig. 3.46. Plano de estado.

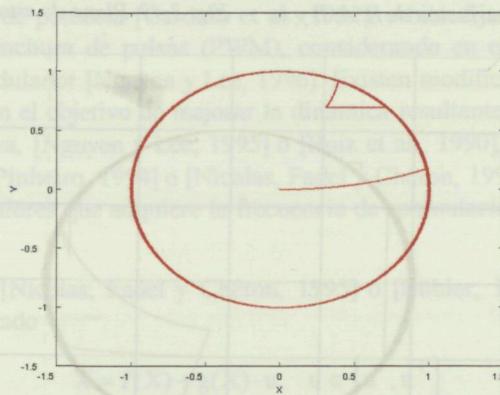


Fig. 3.47. Plano XY.

5. Variaciones conjuntas de amplitud, offset, frecuencia y resistencia de carga

Resumiendo las consideraciones anteriores, las transiciones observadas en el plano XY son:

1. *Horizontales:* ante una variación pulsante de carga o de frecuencia
2. *Verticales:* ante una variación pulsante de offset.
3. *Oblicuas:* ante una variación pulsante de amplitud.

Por último, se presentan algunos resultados de simulación mostrando los efectos anteriores de forma conjunta. Para ello se ha utilizado un convertidor de parámetros: $L=18\text{ mH}$, $C=220\mu\text{F}$ y tensión de generador $E=28\text{ volt}$. En las figuras 3.48 y 3.49 se presentan la tensión de salida del convertidor y el plano de estado, respectivamente, obtenidos al variar de forma pulsante: la resistencia de carga entre los valores 40 y 100 Ω con una frecuencia de 150 rad/seg, la frecuencia de la señal resultante entre los valores 300 y 600 rad/seg, la amplitud de salida entre 10 y 30 volts y el offset entre -5 y 5 volts. La figura 3.50 muestra las trayectorias resultantes representadas en plano XY. En la figura 3.51 se puede observar la respuesta en lazo cerrado cuando la carga tiene una componente reactiva $L=100\text{ mH}$, a su vez la figura 3.52 presenta el plano de fase XY en esta situación.

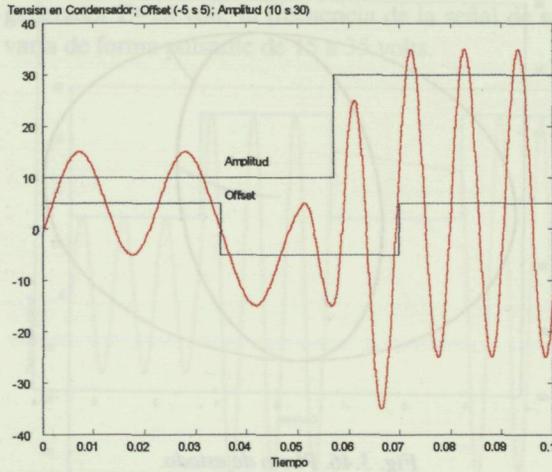


Fig. 3.48. Señal resultante con variación de R, A, B y ω .

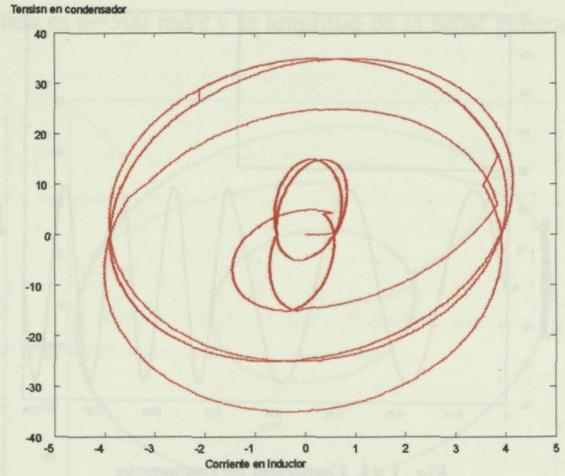


Fig. 3.49. Plano de estado con variación de R, A, B y ω .

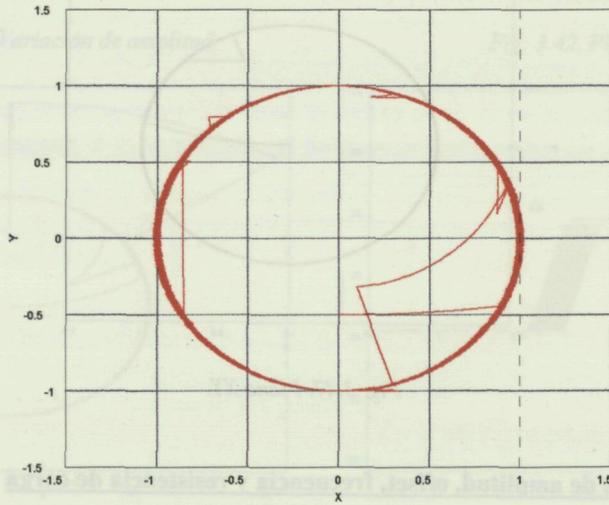


Fig. 3.50. Plano XY con variación de R, A, B y ω .

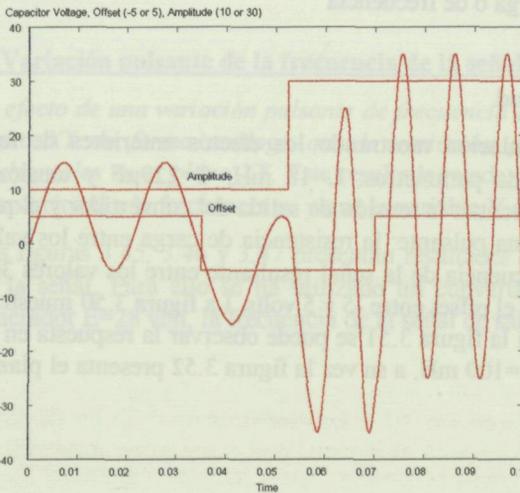


Fig. 3.51. Señal resultante con variación de R, A, B y ω cuando la carga posee una componente reactiva $L=100\text{mH}$.

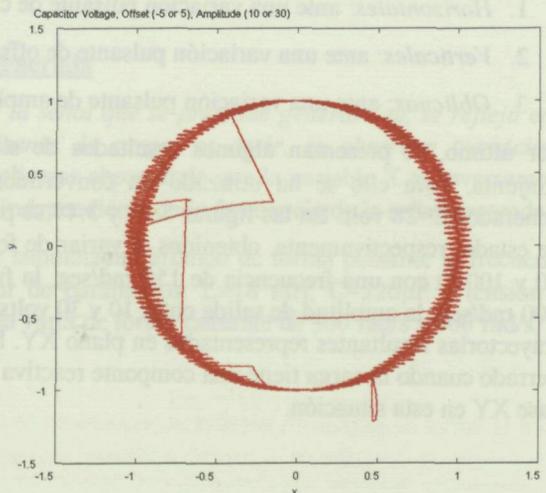


Fig. 3.52. Plano XY con variación de R, A, B y ω cuando la carga posee una componente reactiva $L=100\text{mH}$.

3.3.2.3. Consideraciones sobre la frecuencia de conmutación

La teoría de control en modo deslizante considera como hipótesis de trabajo una frecuencia de conmutación infinita, esto es, la dinámica deslizante ideal, que es el estado deseado en el sistema, se logra cuando el actuador conmuta a frecuencia infinita. Sin embargo, la frecuencia de conmutación real viene limitada por la tecnología utilizada y por los requerimientos adicionales del problema, como ejemplo la disminución del rendimiento en convertidores conmutados al aumentar la frecuencia de conmutación. Por este motivo, han surgido en la literatura aportaciones sugiriendo como limitar o fijar la frecuencia de conmutación, manteniendo las características propias de este tipo de control.

