

## ***1. Introducción***

### **1.1 Objetivos de la tesis**

El trabajo a desarrollar durante la realización de esta tesis doctoral ha sido el estudio de la aportación que pueden ofrecer la lógica borrosa y el control  $H_{\infty}$  en el campo del control de sistemas conmutados continua-continua.

En el caso del control basado en lógica borrosa no se pretende estudiar el control directo de sistemas conmutados continua-continua, sino más bien se pretende analizar la aportación que puede ofrecer la lógica borrosa a las dos técnicas de control siguientes para mejorar su funcionamiento en este campo:

- control por modulación de anchura de pulsos (PWM).
- control en modo de deslizamiento.

Como veremos más adelante, la aportación se realizará sobre las técnicas en modo de corriente de las estrategias de control mencionadas.

En el caso del control  $H_{\infty}$ , en primer lugar estudiaremos el control directo PWM de convertidores conmutados continua-continua, para después continuar con el estudio de su aportación al control de corriente en modulación de anchura de pulsos y al control de corriente en modo de deslizamiento

### **1.2 Motivación y estado del arte**

Los convertidores continua-continua forman parte de un sector industrial de gran desarrollo tecnológico debido en gran parte a las aplicaciones que se derivan de su

utilización. Estas aplicaciones se concentran fundamentalmente en tres áreas significativas:

- el sector aeroespacial.
- el sector informático.
- el sector de la instrumentación electrónica.

En el primer caso, los convertidores continua-continua forman parte del núcleo de la alimentación de los satélites de telecomunicaciones. En el segundo caso constituyen la parte básica de la fuente de alimentación de los ordenadores personales. Por último, en el sector de la instrumentación han desplazado, en la práctica, a los reguladores lineales en todos los niveles de potencia.

A pesar de su sencillez topológica, los convertidores conmutados presentan una descripción dinámica compleja debida a su naturaleza no lineal, al carácter de tiempo discreto de su control, a la naturaleza de topología variable en el tiempo de su funcionamiento y a la inevitable presencia de incertidumbre en sus parámetros más significativos.

Esta complejidad ha hecho que los ingenieros aborden el problema del control de los convertidores a partir de una caracterización de los mismos mediante sistemas lineales de tiempo continuo, obtenidos realizando un promediado en un intervalo de conmutación de las ecuaciones de estado que describen la dinámica de estos circuitos[1]. El diseño del ganancia de lazo no es inmediato debido a la presencia de diferentes polos en el caso de convertidores complejos y a la característica de fase no mínima de la mayoría de estos convertidores. Además, el modelo lineal de la planta, en este caso el convertidor conmutado, sólo es válido en un entorno próximo al punto de equilibrio. Si en la alimentación de entrada o en el consumo de intensidad en la salida aparece una perturbación de un nivel significativo, entonces el modelo del convertidor,

y, por consiguiente el control derivado del mismo, no puede predecir el comportamiento transitorio subsiguiente, el cual en algunos casos puede ser de naturaleza inestable en contraposición a una predicción estable realizada por el modelo lineal.

Por esta razón, en los últimos 15 años han ido apareciendo diferentes tentativas de resolver el problema del control, tanto desde estrategias de regulación lineal como no lineal.

### **1.2.1 Control en modo de deslizamiento**

El primer trabajo sobre control en modo de deslizamiento aparece en la Universidad de Sarajevo y fue publicado por el profesor Sabanovic[2]. En este estudio, se planteó el control de un convertidor de tipo reductor mediante técnicas de control en modo de deslizamiento. Posteriormente, la incorporación de Sabanovic al Instituto Tecnológico de California(Caltech) supuso la realización de la primera tesis doctoral en este campo, a cargo de Venkatamaran[3]. Estos trabajos, estaban basados en la utilización de las condiciones de existencia y alcanzabilidad del régimen de deslizamiento de un convertidor continua-continua. En 1987, Sira-Ramírez contribuye a la investigación en este campo, aportando la noción de control equivalente derivada de la aplicación del teorema de Filipov a ecuaciones diferenciales con el segundo miembro discontinuo[4]. Paralelamente, la noción de control equivalente tuvo su réplica en el grupo francés del L.A.A.S.-CNRS de Toulouse, que desarrolló una técnica de control basada en la noción de control equivalente para el funcionamiento en sistemas de modulación de anchura de pulsos(PWM), es decir, en sistemas de frecuencia de conmutación constante[5].

