

MODELIZACIÓN DE GENERADORES DE POTENCIA DE ULTRASONIDOS

Fernando Ibáñez Escobar, Jose Luis Marín Galán, Antonio Mocholí Salcedo, Carlos Sánchez Díaz
Universidad Politécnica de Valencia
Camino de Vera, s/n, 46020 Valencia
ESPAÑA
Tel.: +34 96 3877007, ext. 6072; Fax: +34 96 3877609
email: fbanez@eln.upv.es

SUMMARY

The development of a linear model for a resonant ultrasonic generator power circuit is presented. The validity of the model is demonstrated by comparing it with the function results of experimental dynamic transfer.

The model allows the study of the generator's characteristics and will determine the design specifications of a compensator.

1. INTRODUCCIÓN

En los generadores de ultrasonidos para aplicaciones industriales como limpieza, la etapa de potencia suele consistir en un convertidor de continua a alterna o inversor, en configuración semipunto o puente completo. Los dispositivos semiconductores trabajan en conmutación, entregando una tensión cuadrada al transductor piezoeléctrico y su inductor de adaptación.

El circuito presenta un comportamiento no lineal, debido al funcionamiento en conmutación del convertidor de potencia. Resulta conveniente disponer de un modelo linealizado de la etapa de potencia del generador, con el fin de analizar su comportamiento utilizando técnicas de electrónica analógica. A partir de este modelo lineal resulta posible diseñar un circuito de control que mejore las características dinámicas y la estabilidad del convertidor.

Con el fin de obtener el modelo del generador de ultrasonidos, se puede considerar que el transductor piezoeléctrico presenta un comportamiento lineal, que puede representarse mediante su circuito eléctrico equivalente, en el que los valores de los componentes dependen de las condiciones de trabajo del transductor.

El conjunto formado por la inductancia de adaptación y el transductor piezoeléctrico suponen una carga resonante para el convertidor de potencia, que puede por tanto considerarse como un inversor resonante por carga, alimentado por fuente de tensión.

Por tratarse de un convertidor resonante no puede modelizarse en pequeña señal mediante el método de promediación en el espacio de estados. En el presente trabajo la modelización se realiza por el método de las funciones descriptivas extendidas [1], [2].

Se va a aplicar la técnica descrita para desarrollar el modelo de pequeña señal de un generador comercial de limpieza por ultrasonidos, de la marca SONIC IMPORT, modelo SI-230, de 100 W. La etapa de potencia

consiste en un inversor autoexcitado en configuración de semipunto asimétrico con dos transistores bipolares. La compensación de potencia se realiza mediante una inductancia conectada en serie con el transductor piezoeléctrico, lo que produce una elevación de la tensión aplicada al transductor. La frecuencia de funcionamiento del generador viene determinada por la resonancia entre la inductancia de compensación y la capacidad en paralelo del transductor piezoeléctrico.

Para obtener la respuesta dinámica experimental del generador estudiado, se midió la variación de la amplitud de la tensión de salida producida por una variación senoidal de la frecuencia de entrada del sistema. Para ello se aplicó a la entrada del generador una tensión de frecuencia modulada, obteniéndose a la salida una tensión de frecuencia modulada y amplitud modulada. Empleando un demodulador AM se obtuvo la variación de la amplitud de la tensión de salida. La función de transferencia dinámica del convertidor se calculó como relación entre la desviación de la frecuencia de entrada y la variación de la amplitud de la tensión de salida, para distintos valores de la frecuencia moduladora.

2. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSDUCTOR PIEZOELÉCTRICO EN GRAN SEÑAL

La impedancia del transductor piezoeléctrico del generador, en condiciones de trabajo reales, se midió utilizando un generador de funciones programable, un osciloscopio digital, una sonda amperimétrica y una sonda de tensión atenuadora. El sistema se controló con un ordenador personal a través del bus GPIB mediante un programa realizado en lenguaje LABVIEW [4].

Con el fin de obtener la respuesta en frecuencia del transductor en condiciones similares a las de trabajo, se utilizó el propio generador de ultrasonidos, abriendo el lazo de realimentación del generador y aplicando a los transistores una señal de control de frecuencia variable.