Frecuencia de conmutación en una implementación analógica del control

De este modo, debe indicarse que en una implementación analógica puede limitarse la frecuencia de conmutación mediante un simple comparador con ciclo de histéresis [Nicolas, Fadel y Chéron, 1995] o [Bühler, 1986], un circuito biestable que permita mantener el estado ON, OFF o la frecuencia fija de conmutación del conmutador de potencia [Cardoso et al., 1992], o bien fijar la frecuencia de conmutación mediante un modulador de anchura de pulsos (PWM), considerando en este caso el control equivalente como señal de control del modulador [Nguyen y Lee, 1996]. Existen modificaciones sobre las estrategias de implementación anteriores con el objetivo de mejorar la dinámica resultante; así se ha utilizado el ciclo de histéresis con banda adaptativa, [Nguyen y Lee, 1995] o [Ruiz et al., 1990], o ciclo de histéresis con señal auxiliar [Pinheiro, Martins y Pinheiro, 1994] o [Nicolas, Fadel y Chéron, 1996]. A continuación se realizará una breve exposición de los valores que adquiere la frecuencia de conmutación cuando se utiliza un ciclo de histéresis.

Según se puede observar en [Nicolas, Fadel y Chéron, 1995] o [Bühler, 1986], partiendo de un sistema descrito por la ecuación de estado

$$\dot{X} = f(X) + g(X) \cdot u, \quad u \in \{u^-, u^+\}$$

la frecuencia de conmutación de un control en modo de deslizamiento con un comparador con ciclo de histéresis (Δh), ver figura 3.53, es

$$f_c = \frac{\partial S}{\partial X} \cdot g(X) \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[\frac{(u^- - u_{eq}) \cdot (u_{eq} - u^+)}{(u^- - u^+)} \right] \quad (3.62)$$

donde se ha considerado

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{cuando } S(X, t) > 0 \\ u^- & \text{cuando } S(X, t) < 0 \end{cases}$$

y se ha utilizado una aproximación lineal de la evolución del valor de la función $S(X, t)$ alrededor de los estados de conmutación.

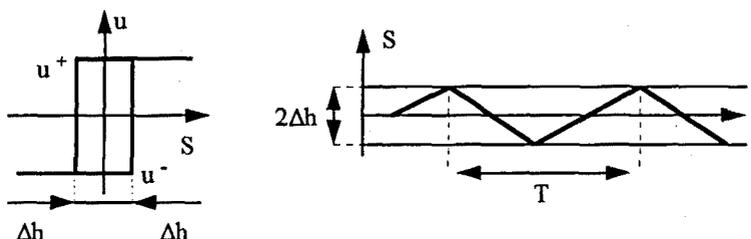


Fig. 3.53. Ciclo de histéresis.

Cuando se realiza seguimiento de señal senoidal en un convertidor Buck con una superficie de deslizamiento de la forma

$$S(i, t) = i(t) - \frac{f(t)}{R} - C \cdot \frac{df(t)}{dt} = 0, \text{ donde } f(t) = A \cdot \sin(\omega t) + B$$

utilizando un comparador con ciclo de histéresis (Δh), ver figura 3.53, la frecuencia de conmutación en estado estacionario viene determinada por la expresión:

$$f_c(t) = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot u_{eq}(t) \cdot (1 - u_{eq}(t)) \quad (3.63)$$

donde $u_{eq}(t) = \frac{1}{E} \cdot \left[\frac{L}{R} \cdot \omega \cdot A \cos(\omega t) + (1 - LC\omega^2) \cdot A \sin(\omega t) + B \right]$, según la ecuación (3.15)

y la señal de control es $u \in \{0,1\}$. Si la señal de control toma los valores $u \in \{-1,1\}$ la frecuencia de conmutación es:

$$f_c(t) = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{4 \cdot \Delta h} \cdot (1 - u_{eq}(t))^2 \quad (3.64)$$

para llegar a estas expresiones se ha considerado que la frecuencia de la señal es mucho más pequeña que la frecuencia de conmutación.

Cuando la señal de control adquiere los valores $u \in \{0,1\}$, los valores máximo y mínimo de la frecuencia de conmutación vienen dados por:

- Frecuencia máxima: $u_{eq} = \frac{1}{2} \Rightarrow f_{cmax} = \frac{E}{4 \cdot L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h}$

- Si u_{eq} no adquiere el valor de $u_{eq} = \frac{1}{2}$, la frecuencia máxima es

$$f_{cmax} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right) \right] \cdot \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)$$

- La frecuencia de conmutación mínima se calcula mediante la expresión

$$f_{cmin} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right) \right] \cdot \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)$$

Si la señal de control toma los valores $u \in \{-1,1\}$, los valores máximo y mínimo de la frecuencia de conmutación son:

- Frecuencia máxima: $u_{eq} = 0 \Rightarrow f_{cmax} = \frac{E}{2 \cdot L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h}$

- Si u_{eq} no adquiere el valor de $u_{eq} = 0$, la frecuencia máxima es

$$f_{cmax} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)^2 \right]$$

- La frecuencia de conmutación mínima se calcula mediante la expresión

$$f_{cmin} = \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)^2 \right]$$

En el capítulo 5 se aplicará la superficie de conmutación de la referencia [Carpita et al., 1988] con el objetivo de lograr seguimiento de señal senoidal en un convertidor Boost-Buck. Si se realiza seguimiento de señal senoidal con una superficie de conmutación de la forma

$$S(v, t) = e(t) + k_1 \cdot \frac{de(t)}{dt} = 0, \text{ donde } e(t) = f(t) - v(t)$$

Las frecuencias de conmutación máximas y mínimas resultan, para $u \in \{0,1\}$:

- Frecuencia máxima: $u_{eq} = \frac{1}{2} \Rightarrow f_{Cmax} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{4 \cdot L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h}$

- Si u_{eq} no adquiere el valor de $u_{eq} = \frac{1}{2}$, la frecuencia máxima es

$$f_{Cmax} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right) \right] \cdot \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)$$

- La frecuencia de conmutación mínima se calcula mediante la expresión

$$f_{Cmin} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right) \right] \cdot \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)$$

Para $u \in \{-1,1\}$, se obtiene:

- Frecuencia máxima: $u_{eq} = 0 \Rightarrow f_{Cmax} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{2 \cdot L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h}$

- Si u_{eq} no adquiere el valor de $u_{eq} = 0$, la frecuencia máxima es

$$f_{Cmax} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} + \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)^2 \right]$$

- La frecuencia de conmutación mínima se calcula mediante la expresión

$$f_{Cmin} = \frac{k_1}{C} \cdot \frac{E}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta h} \cdot \left[1 - \left(\frac{B}{E} - \frac{A}{E} \cdot \sqrt{(1-LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2} \right)^2 \right]$$

Obsérvese la dependencia de la frecuencia de conmutación respecto a los parámetros del convertidor, de la señal deseada, así como del ciclo de histeresis y del control. Por otra parte, debe indicarse que puede acotarse la frecuencia máxima de conmutación de un control en modo deslizante actuando sobre el ciclo de histeresis del comparador y que puede aumentarse la frecuencia de conmutación multiplicando por una constante toda la superficie de conmutación cuando se trabaja con un ciclo de histeresis.

A pesar de que se conoce la relación existente entre la frecuencia de conmutación y el ciclo de histeresis utilizado en la realización circuital del control, no se han encontrado estudios que demuestren el efecto del ciclo de histeresis sobre la señal de salida. En concreto, se desconoce la relación analítica entre la distorsión armónica obtenida en un control en modo deslizante aplicado al seguimiento de señal senoidal y el ciclo de histeresis aplicado. Por ello, deben utilizarse procedimientos numéricos para evaluar la distorsión armónica total de la señal de salida cuando se realiza un control en modo deslizante con ciclo de histeresis.

Con el objetivo de presentar resultados de simulación la tabla 3.3 presenta los valores de la distorsión armónica total (THD) del convertidor reductor de parámetros $L= 5.6 \text{ mH}$, $C= 47 \text{ }\mu\text{F}$, $R=100 \text{ }\Omega$ y $E=12 \text{ volt}$, para una tensión de salida deseada $v = 10 \cdot \sin(2\pi 100t)$ y con el parámetro de control $k_1=10000$. La tabla

3.3 presenta la distorsión armónica total, la frecuencia de conmutación y el error máximo en amplitud cometido en estado estacionario para diversos valores del ciclo de histéresis.

