

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID



DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA
GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL ESPECIALIDAD
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

PROYECTO FIN DE CARRERA:

*“MODELADO Y DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR
REDUCTOR- ELEVADOR EN MODO CORRIENTE DE PICO”.*

Autor:

Marlee Nathalie Basurto Macavilca

Director:

María Carmen Raya Arroyo

- Febrero 2011 -

Agradezco enormemente a mis padres, a mis hermanas pequeñas, a Tarita, a Jose y Dairon. También quiero agradecer a Toni, gracias al apoyo de estas personas ha sido posible desarrollar mi proyecto fin de carrera.

ÍNDICE

NOTACIÓN	5
CAPÍTULO 1:.....	6
1 INTRODUCCIÓN	6
1.1 MOTIVACIÓN.....	6
1.2 OBJETIVOS.....	7
1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA.....	8
CAPÍTULO 2:.....	11
2 ESTUDIO DEL ESTADO DE LA TÉCNICA.....	11
2.1 ESTADO DE LA TÉCNICA DE LOS TIPOS DE CONTROL PARA CONVERTIDORES DC/DC	12
2.1.1 CONTROL EN MODO TENSIÓN.....	13
2.1.2 CONTROL EN MODO CORRIENTE PROMEDIADA	15
2.1.3 CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO.....	18
2.2 ESTADO DE LA TÉCNICA DE LOS TIPOS DE MODELADO PARA EL CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO	20
2.2.1 MODELADO DE LA PLANTA Y DEL MODULADOR A LA VEZ	22
2.2.2 MODELADO DEL MODULADOR Y LA PLANTA DE FORMA INDEPENDIENTE	23
2.3 VENTAJAS E INCONVENIENTES DEL ESTADO DE LA TÉCNICA Y LA SOLUCIÓN ELEGIDA	26
CAPÍTULO 3:.....	27
3 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR POR CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO.....	27
3.1 ESTRUCTURA BÁSICA DE CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO DEL REDUCTOR - ELEVADOR	28
3.2 SENSADO DE CORRIENTE	30
3.3 RAMPA DE COMPENSACIÓN. VALOR ÓPTIMO	32
3.4 MODELADO DEL CONVERTIDOR EN MODO CORRIENTE DE PICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR.....	36
3.4.1 ESTRUCTURA GENERAL DEL MODELO	36
3.4.2 MODELO BÁSICO DEL MODULADOR.....	37
3.4.3 MODELO PRECISO DEL MODULADOR INCLUYENDO EL EFECTO DE MUESTREO	40
3.4.4 OBTENCIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LA PLANTA EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA Y MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	42
3.4.5 OBTENCIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA GENÉRICAS EN BUCLE ABIERTO	61
3.4.6 LISTADO DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA.....	65

3.5	VALIDACIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA EN BUCLE ABIERTO MEDIANTE SIMULACIÓN	66
3.6	BREVE ANÁLISIS DE LOS EFECTOS FÍSICOS DE LOS ELEMENTOS DE LA PLANTA.	72
3.7	CONCLUSIONES	72
CAPÍTULO 4:.....		73
4	DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR EN MODO CORRIENTE DE PICO	73
4.1	SELECCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROL	73
4.2	ANÁLISIS Y PARAMETRIZACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL	75
4.3	DISEÑO DEL REGULADOR	76
4.4	CONCLUSIONES	79
CAPÍTULO 5:.....		80
5	VALIDACIÓN	80
5.1	SIMULACIÓN	80
5.1.1	<i>VALIDACIÓN DE LAS FUNCION DE TRANSFERENCIA EN BUCLE CERRADO MEDIANTE SIMULACIÓN</i>	<i>80</i>
5.1.2	<i>VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE ESCALONES DE TENSIÓN DE ENTRADA Y ESCALONES DE LA CARGA</i>	<i>82</i>
5.2	CONCLUSIONES	83
CAPÍTULO 6:.....		84
6	PRESUPUESTO	84
CAPÍTULO 7:.....		85
7	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	85
ANEXOS		87
ANEXO 1.	<i>DESARROLLO DEL MODELADO DE LA PLANTA Y DEL MODULADOR A LA VEZ.....</i>	<i>87</i>
ANEXO 2.	<i>FUNCIONES DE TRANFERENCIA DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR..</i> <i>.....</i>	<i>90</i>
ANEXO 3.	<i>HOJA DE DATOS DE LAS APLICACIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO 3843</i>	<i>102</i>
REFERENCIAS		111