La extensión de la técnica de control en modo de deslizamiento para convertidores conmutados continua-continua de orden elevado ha supuesto el siguiente paso en la investigación de la aplicación del control no lineal en este campo. Se ha abordado la

regulación de la tensión de salida en convertidores, como por ejemplo el convertidor reductor con filtro de entrada, el convertidor elevador con filtro de salida, el convertidor SEPIC, el convertidor SEPIC-dual y el convertidor de Cuk.

En estos momentos, se está investigando la implementación microelectrónica de controladores en modo de deslizamiento para convertidores continua-continua, que permitan la inclusión de una red compensadora en el ganancia de lazo para conseguir regulación de tensión tanto en convertidores elementales como en convertidores complejos[6].

Uno de los aspectos que quedan por mejorar en el campo del control de convertidores es el que hace referencia al diseño de controladores que proporcionen un comportamiento robusto respecto a las variaciones paramétricas de la planta. Por esta razón, en los últimos años han aparecido diferentes trabajos que introducen nociones de control  $H_{\infty}$ , control  $\mu$ , control basado en redes neuronales o lógica borrosa en el diseño del regulador conmutado.

### **1.2.2 Control de corriente PWM**

El control en modo de corriente, desde su aparición a mediados de los 70 [39,40], ha sido ampliamente utilizado en el campo de los convertidores conmutados., sobre todo a partir de la aparición en el mercado del primer circuito integrado para la implementación de este tipo de controladores [41].

Las ventajas del control en modo de corriente, ya sea a frecuencia constante(PWM) o a frecuencia variable(SMC), son principalmente la reducción de orden en la relación entre el control y la tensión de salida, una limitación de corriente pulso a pulso intrínseca y una buena respuesta dinámica en presencia de variaciones en la tensión de alimentación[41,46]

### 1.2.3 Control robusto ( $H_\infty$ y síntesis $\mu$ )

Las técnicas de control robusto han ido introduciéndose gradualmente en el campo de los convertidores de potencia. En [48] se utiliza el procedimiento Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG)/ Recuperación de la Función de Transferencia en Lazo Abierto (LTR) en el diseño de un controlador de un convertidor resonante serie-paralelo. En este caso, la simulación de las ecuaciones no lineales del sistema muestran una rápida recuperación de la tensión de salida frente a perturbaciones tanto en la alimentación como en la carga. La técnica de síntesis  $\mu$  se utilizó en [16] para diseñar el controlador de un convertidor “buck-boost” cuyas incertidumbres paramétricas fueron modeladas como no estructuradas. En [15] se describe un procedimiento general para el diseño de controladores de convertidores PWM utilizando síntesis  $\mu$  que incluye las incertidumbres del sistema en el proceso diseño.

Entre todas las técnicas de control robusto que se han investigado en el campo de la electrónica de potencia, el procedimiento  $H_\infty$  [9,13] es un buen candidato en muchas aplicaciones debido en parte a sus características lineales y en parte a que el controlador resultante puede ser utilizado en algunas aplicaciones de gran señal.

El diseño de sistemas de control  $H_\infty$  se inició en la década de los 80. Básicamente consiste en la minimización de una determinada función de coste, formulada en el dominio de la frecuencia, la cual establece las especificaciones de diseño. La medida del comportamiento, ampliamente utilizada en los problemas de control óptimo y robusto, es la norma  $H_\infty$ .

La formulación del problema de control para el caso escalar  $H_\infty$  fue realizada por Zames en 1981[9] basándose en una representación entrada-salida y obteniendo una solución del mismo en 1984[42]. Posteriormente, los mismos autores obtienen una