Δh	Frecuencia conmutación máxima (KHz)	Frecuencia conmutación mínima (Hz)	THD (%)	Error máximo (volt)
0.05	65.5	1370	0.21	0.05
0.1	32.71	684	0.78	0.135
0.15	21.8	456	1.71	0.275
0.175	18.69	390	2.33	0.364
0.2	16.36	342	3.03	0.455
0.3	10.9	228	6.82	1.104

Tabla 3.3. Medidas de THD con comparador con ciclo de histéresis

Tal y como era de preveer la distorsión armónica y el error cometido empeoran conforme aumenta el ciclo de histéresis, o lo que es lo mismo, la frecuencia de conmutación disminuye.

Frecuencia de conmutación en una implementación digital del control

En primer lugar, debe indicarse que en la realización electrónica propuesta en este capítulo se discretiza un sistema de tiempo continuo, esto es, se desarrolla un sistema de señales muestreadas y no se efectúa un diseño de un control en modo de deslizamiento discreto que conllevaría una discretización global de todo el sistema.

La tabla 3.4 muestra el conjunto de resultados obtenidos mediante simulación en un convertidor Buck de parámetros $L=5.6$ mH, $C=47$ μ F, $R=100$ Ω y $E=12$ volt, para una tensión de salida deseada $v=10 \cdot \sin(2\pi 100t)$, utilizando la superficie de conmutación para realizar generación de señal propuesta en este capítulo. En la simulación se ha utilizado un muestreador previo a la operación realizada por la superficie. De este modo, la frecuencia de muestreo de este elemento indica la frecuencia con la que se conoce el valor de las muestras de las variables de estado. Como resultado se presentan la distorsión armónica total y el error máximo en amplitud cometidos en estado estacionario.

Frecuencia de muestreo (KHz)	THD (%)	Error máximo (volt)
50	5.46	0.0585
100	3.16	0.0147
150	2.04	0.0073
200	1.75	0.0054
250	1.24	0.0013
300	0.99	0.001

Tabla 3.4. Medidas de THD con implementación discreta

Tal y como era previsible, los resultados muestran que las distorsiones armónicas y los errores decrecen conforme aumenta la frecuencia de muestreo. Obsérvese que para frecuencias de muestreo por encima de los 200 KHz los resultados obtenidos se encuentran por debajo de una distorsión armónica de un 2 %.

Efecto del rizado o “chattering”

El principal efecto de la frecuencia de conmutación sobre el régimen deslizante es la aparición de rizado o “chattering” superpuesto a la dinámica deslizante ideal. Tal y como se comprobará en este apartado la frecuencia de la señal de salida y el valor de carga pueden condicionar el correcto funcionamiento de la generación de señal.

La superficie de conmutación que ofrece señal senoidal en régimen deslizante está definida por la ecuación (3.12):

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)^2 + \omega^2 \cdot (v-B)^2 - \omega^2 \cdot A^2 = 0$$

y corresponde a la ecuación de una elipse en el plano de fase. Si se expresa la ecuación anterior de la forma

$$\frac{1}{\omega^2 \cdot A^2} \cdot \left(\frac{dv}{dt}\right)^2 + \frac{(v-B)^2}{A^2} = 1$$

puede reconocerse la excentricidad de esta elipse como $\epsilon = \sqrt{1 - \frac{1}{\omega}}$, donde se considera $\omega > 1$. Obsérvese que la excentricidad decrece conforme disminuye el valor de la frecuencia de la señal generada.

Las figuras 3.53, 3.54, 3.55 y 3.56 muestran el efecto de la amplitud, el offset y la frecuencia de la señal deseada y la resistencia de carga sobre la superficie de conmutación definida por la ecuación (3.12), respectivamente.

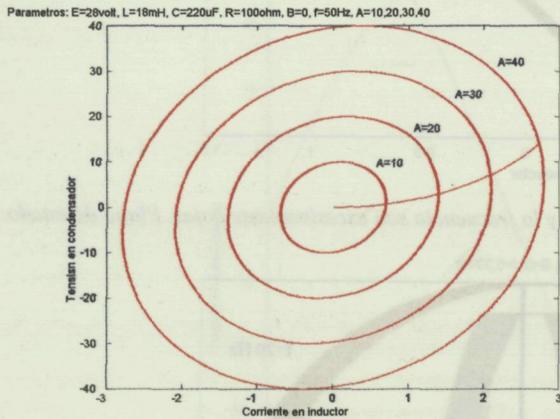


Fig. 3.53. Efecto de la variación de la amplitud sobre la superficie de conmutación.

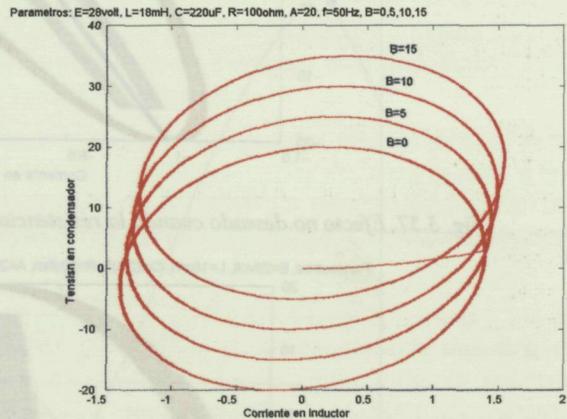


Fig. 3.54. Efecto de la variación del offset sobre la superficie de conmutación.

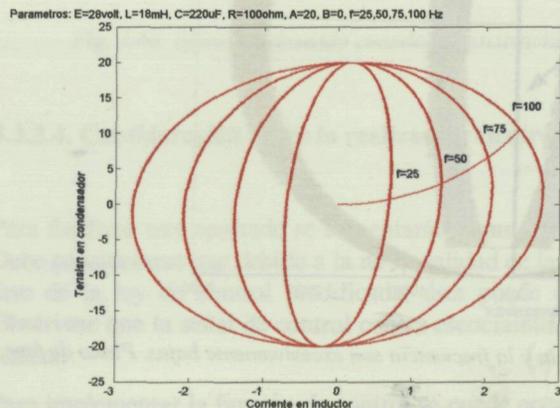


Fig. 3.55. Efecto de la variación de la frecuencia de la señal deseada sobre la superficie de conmutación.

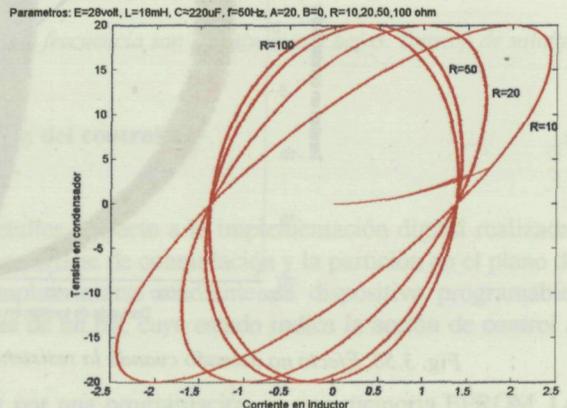


Fig. 3.56. Efecto de la variación de la resistencia de carga sobre la superficie de conmutación

El efecto de la resistencia de carga sobre la superficie de conmutación en el plano de estado puede comprenderse considerando que la pendiente de la recta de puntos de equilibrio es $1/R$, y que a medida que disminuye la resistencia de carga, según la ecuación (3.2), la amplitud de la corriente de inductor aumenta.

La combinación de estos dos últimos efectos puede producir un efecto no deseado en el régimen deslizante, cuando la resistencia de carga y la frecuencia de la señal de salida son excesivamente bajas. La frecuencia de conmutación, que a nivel real se encontrará limitada, puede provocar una intersección no deseada con la curva de puntos de equilibrio debido a que la elongación de la elipse que define la superficie de conmutación es pequeña, tal y como muestran las figuras 3.57, 3.58 y 3.59. Este problema se reflejaría directamente sobre la amplitud de la señal de salida que no ofrecería el valor deseado (figura 3.60).