NOTACIÓN

$X = \bar{x}(t)$	Señal en regimen permanente o de continua
\hat{x}	Señal en alterna o perturbaciones de pequeña señal
$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} x(t) dt$	Valor medio de una señal
$x(t) = \bar{x}(t) + \hat{x}$	Señal total

MCC	Modo de conduccion Continua
MCD	Modo de conduccion Discontinua
T_s	Periodo de conmutación
v_g	Tensión de alimentación o entrada
$i_L \ v_L$	Corriente y tensión de la bobina
$i_s \ v_s$	Corriente y tensión del Mosfet
$i_d \ v_d$	Corriente y tensión del Diodo
v_o	Tensión de salida
i_o	Corriente de carga
d	Ciclo de trabajo
v_{i-L}	Tensión de sensado
v_{ref}	Tensión de referencia
V_{osc}	Tensión de reloj
m_a	Pendiente de la rampa de compensación
m_1	Pendiente de la carga de la bobina
m_2	Pendiente de descarga de la bobina

Capítulo 1:

1 INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Se viene realizando a lo largo de mucho tiempo el estudio de cómo mejorar la eficiencia de un convertidor corriente continua – corriente continua, debido a las muchas aplicaciones que viene ofreciendo a día de hoy. Uno de los ejemplos en que se pueden ver son en los dispositivos electrónicos como los móviles y los portátiles, estos necesitan una gran precisión en la fuente de alimentación suministrada por el convertidor DC/DC para poder trabajar adecuadamente. Frente a esto se busca realizar un mejor estudio del convertidor DC/DC a través de la controlabilidad y el modelado en pequeña señal, de tal forma que se pueda predecir su comportamiento frente a perturbaciones pequeñas.

Con el modelado y el diseño de los convertidores DC/DC se pretende adquirir un buen conocimiento sobre el modelado y control de convertidores DC/DC, de esta forma se completa la formación que he recibido a lo largo de la carrera.

Después de haberse estudiado los diferentes tipos controles más utilizados, se elige el control por modo corriente de pico al que se aplica el modelado dinámico estructurado por bloques. Los beneficios que ofrece el diseño del control en modo corriente de pico se explican a continuación.

A grandes rasgos se puede enumerar los principales beneficios que añade elegir el control modo corriente de pico de otro tipo de control:

- ✓ La técnica de modelado y diseño en modo corriente de pico incluye la técnica de modo tensión y el modo corriente promediada.
- ✓ El modelado del modulador es más complejo que los demás.
- ✓ Se controla a través de 2 lazos, uno interno de corriente y el otro externo de tensión.

Estas características dan a entender que sí se realiza el modelado y el diseño del control del convertidor en modo corriente de pico, se puede realizar con mayor facilidad el modelado y diseño del control en modo tensión y control en modo corriente promediada, esto se traduce a un mejor entendimiento de los conceptos y además un sistema más estable por ende fiable.

1.2 OBJETIVOS

Los convertidores DC-DC tienen numerosas aplicaciones tanto a nivel de fábrica como a nivel usuario, además de ello se caracterizan por tener un bajo coste económico, lo cual les hace atractivos desde el punto de vista del cliente.

Este estudio se ha llevado a cabo durante muchos años, el objetivo que persigue este proyecto es ser capaz de regular la estabilidad de tensión de salida, es decir, eficientemente y en un tiempo reducido, incluso ante inevitables perturbaciones o errores. Estas perturbaciones pueden ser causadas por un medio externo como la tensión de alimentación y tipo de carga, y por el medio interno que no son más que los elementos del convertidor DC/DC.