A partir de la medida de la respuesta en gran señal de la impedancia del transductor, se calculó la conductancia y la susceptancia, con el fin de obtener los componentes del circuito equivalente [3]. Los valores más ajustados a las medidas experimentales fueron:

$$R1 = 285 \Omega; L1 = 4.5 \text{ mH}; C1 = 4.1 \text{ nF}; C = 8.6 \text{ nF}$$

3. MODELIZACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA DEL CONVERTIDOR.

El circuito equivalente del transductor obtenido para condiciones de gran señal permite desarrollar el modelo lineal de la etapa de potencia del generador de ultrasonidos, cuyo esquema simplificado se muestra en la Fig. 1. Los semiconductores de potencia, supuestos ideales, se representan mediante interruptores que conmutan de forma alternativa. La carga resonante del convertidor está formada por la inductancia de compensación conectada en serie con el transductor piezoeléctrico, modelizado por su circuito equivalente lineal.

La modelización de pequeña señal se realizó utilizando el método de las funciones descriptivas extendidas propuesto por Yang, Lee y Jovanovic [1], [2]. El modelo obtenido es válido hasta frecuencias de modulación de valor igual a la frecuencia de conmutación del convertidor.

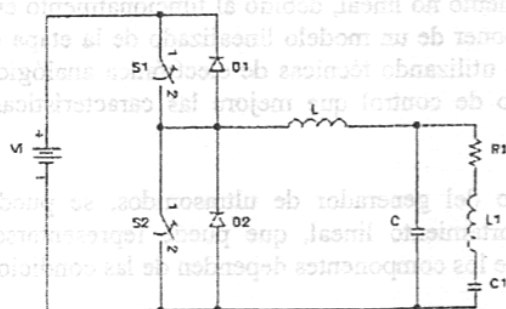


Fig. 1. Esquema simplificado de la etapa de potencia de un generador de ultrasonidos.

Se toman como variables de estado del convertidor las corrientes a través de las dos inductancias y las tensiones en extremos de los dos condensadores. La variable de salida es la tensión en extremos del transductor y la de control la frecuencia de conmutación. A partir de las ecuaciones de estado del convertidor, las expresiones de las variables de estado pueden desarrollarse en series de Fourier y aproximarse considerando únicamente los términos de continua y las componentes fundamentales, de los cuales se calculan sus derivadas temporales [4].

El término no lineal puede expresarse mediante las funciones descriptivas extendidas $f_1(\delta, v_i)$ y $f_2(\delta, v_i)$.

Las componentes de continua, senoidal y cosenoidal de las variables de estado pueden obtenerse identificando las ecuaciones de estado con las derivadas temporales obtenidas a partir de las aproximaciones de las variables de estado.

Se introducen perturbaciones de pequeña señal en las variables del convertidor alrededor del estado estacionario. Teniendo en cuenta que en el estado estacionario las derivadas temporales y los términos perturbados en pequeña señal deben ser nulos, se obtienen las ecuaciones del estado estacionario. Resolviendo el sistema de ecuaciones y considerando los valores de los componentes del convertidor se calculan los siguientes valores del estado estacionario:

$$I_s = -0.362; I_c = 0.231; V_s = 83.2; V_c = 190; I_{Is} = 0.219; I_{Ic} = -0.023; V_{Is} = -15.8; V_{Ic} = -150$$

Eliminando los términos del estado estacionario de las ecuaciones generales obtenidas, se obtiene el modelo analítico de pequeña señal del generador resonante, representado por un sistema de 8 ecuaciones diferenciales.

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES.

A partir del modelo analítico desarrollado puede sintetizarse un circuito equivalente de pequeña señal del convertidor resonante, en el que las perturbaciones de las magnitudes se simulan mediante términos de alterna.

El circuito PSPICE correspondiente se representa en la Fig. 2. Está formado por cuatro ramas con fuentes de tensión dependientes de tensión (E) y de corriente (H), y fuentes de corriente dependientes de tensión (G) y de corriente (F). Las ganancias de dichas fuentes dependen de los valores de los componentes del modelo del transductor piezoeléctrico, de la inductancia de compensación y de los valores del estado estacionario.