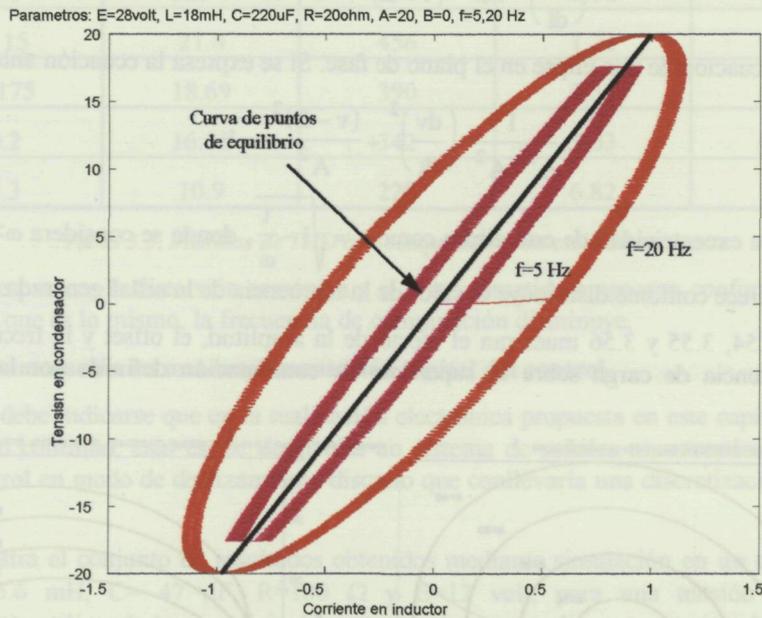


Fig. 3.57. Efecto no deseado cuando la resistencia y la frecuencia son excesivamente bajas. Plano de estado.

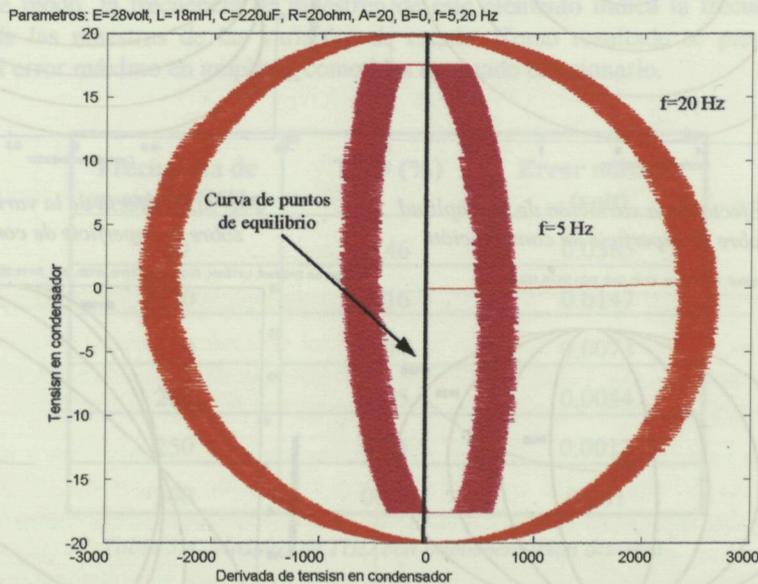


Fig. 3.58. Efecto no deseado cuando la resistencia y la frecuencia son excesivamente bajas. Plano de fase.

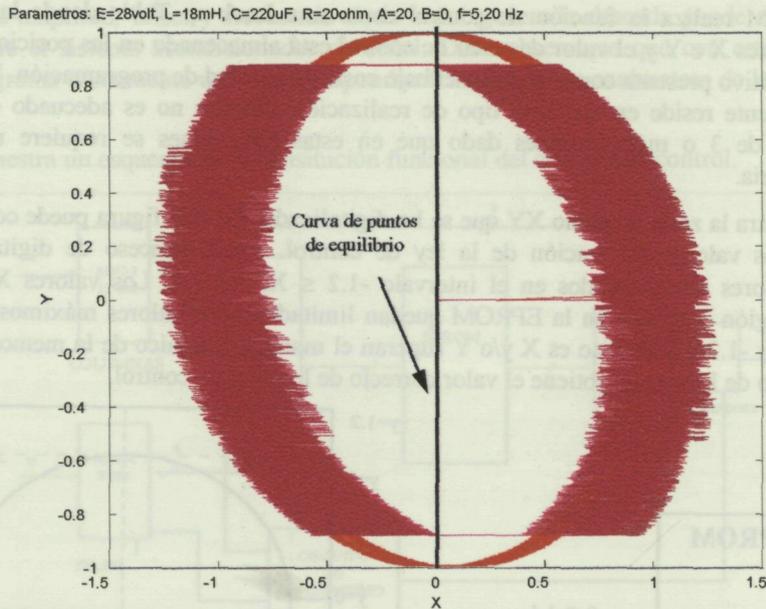


Fig. 3.59. Efecto no deseado cuando la resistencia y la frecuencia son excesivamente bajas. Plano XY.

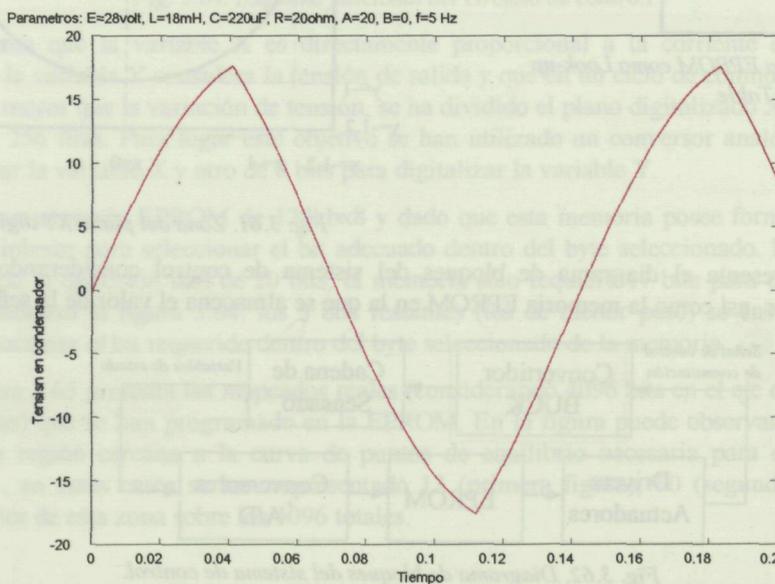


Fig. 3.60. Efecto no deseado cuando la resistencia y la frecuencia son excesivamente bajas. Tensión de salida.

3.3.2.4. Consideración sobre la realización electrónica del control

Para finalizar este apartado se comentarán algunos detalles respecto a la implementación digital realizada. Debe considerarse que debido a la no linealidad de la superficie de conmutación y la partición en el plano de fase de la ley de control modificada, ésta puede implementarse mediante un dispositivo programable. Obsérvese que la señal de control consta esencialmente de un bit, cuyo estado indica la acción de control a realizar.

Para implementar la función de control se puede optar por una programación en una memoria EPROM. La solución propuesta permitirá evaluar la función de control con una velocidad superior a 300.000 veces por segundo.

La memoria EPROM realiza la función de control como una Look-up Table donde las direcciones de entrada son los valores X e Y y el valor de señal de control está almacenado en las posiciones de memoria. Además, este dispositivo presenta como ventajas el bajo coste y facilidad de programación. Por otra parte, su principal inconveniente reside en que este tipo de realización práctica no es adecuado cuando se deben procesar funciones de 3 o más variables dado que en estas situaciones se requiere una considerable capacidad de memoria.