Consecuentemente con lo anterior se persigue realizar un análisis de sensibilidad de los parámetros de la planta, los efectos físicos que posee la planta y sus características. En cuanto al modelado del modulador, no presenta problema alguno hasta que el ciclo de trabajo sea $D > 0.5$, a partir de este valor el sistema se desestabiliza ante cualquier perturbación. Ante este problema se ve en la medida de añadir un nuevo circuito de control que se denomina Rampa de Compensación. Asimismo hay que tener en cuenta que el modulador por corriente de pico depende de muchas variables que se contará más adelante.

Según el modelado dinámico elegido, al unir los modelados de la planta y el modulador, se obtiene unas funciones de transferencia canónicas genéricas para cualquier tipo de convertidor DC/DC, esta información proporcionada un nuevo dato que permitirá al usuario acceder de forma abierta y automatizada a las funciones de transferencia requeridas. Además se añade el estudio de una nueva variable de perturbación: la corriente de carga \hat{i}_o , este parámetro se suma con las perturbaciones de la fuente de alimentación \hat{v}_g y la corriente de control i_c para dar resultado a un mejor estudio dinámico en pequeña señal que se aproxime al resultado experimental.

Las funciones de transferencia genéricas son 3 ecuaciones matemáticas en Laplace que van a realizar el estudio del comportamiento dinámico de la tensión de salida después de haber perturbado las variables de entrada del sistema. Estas funciones teóricas se plasman en Mathcad, programa algebraico de ordenador, el cual brinda el bode que se compara para su validación con las simulaciones realizadas en Psim, programa de simulación de circuitos analógicos.

Por último, se pretende brindar un diseño automático del control en modo corriente de pico para el convertidor Reductor-Elevador brindando así una tabla con las todas las

funciones de transferencia obtenidas en Modo de conducción continua y en modo de conducción discontinua.

1.3 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

Para poder elegir el modelado en modo corriente del pico para un convertido DC/DC se tiene que haber realizado un previo estudio.

En el segundo capítulo abarca el estado de la técnica del control y modelado del convertidor DC/DC. Empezando por introducir la noción de la necesidad de controlar la tensión de salida a través de realimentaciones, Feedback y/o Feedforward, y los beneficios que atañen hacerlo. Se describe los tipos de control más utilizados, control en modo tensión, en modo corriente promediada y en modo corriente de pico, para un convertidor DC/DC para después pasar a seleccionar el que mejor características ofrece.

Después de elegir el control por modo corriente de pico se continúa con la descripción del comportamiento del sistema ante un ruido o perturbación. Estos ruidos pueden ocasionar problemas en el convertidor llegando a desestabilizarlas por ello es importante además de controlarlo poder predecir su comportamiento e implementar un sistema con más inmunidad. Para esto se emplea el modelado dinámico en lazo abierto, se pretende que se ajuste lo máximo posible a una simulación experimental. No obstante hay diferente tipos de modelado que funcionan, así se tiene al modelado de la planta y el modulador por el método de corriente inyecta y al modelado de la planta y el modulador de forma independiente. Finalizando este capítulo se menciona las ventajas e inconvenientes que tiene a cabo elegir el modelado dinámico de la planta y el modulador de forma independiente.

Inmediatamente después de seleccionar el modelado del control en modo corriente de pico, se especifica al caso del convertidor Reductor-Elevador.

El capítulo 3 engloba al modelado dinámico del control del convertidor REDUCTOR-ELEVADOR en modo corriente de pico, para la cual se realiza un estudio pormenorizado de la estructura general. Se detalla los tipos de sensado de corriente más prácticos y una breve descripción de las ventajas y desventajas que lleva a cabo incorporarlas en el circuito. También se habla de cómo mejora el sistema para ciclos de trabajo $D > 0.5$ con la introducción la rampa artificial de compensación y de la relación optima necesaria para mantener la estabilidad.

Una vez realizado lo anterior se modela dinámicamente el control del convertidor Reductor-Elevador en modo corriente de pico mediante su estudio en lazo abierto. En lazo abierto se deja por un lado el regulador y se modela la planta y el modulador de forma independiente. La unión de ambas converge en el desarrollo de las funciones canónicas deseadas.

Se inicia el modelado dinámico en pequeña señal con el modelado del modulador incluyendo la rampa de compensación, consecuentemente para mejorar la precisión de muestreo de sensado se añade al modulador la efecto de muestreo (PADDE).