solución para el caso multivariable. Pero es a partir del trabajo de Doyle et al[9] , que obtienen soluciones numéricas al problema al formularlo como un problema de optimización en el espacio de estados, que se publican los primeros trabajos de control  $H_\infty$  aplicados al análisis de convertidores conmutados continua-continua. Estos controladores se obtienen a partir del modelo linealizado del convertidor. El principal antecedente en el uso de  $H_\infty$  en convertidores conmutados continua-continua lo podemos encontrar en el trabajo de Naim[10], en el que el control  $H_\infty$  se aplica a un convertidor “boost” mostrando una buena similitud entre los resultados de simulación y los experimentales. En el control  $H_\infty$  se utilizan funciones de ponderación en el dominio de la frecuencia para definir el comportamiento deseado del sistema. Las medidas de comportamiento más usuales en un regulador conmutado son la impedancia de salida, la audiosusceptibilidad y el margen de fase y ancho de banda del ganancia de lazo. En los convertidores de fase no mínima la reducción de la impedancia de salida se consigue normalmente a expensas de una reducción del margen de fase. En [10], sin embargo, el uso del control  $H_\infty$  minimiza la impedancia de salida en un amplio rango de frecuencias sin reducir el margen de fase. Esto es debido a que el controlador resultante es del mismo orden que el convertidor y posee una ganancia en continua relativamente baja.

Aún así, en la aplicación del control  $H_\infty$  en convertidores de fase no mínima, todavía quedan algunos aspectos importantes por investigar. En primer lugar, la maximización del ancho de banda del ganancia de lazo. Por ejemplo, si se observa el controlador resultante en [10] se puede ver que posee una característica de filtro pasa-alto, que está acotada por el límite de validez del modelo promediado del convertidor. Otro aspecto por investigar, en segundo lugar, es la obtención de un error estacionario nulo de la tensión de salida deseada. En tercer lugar, realizar una comparación a nivel

experimental del controlador resultante con los obtenidos al aplicar controladores usados normalmente en la regulación de convertidores de fase no mínima.

#### **1.2.4 Redes Neuronales**

La utilización de las redes neuronales en el campo de la electrónica de potencia está en una fase inicial, aunque en los últimos años han aparecido algunos artículos de controladores continua-continua basados en redes neuronales[17,18]. El motivo de este interés de utilizar redes neuronales en el control de convertidores DC-DC es debido a la capacidad de éstas de aproximar funciones no lineales relacionando parejas de datos entrada-salida obtenidas de cualquier función analítica no lineal[19]. De aquí que la aplicación principal de las redes neuronales en este campo sea la de implementación de leyes de control no lineales para convertidores DC-DC. La mayoría de las veces estas leyes no lineales de control habían sido obtenidas previamente durante la investigación de nuevas técnicas de control de convertidores y fueron evaluadas mediante simulación, pero no pudieron ser implementadas debido a la complejidad de su realización mediante circuitos lineales [20].

#### **1.2.5 Control basado en lógica borrosa**

Las aplicaciones de la lógica borrosa en el campo de los sistemas conmutados continua-continua se pueden agrupar en tres estrategias principales:

- Aproximador universal de leyes lineales y no lineales[25].

A partir de un conjunto de parejas de valores de entrada-salida existen diferentes métodos para conseguir que un sistema basado en lógica borrosa identifique adecuadamente la ley o función que relaciona dichas parejas de entrada-salida. Unos métodos son estadísticos[26], los otros basados en esquemas de “Lookup-Table”[27]

y otros están basados en técnicas de aprendizaje aplicadas en el entrenamiento de redes neuronales[28]. Estos últimos son los llamados identificadores neuroborrosos. Una aplicación de este último método es la implementación de leyes de control no lineal de convertidores continua-continua, en este caso a un convertidor reductor(“buck”) bidireccional[29]. La ventaja que ofrece utilizar identificadores basados en lógica borrosa respecto a utilizar solamente redes neuronales, es que los primeros permiten la inclusión de información previa del sistema aportada por un experto, lo que se traduce en un proceso de aprendizaje más rápido y depurado.

- Control borroso PID.

Está basado en reglas cuyos antecedentes están formados por la variable lingüística error y la variable lingüística incremento del error, mientras que los consecuentes de las reglas son el incremento en la acción de control(efecto integral), todo ello a imagen y semejanza de los controladores lineales PID, que utilizan el valor del error, la integral del error y su derivada para obtener una acción de control. La primera aplicación de este tipo de control en el campo de los convertidores continua-continua la tenemos en el trabajo de Ueno[30], que utiliza el control PID borroso para la regulación de la tensión de salida en un convertidor de Cuk, comparando los resultados con los obtenidos de la aplicación de un control PID tradicional. Posteriormente, en el trabajo de Lin y Hoft[31,32] se comparan los resultados obtenidos con un controlador PID borroso con los obtenidos mediante la aplicación de las técnicas de control de corriente máxima y de control en modo de deslizamiento. Las tres estrategias de control fueron aplicadas a convertidores del tipo reductor(“buck”) y reductor-elevador(“buck-boost”) y se pudo observar que con la aplicación de la estrategia basada en lógica borrosa se obtenía un transitorio de recuperación del estado estacionario más rápido y un error estacionario menor que