La figura 3.61 muestra la zona de plano XY que se ha digitalizado. En esta figura puede comprobarse como se han asignado los valores en función de la ley de control. En el proceso de digitalización se han considerado los valores comprendidos en el intervalo $-1.2 \leq X, Y \leq 1.2$. Los valores X e Y que no se encuentran en la región mapeada en la EPROM quedan limitados a los valores máximos del intervalo (X y/o Y toman el valor -1.2 o 1.2), esto es X y/o Y superan el margen dinámico de la memoria; sin embargo, al realizar el proceso de lectura se obtiene el valor correcto de la señal de control.

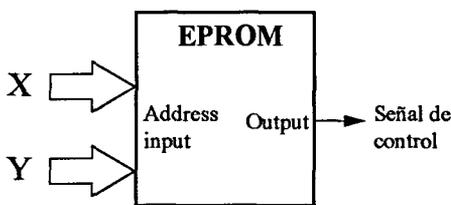


Fig. 3.60. Memoria EPROM como Look-up Table.

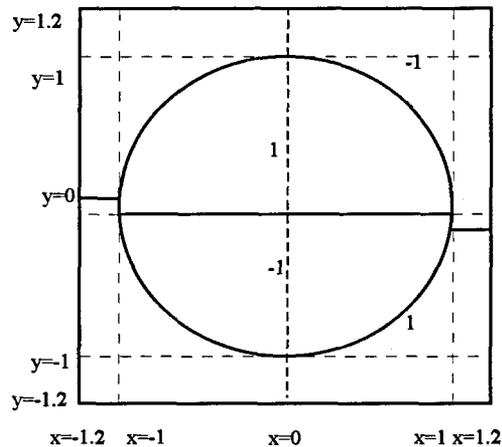


Fig. 3.61. Zona del plano XY digitalizada.

La figura 3.62 presenta el diagrama de bloques del sistema de control considerando los conversores analógicos-digitales, así como la memoria EPROM en la que se almacena el valor de la señal de control.

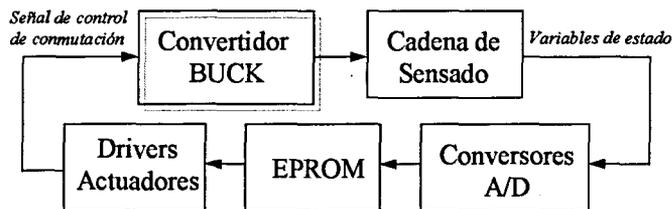


Fig. 3.62. Diagrama de bloques del sistema de control.

En la figura 3.63 se muestra el esquema general del circuito de control. Este circuito está formado por un acondicionador de señal que se encarga de adecuar los márgenes de las señales tensión del condensador $v(t)$ y su derivada $dv(t)/dt$ al margen dinámico de entrada de los convertidores analógico/digital. Las salidas de los convertidores están conectadas al dispositivo EPROM que evalúa la función de control. Una unidad de control genera y sincroniza las señales que dirigen el funcionamiento del sistema.

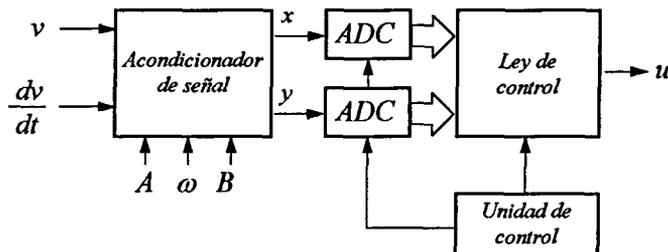


Fig. 3.63. Arquitectura general del circuito de control.

La variación de la amplitud, offset y frecuencia de la señal generada deseada puede efectuarse actuando externamente sobre el sistema acondicionador de señal. Debe observarse que con este procedimiento el dispositivo se programa únicamente una vez, independientemente de las parámetros de la señal de salida A, B y ω .

La figura 3.64 muestra un esquema de la consitución funcional del circuito de control.

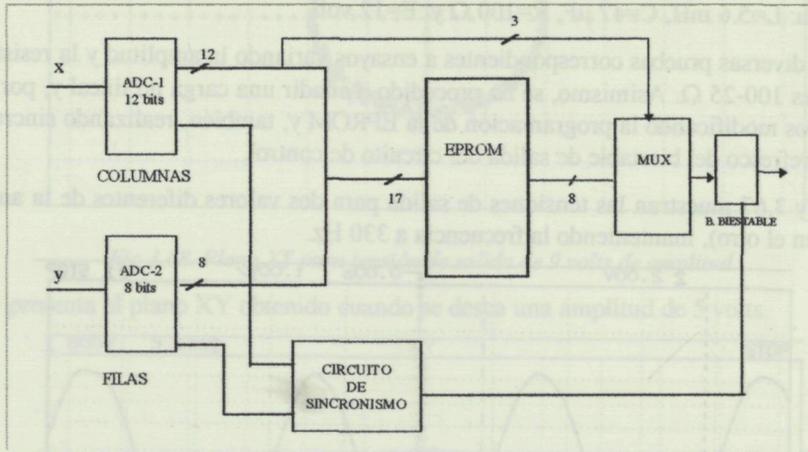


Fig. 3.64. Esquema funcional del circuito de control.

Teniendo en cuenta que la variable X es directamente proporcional a la corriente que circula por el condensador, que la variable Y considera la tensión de salida y que en un ciclo de conmutación la variación de la corriente es mayor que la variación de tensión, se ha dividido el plano digitalizado XY (figura 3.61) en 4096 columnas y 256 filas. Para lograr este objetivo se han utilizado un conversor analógico-digital de 12 bits para digitalizar la variable X y otro de 8 bits para digitalizar la variable Y.

Se ha escogido una memoria EPROM de 128kx8 y dado que esta memoria posee formato de byte, se ha utilizado un multiplexor para seleccionar el bit adecuado dentro del byte seleccionado. Esto se debe a que una vez conseguida la dirección real de 20 bits, la memoria sólo requiere 17 bits para direccionar los 128 KB, tal y como muestra la figura 3.64, los 3 bits restantes (los de menor peso) se envían al multiplexor encargado de seleccionar el bit requerido dentro del byte seleccionado de la memoria.

Por último la figura 3.65 presenta los mapeados reales (considerando 4096 bits en el eje de abscisas y 256 en el eje de ordenadas) que se han programado en la EPROM. En la figura puede observarse la superficie de conmutación y la región cercana a la curva de puntos de equilibrio necesaria para evitar el problema descrito en 3.2.4., en estos casos se han representado 12 (primera figura), 60 (segunda) y 256 (tercera) puntos en el interior de esta zona sobre los 4096 totales.

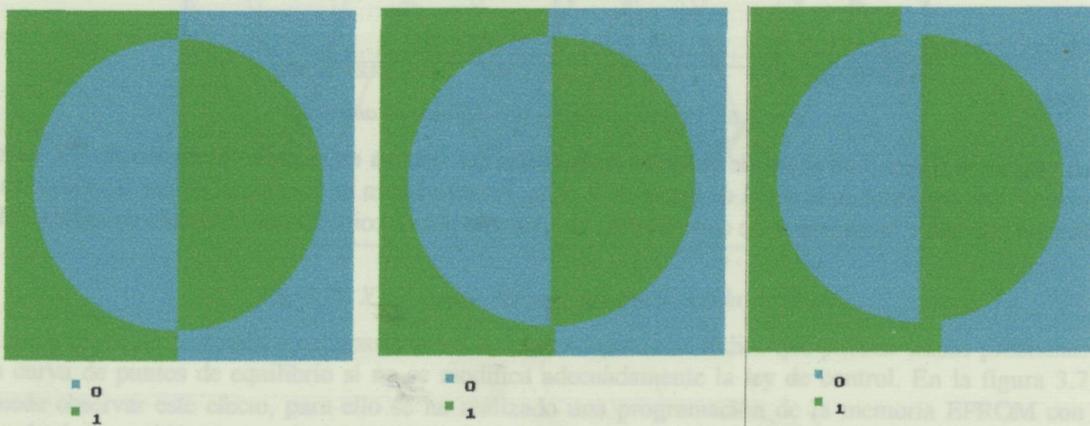


Fig. 3.65. Mapeado de bits real programado en la EPROM.