Por otro lado se modela la planta del convertidor Reductor-Elevador, se considera resistencias parásitas tanto en la bobina como el condensador, esto añade precisión al modelado. Se obtiene 6 funciones de transferencia en Laplace para el Modo de conducción continua y si fuera necesario también se incorpora las debidas funciones de transferencia en modo de conducción discontinua para el convertidor Reductor-Elevador.

Con la unión de ambas se termina el modelado obteniendo las 3 funciones canónicas utilizable para cualquier convertidor DC/DC como son el Reductor, el Elevador, el Reductor-Elevador, el Forward y el Flyback. Estos dos últimos convertidores son derivados de las anteriores. Las funciones de transferencia canónicas en pequeña señal dependen de ruidos provenientes directamente de la corriente saliente de carga \hat{i}_o , la fuente de alimentación \hat{v}_g y la corriente de control o corriente de pico $i_c \cdot 1 = v_c$.

Se lista a continuación las funciones de transferencia empleadas para el convertidor Reductor-Elevador concluyendo con las canónica generales. Y finalmente se termina realizando la validación de todas las funciones de transferencia mediante la comparación de bodes en Psim (simulación) y Mathcad (funciones matemáticas).

También se realiza una reducida explicación de los efectos físicos que añade incorporar resistencias en serie en la bobina y el condensador de la planta.

A continuación se procede con el capítulo 4 donde se realiza el diseño del control en modo corriente de pico. Entre los diferentes circuitos integrados se escoge el UC3843, que es diseñado para el control en modo corriente de pico, pero puede también funcionar como control en modo corriente promediada y en control modo tensión. Se elabora un estudio del análisis y la parametrización del circuito integrado para adaptarlo al sistema de base del convertidor Reductor-Elevador.

Por último se cierra el lazo de realimentación de tensión y se implementa el Regulador tipo 2. Se identifica el peor caso posible que lleve al sistema a trabajar en modo de conducción discontinua gracias a la representación en Bode del SmartCtrl.

La validación del capítulo 4 se encuentra en el capítulo 5 Validaciones, en el cual se genera la representación del Bode del sistema en bucle cerrado y la validación con respecto a la respuesta transitoria modificando la corriente de a carga y la tensión de entrada. Se termina el capítulo realizando las conclusiones de la comparación entre ambas, obtenidas por un lado de SmartCtrl y por otro de Psim.

Prosiguiendo con el contenido se realiza un breve presupuesto de los componentes a utilizar para ejecutar el proyecto fin de carrera y las horas empleadas en ello.

Para terminar se concluye con las conclusiones adquiridas del Modelado de control en modo corriente de pico aplicado al convertidor Reductor-Elevador. Añadiendo consigo los posibles trabajos futuros que desarrollen al sistema más inmunidad al ruido y libre de perturbaciones.

Capítulo 2:

2 ESTUDIO DEL ESTADO DE LA TÉCNICA

El objetivo de este capítulo es realizar un mejor estudio de los tipos de control que se puede aplicar para el convertidor DC/DC y también realizar un estudio del comportamiento en el tiempo mediante el modelado dinámico.

En los convertidores DC/DC la tensión de salida $v_o(t)$ depende de las señales de entrada de la fuente de alimentación $v_g(t)$, el ciclo de trabajo $d(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$ como también pero en menor medida de los valores de los componentes del resto del convertidor. Con el control del convertidor se ambiciona obtener una tensión de salida lo más precisa posible incluso ante perturbaciones ocasionadas por las señales mencionadas.

Frente a esto se implementa el lazo de realimentación negativa que diseña un circuito que ajuste automáticamente el valor del ciclo de trabajo necesario para que funcione óptimamente a pesar de las perturbaciones de la fuente de alimentación $v_g(t)$, el ciclo de trabajo $d(t)$, la corriente de carga $i_o(t)$ y elementos del resto del convertidor.

Se comprueba que el sistema presenta un mejor comportamiento ante oscilaciones e indeseables perturbaciones.

Por el contrario, si se realizase una realimentación positiva, el error se propagaría haciendo inestable el circuito, incluso llegando a destruir componentes internos.