con los otros dos métodos. Por otra parte, So, Tse y Lee[33] propusieron un controlador borroso para convertidores continua-continua minimizando el número de reglas a aplicar, con lo que se reducía el coste computacional del proceso de inferencia y se aumentaba la rapidez de respuesta del controlador.

- Segundo lazo de control.

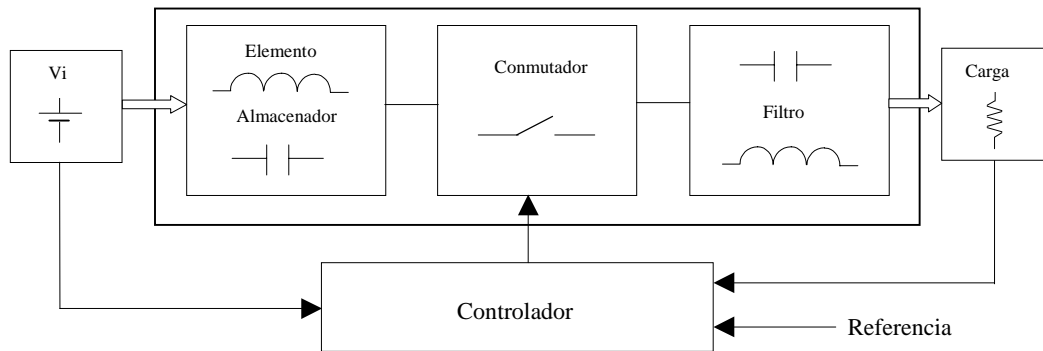
Los controladores borrosos han sido utilizados en muchas ocasiones para mejorar las prestaciones de otras técnicas de control, formando parte de un segundo ganancia de lazo que decide en cada momento el valor más adecuado del parámetro del controlador del primer lazo de manera que se obtiene una mejora en la respuesta final del sistema[34-37].

## **1.3 Convertidores conmutados continua-continua**

### **1.3.1 Introducción**

Los convertidores conmutados son un elemento clave en el campo de la electrónica de potencia, cuyo cometido es el procesado de la potencia eléctrica por medio de la utilización de circuitos electrónicos. En general, un convertidor conmutado está formado por una etapa de potencia de entrada, una entrada de control y una etapa de potencia de salida. El cometido de la entrada de control es el de procesar la potencia de entrada de manera que obtengamos la potencia deseada en la salida. En el caso de los convertidores cc-cc, la tensión de entrada se convierte a una tensión de salida de magnitud mayor o menor que la de entrada, con polaridad inversa en algunos casos, o bien con aislamiento de las masas de referencia de la entrada y salida. Estos convertidores son sistemas dinámicos compuestos principalmente por conmutadores y elementos almacenadores de energía(figura 1.1). Desde el punto de vista dinámico los

podemos clasificar como sistemas de estructura variable(VSS) ya que las ecuaciones diferenciales que rigen su dinámica dependen en gran medida de la posición del o los conmutadores, originando un modelo de comportamiento dinámico discontinuo.



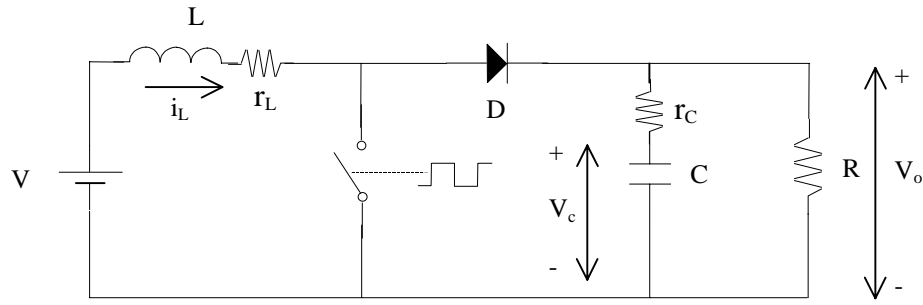
**Figura 1.1:** Diagrama de bloques de un convertidor cc-cc.