3.4. Resultados experimentales

En este apartado se presentan algunos resultados obtenidos a partir de un prototipo electrónico realizado según las pautas comentadas en el apartado anterior. Los parámetros nominales del convertidor Buck implementado son: $L=5.6$ mH, $C=47$ μ F, $R=100$ Ω y $E=12$ volt.

Se han realizado diversas pruebas correspondientes a ensayos variando la amplitud y la resistencia de carga R entre los valores 100-25 Ω . Asimismo, se ha procedido a añadir una carga no lineal y, por último, se han obtenido resultados modificando la programación de la EPROM y, también, realizando sincronismo externo de frecuencia de refresco del biestable de salida del circuito de control.

Las figuras 3.66 y 3.67 muestran las tensiones de salida para dos valores diferentes de la amplitud (5 volts en un caso y 12 en el otro), manteniendo la frecuencia a 330 Hz.

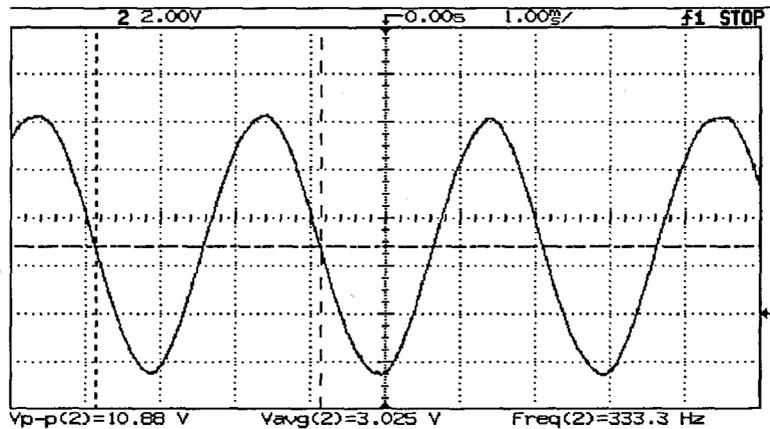


Fig. 3.66. Tensión de salida con 5 volts de amplitud.

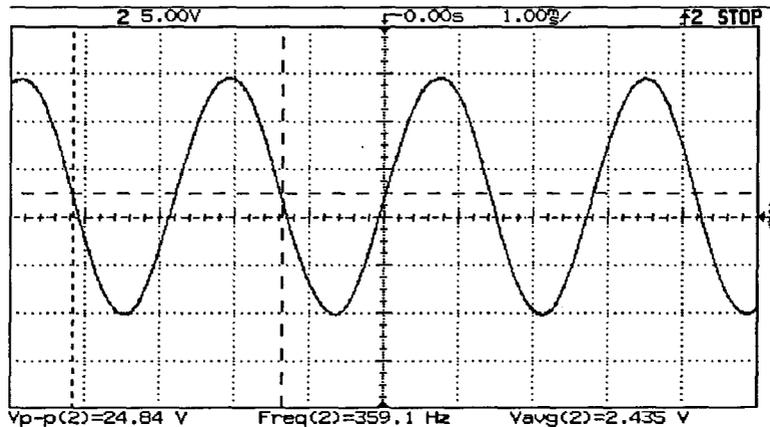


Fig. 3.67. Tensión de salida con 12 volts de amplitud.

A su vez, en la figura 3.68 se puede observar la dinámica del sistema en el plano normalizado XY cuando se obtiene una amplitud de la señal de salida de 9 volts. En esta figura se puede comprobar la existencia de deslizamiento sobre la superficie de conmutación que, en este plano, coincide con el círculo de radio unidad.

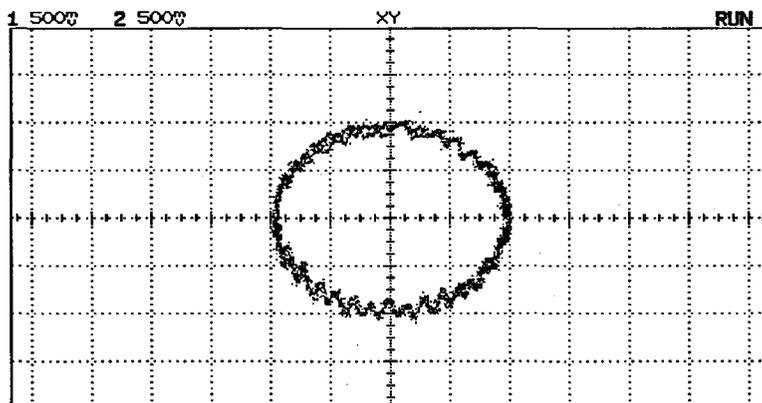


Fig 3.68. Plano XY para tensión de salida de 9 volts de amplitud.

La figura 3.69 presenta el plano XY obtenido cuando se desea una amplitud de 5 volts.

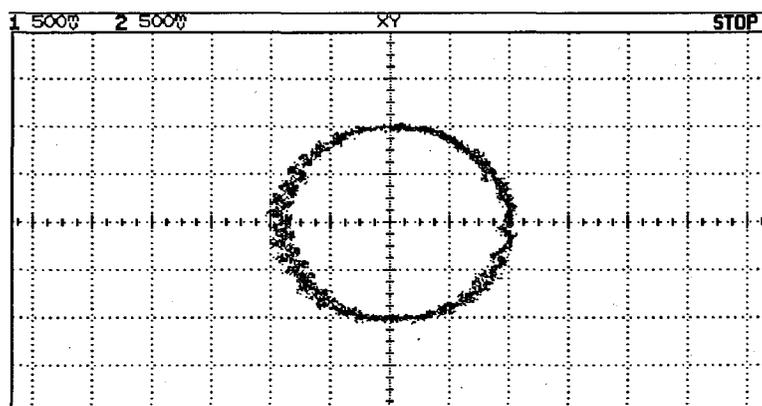


Fig 3.69. Plano XY para tensión de salida de 5 volts de amplitud.

La figura 3.70 muestra las señales X e Y en el dominio temporal. Recuerdese que X corresponde a una normalización de la derivada de la tensión mientras que Y, a su vez, está relacionada con la tensión. Por este motivo, el rizado de la variable X es mayor que el de la variable Y.

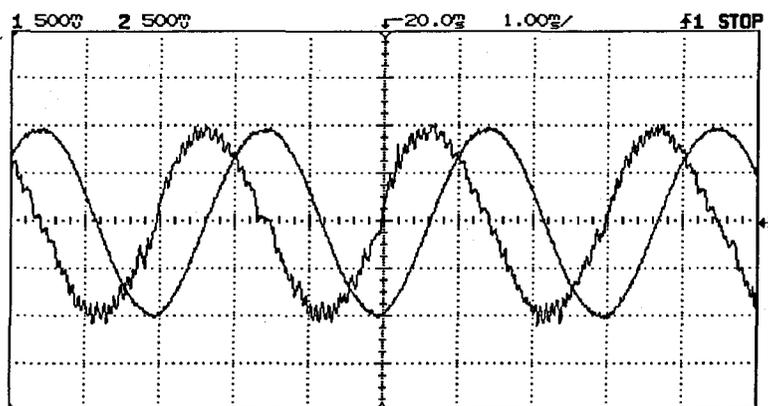


Fig. 3.70. X e Y temporales para tensión de salida de 18 volts.

En la exposición realizada en el apartado 3.2.4 de este capítulo se indica que pueden existir problemas con la curva de puntos de equilibrio si no se modifica adecuadamente la ley de control. En la figura 3.71 se puede observar este efecto, para ello se ha realizado una programación de la memoria EPROM con una banda de protección (apartado 3.2.4) insuficiente para evitarlo. En la figura 3.71 puede comprobarse que cuando la variable X pasa por cero, esto es, la derivada de la tensión es nula, el control ofrece una falsa

conmutación que conlleva una dinámica no deseada por parte de la variable Y (que, recuérdese, se obtiene normalizando la tensión de salida).