Después de haber elegido el tipo de control más adecuado se aplica el estudio de los tipos de modelado que permite predecir el comportamiento del sistema: precisión de la tensión de salida y su estabilidad.

El modelado estudia la relación dinámica que presenta el sistema ante perturbaciones y para esto se realiza un análisis en pequeña señal en régimen transitorio. Ver FIGURA 2.1.

Este análisis en pequeña señal y el diseño del control permite adelantarse al comportamiento del circuito ante diversas condiciones de operación, generando así diversos tipos de control, estudio de las simulaciones y entendimiento de los resultados experimentales.

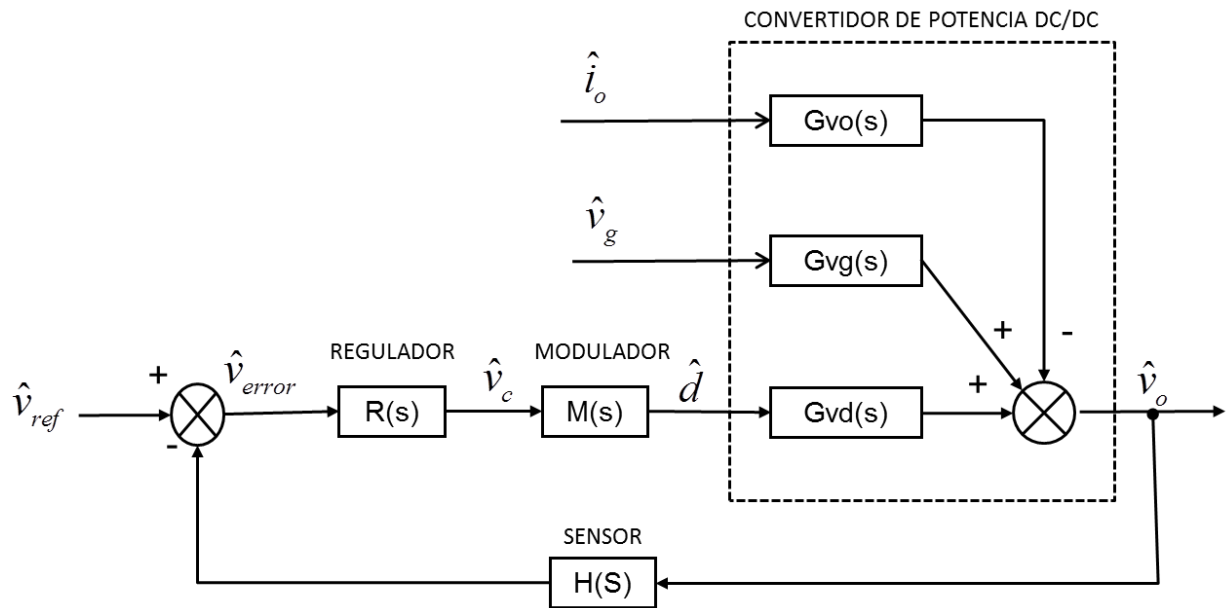


FIGURA 2.1 Diagrama de bloques del Modelado dinámico en pequeña señal del control del convertidor DC/DC en bucle cerrado

Partiendo de esta base, se pasa a explicar el estudio de los tipos de control que hoy se encuentran en funcionamiento. Los diferentes tipos de control se vienen investigando desde las últimas décadas hasta ahora que continúa. En un primer momento se utilizaría el control por modo tensión pero más adelante se realizaría el control por modo corriente de pico que ofrece un mejor control del convertidor.

Por último, decir que será importante elegir el tipo de control del convertidor para obtener una mejor respuesta dinámica y estable de la tensión de salida, por ende un mejor modelado. Los tipos de control más utilizados que encontramos hoy en día, sus aplicaciones y su funcionamiento se describen a continuación.

2.1 ESTADO DE LA TÉCNICA DE LOS TIPOS DE CONTROL PARA CONVERTIDORES DC/DC

Después de haber realizado una explicación de la importancia del control para los convertidores DC/DC, se muestra a continuación los dos tipos de control que existe.