Para cumplir con las especificaciones de rechazo de perturbaciones de línea o de carga, eliminar errores estacionarios o simplemente para cumplir con las especificaciones de tiempo de subida, de establecimiento o de sobrepico es necesaria la adición de lazos de control. Ello implica tener en cuenta que muchos convertidores, además de tener un modelo dinámico discontinuo, poseen un comportamiento dinámico no lineal y de fase no mínima.

Como veremos más adelante, el diseño de controladores para convertidores puede implicar la necesidad de obtener un modelo promediado y linealizado del convertidor[1]. En este capítulo revisaremos estas técnicas y las aplicaremos al convertidor conmutado objeto de estudio en esta tesis: el convertidor elevador “boost”.

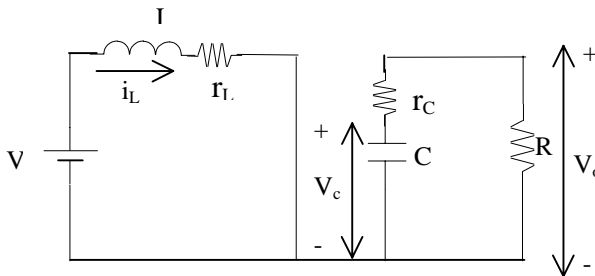
### 1.3.1.1 El convertidor continua-continua elevador “boost”

El convertidor “boost” es normalmente utilizado para obtener tensiones en la carga más elevadas que la tensión de entrada. El esquema de esta configuración se muestra en la figura 1.2:

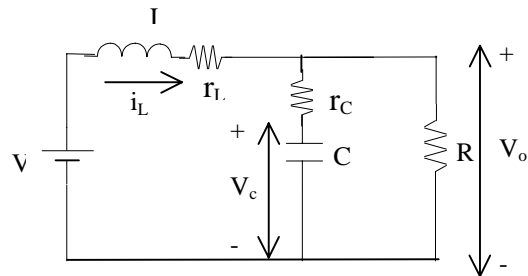


**Figura 1.2:** Esquema del convertidor elevador “boost”.

Como podemos observar en la figura 1.3, durante el tiempo que el interruptor se encuentra cerrado, la fuente de tensión de la entrada es la encargada de suministrar energía al elemento almacenador, mientras que el condensador del filtro de salida es el encargado de suministrarla a la carga. En cambio, en la figura 1.4 podemos observar que en la posición inversa del conmutador la energía fluye hacia la carga tanto del elemento almacenador como del condensador del filtro de salida, recuperando así éste la energía suministrada anteriormente.



**Figura 1.3:** Topología conmutador ON.



**Figura 1.4:** Topología conmutador OFF.

Las ecuaciones de estado que describen las dinámicas de las dos topologías son las

siguientes, siendo  $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$  el vector de estado y  $v_o$  la tensión en la carga:

**Topología ON (figura 1.3):**

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1 \cdot x + B_1 \cdot V_g \\ v_o &= C_1 \cdot x + D_1 \cdot V_g\end{aligned}\tag{1.1}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{rl}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+rc)} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R+rc} \end{bmatrix}, D_1 = 0$$

**Topología OFF (figura 1.4)**

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_2 \cdot x + B_2 \cdot V_g \\ v_o &= C_2 \cdot x + D_2 \cdot V_g\end{aligned}\tag{1.2}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot rl + rl \cdot rc + R \cdot rc}{L(R+rc)} & -\frac{R}{L(R+rc)} \\ \frac{R}{C(R+rc)} & -\frac{1}{C(R+rc)} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot rc}{R+rc} & \frac{R}{R+rc} \end{bmatrix}, D_2 = 0$$

**1.3.2 Modelo promediado del convertidor conmutado CC-CC**

La promediación en el espacio de estado es una técnica de modelado ampliamente utilizada en el campo de los convertidores conmutados[1]. Su objetivo es sustituir la representación en el espacio de estados de los dos circuitos lineales que aparecen dependiendo de la posición del conmutador por una descripción única que represente aproximadamente el comportamiento del circuito durante todo el periodo de conmutación T. El resultado es una descripción del comportamiento de los valores medios de las variables de estado en función del ciclo de trabajo(d), cuya representación es :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_p x + B_p \\ y &= C_p x + D_p\end{aligned}\quad \text{y} \quad \begin{aligned}A &= A_1 d + A_2 (1-d) \\ B &= B_1 d + B_2 (1-d) \\ C &= C_1 d + C_2 (1-d) \\ D &= D_1 d + D_2 (1-d)\end{aligned}\tag{1.3}$$