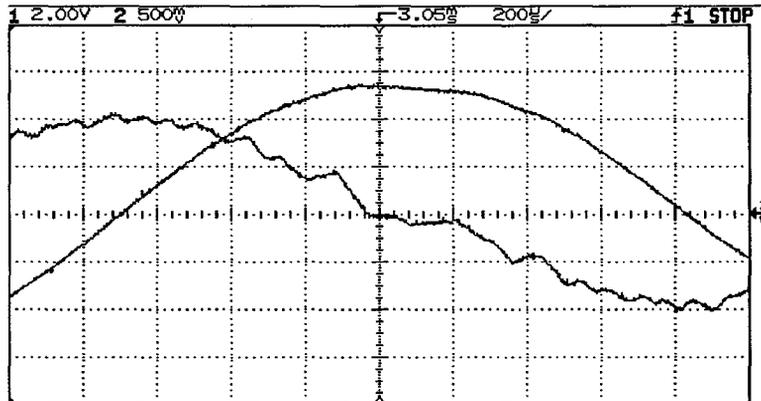


Fig. 3.71. Problema en curva de puntos de equilibrio para tensión de salida de 11 volts.

Con el objetivo de validar la robustez del sistema se ofrecen a continuación algunas capturas de osciloscopio cuando el sistema es sometido a una variación de la resistencia de carga R entre $100\text{-}25\ \Omega$ de forma pulsante con una frecuencia de $700\ \text{Hz}$. En las figuras 3.72 y 3.73 se muestran las variables X e Y en dominio temporal y en plano de fase.

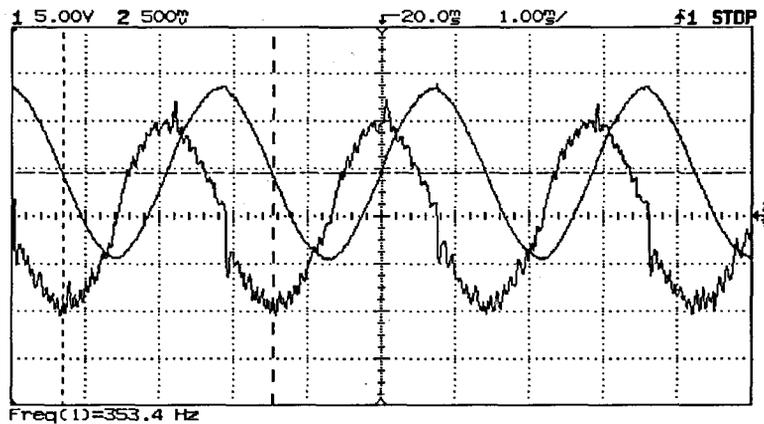


Fig. 3.72. Tensión y derivada con salto de carga.

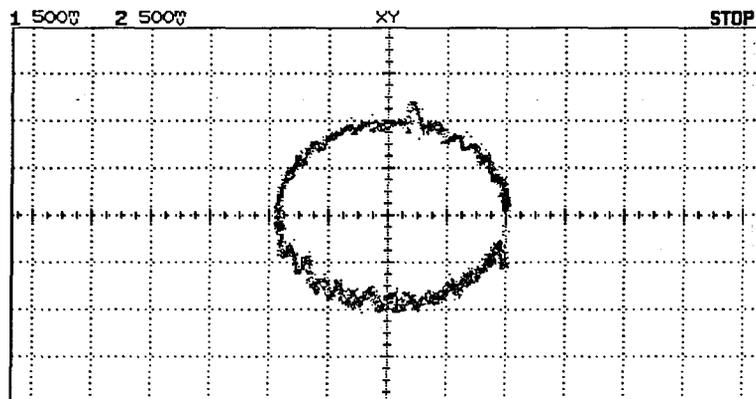


Fig. 3.73. Plano XY con salto de carga.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos cuando el sistema se ha sometido a una carga no lineal formada por un rectificador de onda completa (puente de diodos) y una red RC de salida de parámetros $R_s=4\ \Omega$ (resistencia serie que conecta el convertidor con el rectificador), $C_o=470\ \mu\text{F}$

(condensador del filtro de la carga) y $R_o=20-200 \Omega$ (valor de la resistencia de carga que se alimenta), tal y como muestra la figura 3.74. La captura de osciloscopio (figura 3.75) muestra la corriente que circula por la resistencia de salida (i_s) y la tensión de salida.

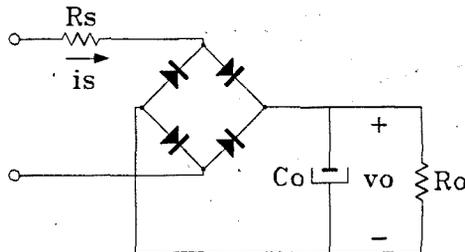


Fig. 3.74. Diagrama circuital de la carga no lineal.

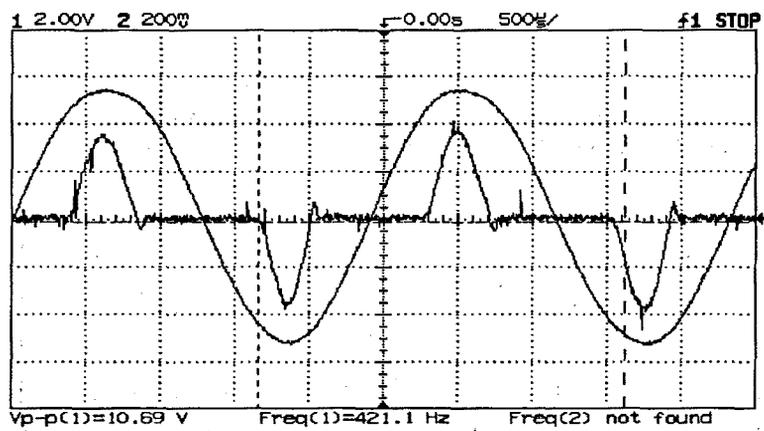


Fig. 3.75. Señal de salida con carga no lineal.

En las figuras 3.76 y 3.77 se puede observar la evolución dinámica de las variables X e Y en el plano XY y en el dominio temporal cuando el sistema posee la carga no lineal anteriormente presentada.

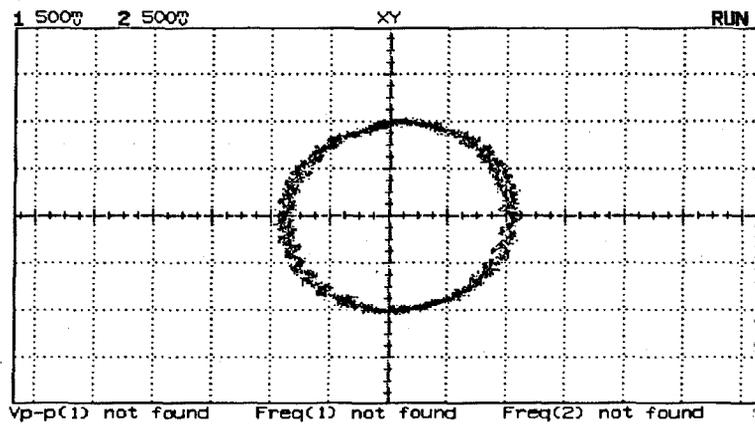


Fig. 3.76. Dinámica en plano XY cuando el convertidor posee una carga no lineal.

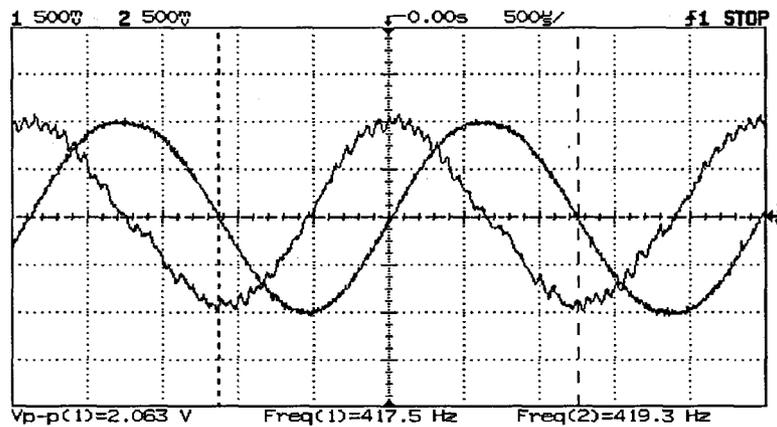


Fig. 3.77. Dinámica de las variables XY cuando el sistema posee una carga no lineal.