La entrada del circuito es una tensión, VFS, que representa la frecuencia de conmutación del convertidor resonante. Se realiza una simulación analógica del sistema, variando la frecuencia de la señal aplicada. Las componentes senoidal y cosenoidal de la tensión de salida vienen dadas por las tensiones en extremos de los condensadores CS y CC, respectivamente. La función de transferencia de control a salida de dicho modelo es la relación entre la tensión en extremos del transductor y la tensión de entrada, representada en la Fig. 3 (línea continua).

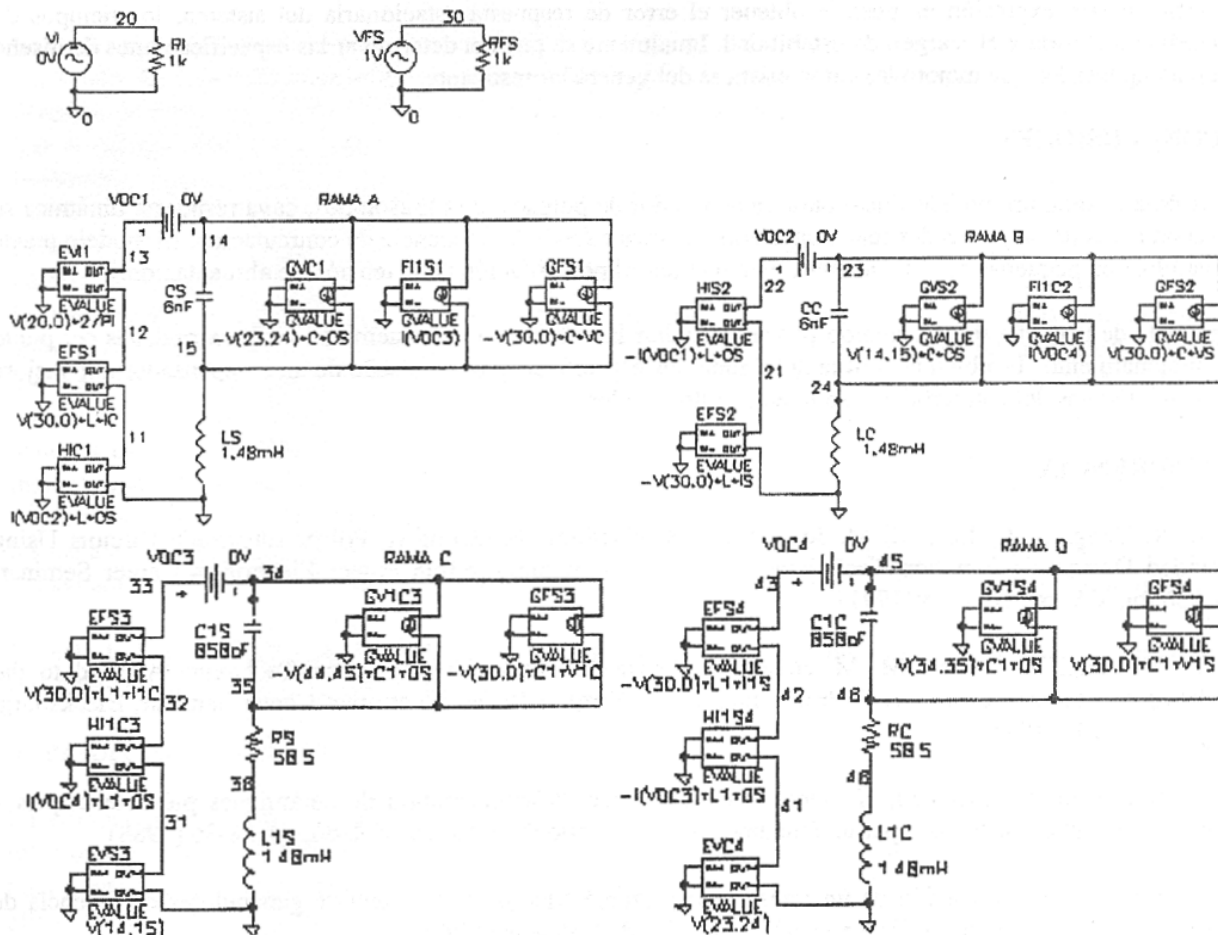


Fig. 2: Circuito PSPICE del modelo dinámico de un generador resonante de ultrasonidos.