Las diferencias entre ella varía dependiendo de la relación coste – operatividad, tipo de aplicación, el grado de precisión deseada (mínimo error de $v_o(t)$) o simplemente simplicidad del circuito. Todo va a depender de la aplicación que se va a realizar con el convertidor DC/DC [1].

2.1.1 CONTROL EN MODO TENSION

Este es el primer método de control utilizado para convertidores DC/DC, se mantuvo por muchos años solo en el mercado hasta aparecer el control por modo corriente. En la actualidad se sigue utilizando a través de su implementación en un circuito integrado.

El control por modo tensión se realiza a través de un solo lazo de realimentación por tensión. Ver FIGURA 2.2

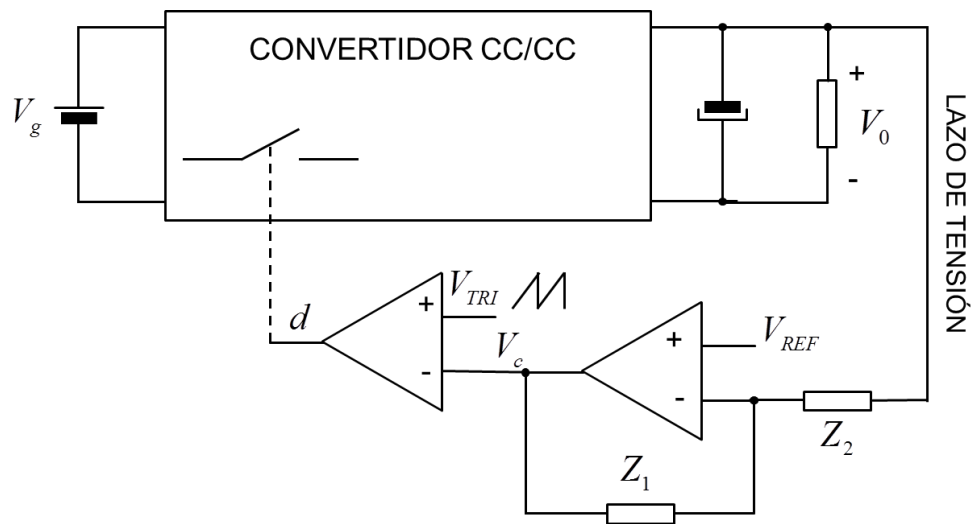


FIGURA 2.2 Aquí poner Esquema de control de tensión

Modo de funcionamiento:

Partimos de la planta del convertidor para a continuación realizar el sensado de la tensión de salida $v_o(t)$. La diferencia entre ambas tensiones, $v_o(t)$ y $v_{ref}(t) = V_{REF}$, denominada $v_{error}(t)$ es amplificada y filtrada a partir del tercer armónico por el regulador de tensión dando lugar a la tensión de error amplificada o también denominada tensión de control $v_c(t)$. La tensión sensada $v_o(t)$ va a seguir en todo momento a la tensión de referencia continua $v_{ref}(t) = V_{REF}$.

Para producir el modulador se necesita la señal de control $v_c(t)$ y la tensión de la rampa $v_{TRI}(t)$, la comparación entre ambas da lugar a la conmutación del MOSFET. La conmutación del MOSFET es el circuito que va a controlar el intervalo de tiempo que se encuentra en ON y OFF la planta. Y afecta directamente al ciclo de trabajo determinado así: $d = \frac{t_{ON}}{T_s}$.

A diferencia del modulador controlado por modo corriente éste es más simple.

Las principales características que tiene son [1]:

- ✓ Respuesta lenta ante variaciones bruscas en la entrada.
- ✓ Audiosusceptibilidad baja (relación entre variación de la tensión de salida respecto la variación de la tensión de entrada)
- ✓ Requiere alta ganancia del lazo para alcanzar especificaciones.