Se ha medido la distorsión armónica total (THD) de la señal de salida para carga resistiva y no lineal, obteniendo valores que oscilan entre el 5.25 % (en el mejor caso) y el 10 %. Debe indicarse que el valor medido de la THD para carga no lineal es similar al obtenido para cargas resistivas.

Se han realizado experiencias con una señal de control de frecuencia fija. Para ello se ha sincronizado la conmutación utilizando un generador de señal externo actuando sobre el biestable (báscula D) de salida del control (figura 3.64). A continuación, se muestran dos casos a frecuencias 60 KHz y 30 KHz, ofreciendo las figuras correspondientes a la señal de salida y plano XY

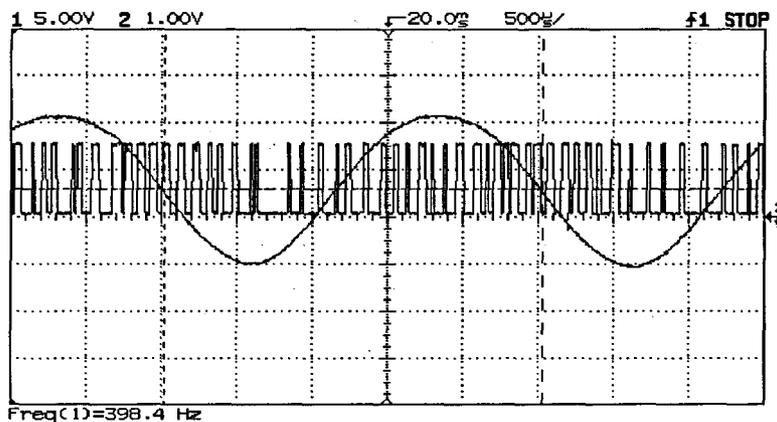


Fig. 3.78. Señal de salida y señal de conmutación con sincronismo a 60 KHz.

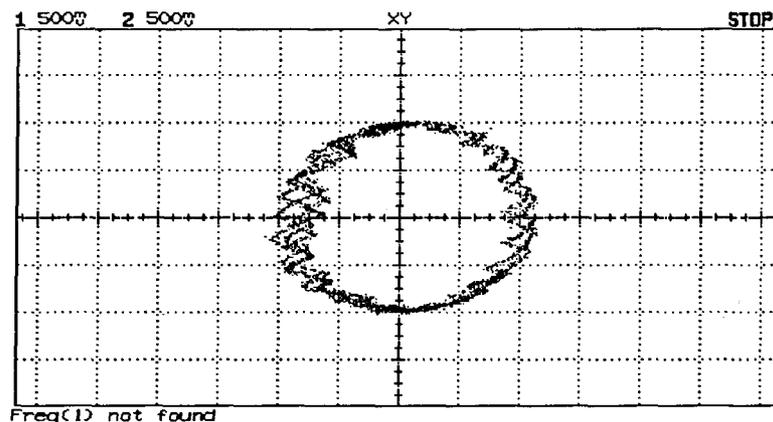


Fig. 3.79. Plano XY con sincronismo a 30 KHz.

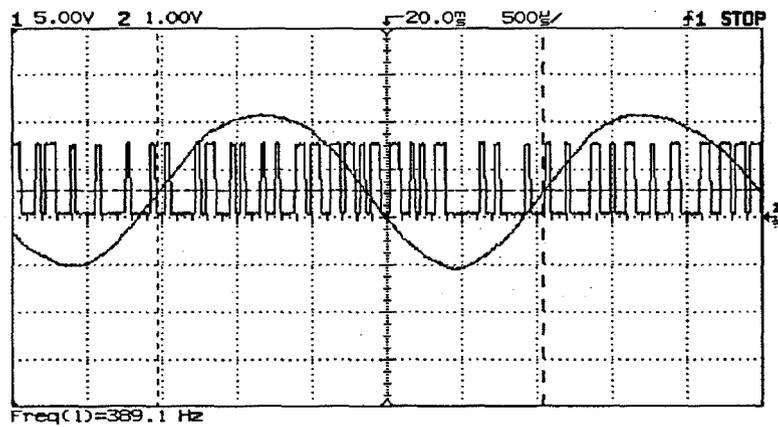


Fig. 3.80. Señal de salida y señal de conmutación con sincronismo a 30 KHz.

Observando las figuras anteriores puede afirmarse que el circuito de control pretende generar la señal deseada pero, sin embargo, la disminución de la frecuencia de conmutación y el hecho de que ésta sea fija, conllevan que la distorsión de la señal deseada aumente a medida que disminuye la frecuencia de sincronismo.

Por último, con el objetivo de eliminar el problema de la curva de puntos de equilibrio se ha reprogramado la memoria EPROM. En los casos anteriores la zona de prevención consistía en 12 puntos de 4096 combinaciones que se poseen con 12 bits, la reprogramación efectuada ofrece 60 puntos de prevención en lugar de los 12 anteriores. Puede afirmarse que este hecho permite reducir el efecto de enganche en la curva de puntos de equilibrio. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que surge un compromiso entre la calidad de la señal que queremos generar y el problema existente de enganche en la curva de puntos de equilibrio.

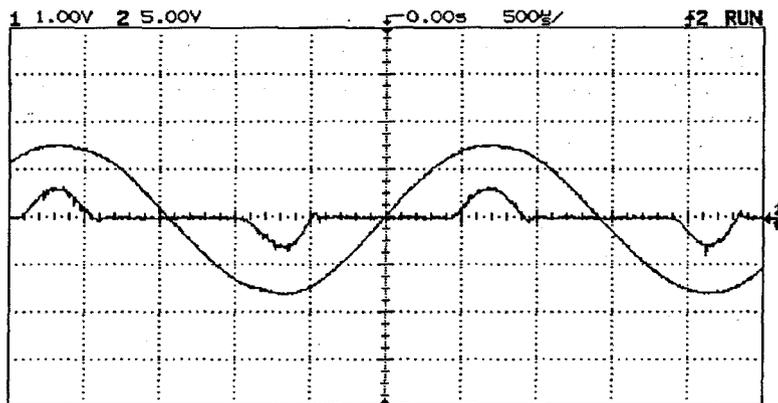


Fig. 3.81. Corriente que circula por la resistencia de salida y la tensión de salida con reprogramación EPROM.

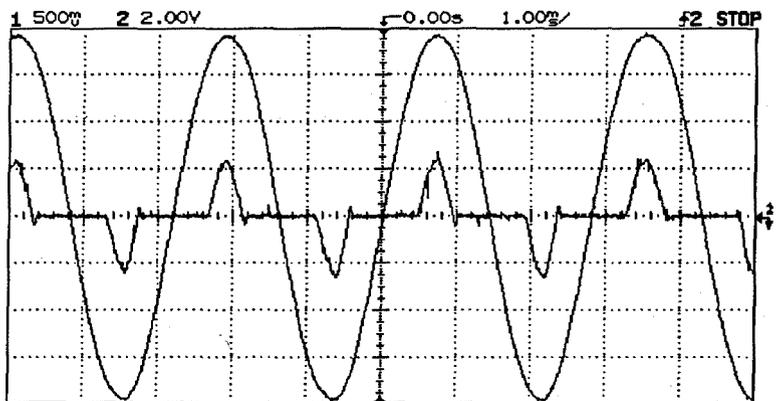


Fig. 3.82. Corriente que circula por la resistencia de salida y la tensión de salida con reprogramación EPROM.