### 1.3.2.1 Modelo promediado del convertidor elevador (“boost”)

Aplicando el método anterior[1] al convertidor “boost” operando en modo de conducción continua se obtiene la siguiente representación promediada, donde  $d'=(1-d)$ ,

$$A_p = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot rl + rl \cdot rc + R \cdot rc \cdot d'}{L(R + rc)} & -\frac{R}{L(R + rc)} d' \\ \frac{R}{C(R + rc)} d' & -\frac{1}{C(R + rc)} \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot rc}{R + rc} d' & \frac{R}{R + rc} \end{bmatrix}, D_p = [0]$$

cuyo régimen estacionario de las variables de estado en función del ciclo de trabajo complementario y la tensión de entrada estacionarios,  $D'$  y  $V_g$  respectivamente, es

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = -A_p^{-1} \cdot B_p = \begin{bmatrix} \frac{(R + rc) \cdot V_g}{rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2} \\ \frac{(R + rc) \cdot V_g \cdot D' \cdot R}{rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$V_o = C_p \cdot X = \frac{(R + rc) \cdot V_g \cdot D' \cdot R}{rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2}$$

de donde obtenemos una relación entre los valores de tensión a la salida y las variables de estado en régimen estacionario con su respectivo ciclo de trabajo complementario.

### 1.3.3 Funciones de transferencia en pequeña señal del convertidor conmutado CC-CC

Para poder calcular las funciones de transferencia se linealizan las ecuaciones del sistema promediado alrededor del punto de equilibrio[1]. Para ello, suponemos que las variables de estado, el control, la tensión de alimentación y la tensión de salida están

formadas por un término constante más un término variable tal y como se muestra en (1.6):

$$x(t) = X + \hat{x}, \quad d(t) = D + \hat{d}, \quad v_g(t) = V_g + \hat{v}_g, \quad y = Y + \hat{y} \quad (1.6)$$

donde X, D,  $V_g$  y Y representan los valores respectivos en el punto de equilibrio del vector de estado, el ciclo de trabajo y la tensión de alimentación.

Si sustituimos los valores de (1.6) en las ecuaciones de (1.3) y descartamos los términos de segundo orden, obtendremos entonces una representación lineal de la dinámica del convertidor:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A_p \cdot \hat{x} + B_p \cdot \hat{v}_g + B_{20} \cdot \hat{d} \\ \hat{y} &= C_p \cdot \hat{x} + D_p \cdot \hat{v}_g + D_{20} \cdot \hat{d} \end{aligned} \quad (1.7)$$

$$\text{y } B_{10} = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_g \quad \text{y } D_{20} = (C_1 - C_2) \cdot X .$$

A partir de esta representación de estado y aplicando el principio de superposición a las variables perturbadas ( $\hat{x}, \hat{d}, \hat{v}_g, \hat{y}$ ) se obtienen las diferentes expresiones en el dominio de la transformada de Laplace.

### 1.3.3.1 Modelo linealizado del convertidor elevador (“boost”)

Aplicando este procedimiento al convertidor elevador “boost” de la figura 1.2, tenemos

$$\begin{aligned} B_{20} &= \begin{bmatrix} \frac{(R \cdot D' + rc) \cdot V_g \cdot R}{L \cdot (rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2)} \\ -\frac{V_g \cdot R}{L \cdot (rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2)} \end{bmatrix} \\ D_{20} &= \frac{R \cdot rc \cdot V_g}{rl \cdot (R + rc) + R \cdot rc \cdot D' + R^2 \cdot D'^2} \end{aligned} \quad (1.8)$$