El diagrama de bloques del control en modo control de tensión [2] se representa en la siguiente figura:

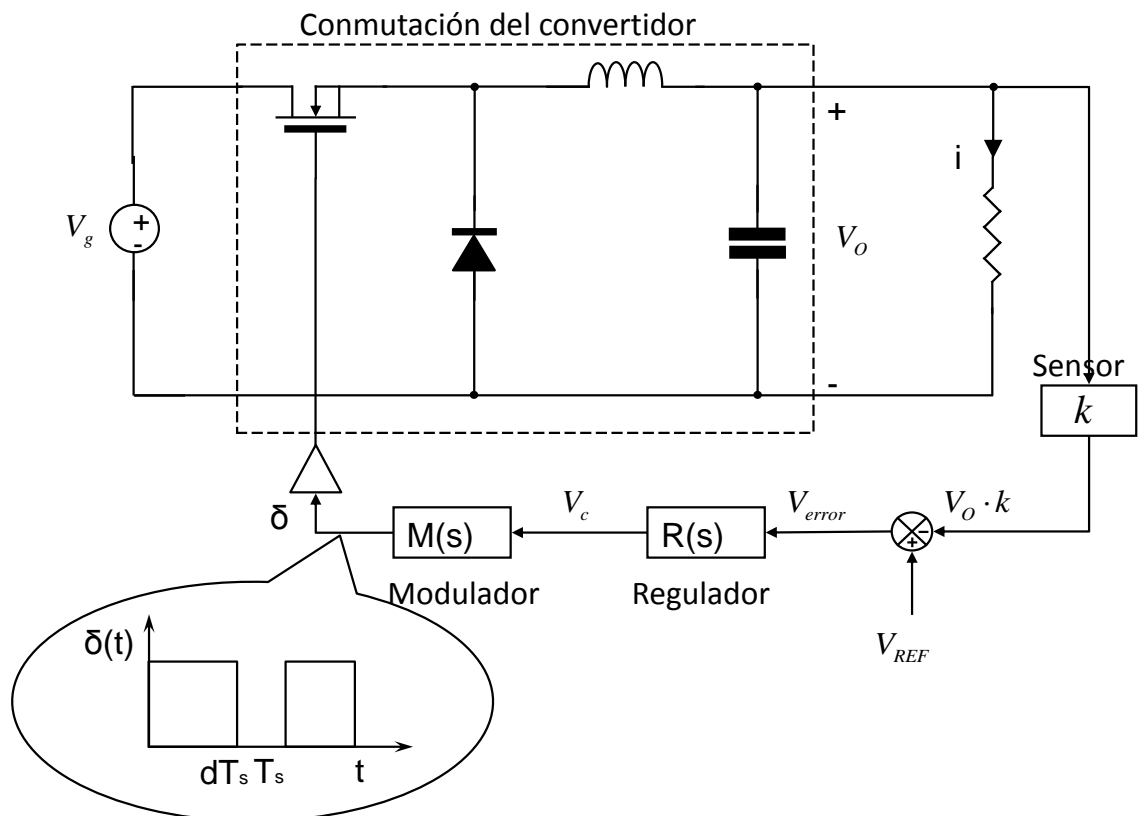


FIGURA 2.3 Diagrama de bloques del control por modo tensión de un convertidor DC/DC

2.1.2 CONTROL EN MODO CORRIENTE PROMEDIADA

A diferencia de control en modo tensión, el control por modo corriente se realiza a través de 2 lazos de realimentación.

Con el primer lazo se controla la corriente de la bobina, de esta forma el convertidor más el lazo se comportarán como una fuente de corriente, y con el segundo lazo se controla la tensión de salida. Ver FIGURA 2.4.

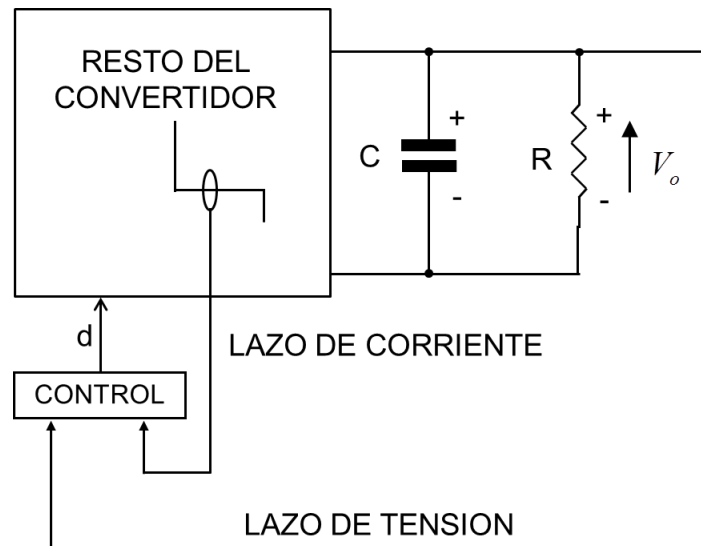


FIGURA 2.4 Control por corriente del convertidor

El resultado de 2 realimentaciones es ofrecer al sistema una mayor exactitud de la tensión de salida.