La respuesta dinámica del generador de ultrasonidos real puede determinarse aplicando una señal FM a la entrada y midiendo la variación de amplitud de la tensión de salida, empleando un demodulador AM. La función de transferencia vendrá dada por la relación entre la variación de amplitud de la tensión de salida y la desviación de frecuencia de la señal FM aplicada. En la Fig. 3 se representa en puntos diferentes medidas de dicha función de transferencia, para una frecuencia portadora de 56.5 kHz y valores de la frecuencia moduladora entre 10 Hz y 10 kHz.

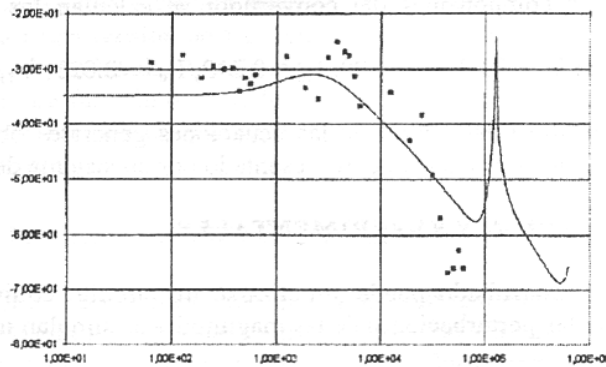


Fig. 3: Función de transferencia dinámica de un generador de ultrasonidos: Simulada; Medida.

En la figura se aprecia la relación entre la respuesta simulada del modelo del generador y la medida experimentalmente. Las discrepancias entre ambas pueden ser debidas por una parte a aproximaciones en la modelización del transductor piezoeléctrico y el convertidor, y por otra, a errores en las medidas.

La expresión analítica de la función de transferencia dinámica del generador resulta:

$$G(s) = - \frac{4.95 \cdot 10^6 (s + 2.1 \cdot 10^3)(s + 1.28 \cdot 10^5)}{(s^2 + 1.919 \cdot 10^3 s + 4.41 \cdot 10^6)(s^2 + 896 s + 1.64 \cdot 10^{10})}$$

A partir de esta expresión es posible obtener el error de respuesta estacionaria del sistema, los tiempos de respuesta transitoria y el margen de estabilidad. Igualmente se pueden determinar las especificaciones de diseño de un compensador que mejore las características del generador resonante.

5. CONCLUSIONES.

Se ha desarrollado un modelo lineal para un generador de potencia de ultrasonidos, cuya respuesta dinámica se ajusta bien a la de un generador real controlado por variación de la frecuencia de conmutación. El modelo puede ser válido, con pequeñas modificaciones, para un control por variación de la tensión de alimentación.

El modelo de pequeña señal obtenido permite estudiar la estabilidad del sistema en las proximidades del punto de funcionamiento. También posibilita determinar las especificaciones de diseño de un compensador que mejore las características del convertidor resonante de ultrasonidos.

6. REFERENCIAS.

- [1] E. X. Yang, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, "Small-Signal Modeling of Power Electronic Circuits Using Extended Describing Function Technique", Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, VA; pp. 167-178 (1991)
- [2] E. X. Yang, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, "Extended Describing Function Technique Applied to the Modeling of Resonant Converters", Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, VA; pp. 179-191 (1991)
- [3] D. Noterman, M. Brissaud, H. Kleimann, G. Grange, "Caracterisation de céramiques piézoélectriques à faible coefficient de surtension par une méthode d'identification", Acustica, Vol. 66, pp. 28-36 (1988)
- [4] F. Ibáñez, "Caracterización de un transductor piezoeléctrico para el diseño de generadores de potencia de ultrasonidos", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia (1997)