La función de transferencia control-tensión de salida es la siguiente:

$$G_{v_o d} = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1}{\Delta} \frac{\left( s + \frac{1}{C \cdot rc} \right) \left( s + \frac{-D^2 R^2}{L(R+rc)} + \frac{rl}{L} \right)}{\Delta (R+rc) \cdot ((R+rc) \cdot L \cdot C \cdot s^2) + (D' \cdot rc \cdot R \cdot C + L + rl \cdot C \cdot (R+rc)) \cdot s + \Delta} \quad (1.9)$$

$$\Delta = rl \cdot (R+rc) + D' \cdot R \cdot (rc + D' \cdot R)$$

y la función de transferencia control-corriente inductor es la siguiente:

$$G_{i_L d} = \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1}{\Delta} \frac{V_g \cdot R \cdot (R+rc) \left( s + \frac{D'R+rc}{C(R \cdot rc + R^2 \cdot D' + rc^2 + R \cdot rc \cdot D')} \right)}{\Delta (R+rc) \cdot ((R+rc) \cdot L \cdot C \cdot s^2) + (D' \cdot rc \cdot R \cdot C + L + rl \cdot C \cdot (R+rc)) \cdot s + \Delta} \quad (1.10)$$

$$\Delta = rl \cdot (R+rc) + D' \cdot R \cdot (rc + D' \cdot R)$$

### 1.3.3.2 Características del convertidor “boost” utilizado

Las características del convertidor “boost” que será objeto de análisis en la presente tesis son las siguientes:

$$V_g = 12 \text{ V}, V_o = 24 \text{ V}, L = 216 \text{ } \mu\text{H}, C = 220 \text{ } \mu\text{F}, R = 44 \text{ } \Omega, r_L = 0.33 \text{ } \Omega, r_C = 0.04 \text{ } \Omega.$$

donde las variables  $r_L$  y  $r_C$  representan respectivamente las pérdidas que se producen en el inductor y en el condensador.

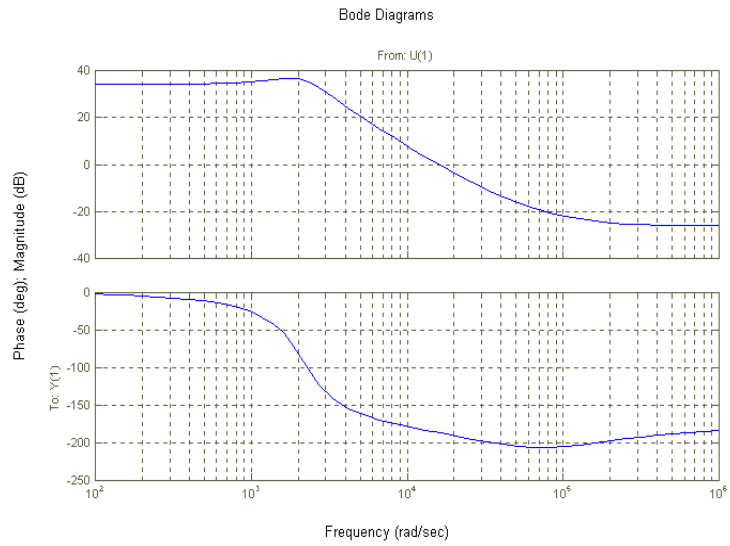
La tensión de salida deseada es  $V_o = 24 \text{ V}$ , con lo que a partir de (1.6) obtenemos el valor del ciclo de trabajo complementario  $D' = 0.484$ .

Sustituyendo estos valores en (1.9) y (1.10) obtendremos las funciones de transferencia  $\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{D}(s)}$  e  $\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{D}(s)}$  respectivamente en (1.11) y (1.12):

$$G_{v_o d}(s) = \frac{-0.046(s + 1.13 \cdot 10^5)(s - 4.82 \cdot 10^4)}{(s + (0.993 + 2.065j) \cdot 10^3)(s + (0.993 - 2.065j) \cdot 10^3)} \quad (1.11)$$

$$G_{i_L d}(s) = \frac{1.26 \cdot 10^5 (s + 204.2)}{(s + (0.993 + 2.065j) \cdot 10^3)(s + (0.993 - 2.065j) \cdot 10^3)} \quad (1.12)$$

En la función de transferencia (1.11) se puede observar la presencia de un cero de parte real positiva, lo que indica que se trata de un sistema de fase no mínima. La representación de la respuesta frecuencial de esta función es:



**Figura 1.5:** Respuesta frecuencial del convertidor elevador “boost”.