Las aplicaciones de este control se utilizan en los cargadores de baterías (Corriente de salida) y las fuentes de alimentación con corrección del Factor de Potencia (corriente de entrada)

Dentro del control modo corriente encontramos a 2 tipos de modos principales: modo corriente promediado y el modo corriente de pico.

En el control en modo corriente promediada se trabaja con valores medios o promediados, y esta es la principal diferencia con el modo corriente de pico, que trabaja con el valor instantáneo de corriente. Como consecuencia de esto las funciones de transferencia van a variar dependiendo de dónde

se sense la corriente a realimentar, por tanto va a ser difícil encontrar un modelo canónico para el caso del modelado por corriente promediada.

Para entender el funcionamiento del control en modo corriente promediada se representa la FIGURA 2.5 y a continuación la explicación de cómo trabaja con valores promediados:

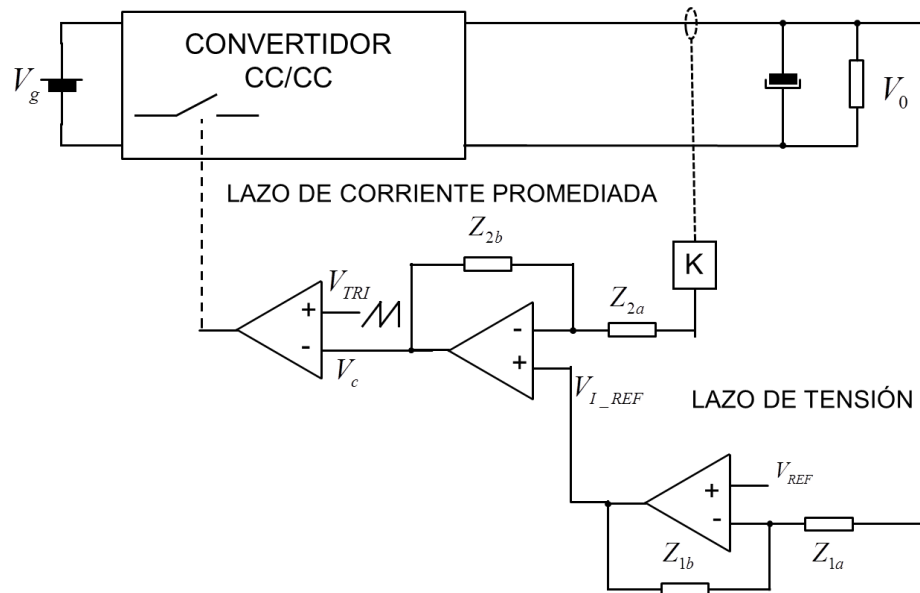


FIGURA 2.5 Control en modo corriente promediada de un convertidor DC/DC

El control se realiza por la comparación de la señal triangular $v_{TRI}(t)$ y la tensión de control $v_c(t)$, de la misma manera que el control en modo tensión. Pero a diferencia del control modo tensión el control por corriente promediada incluye 2 reguladores adicionales.

El regulador interno se encarga de promediar la diferencia entre la tensión de salida de la planta (realmente se sensea la corriente, pero al pasar por el factor K ohm, obtenemos la tensión deseada) y la tensión de salida del regulador externo $v_{i_ref}(t)$. Por el mismo lado, el segundo regulador también filtra los armónicos quedándose con el promediado amplificado, la diferencia entre la señal $v_{ref}(t) = V_{REF}$ y la tensión de salida de la planta sensada $v_o(t)$.

El sensado de la corriente se puede realizar en diferentes formas, es decir, se puede sensear la corriente en la bobina, el diodo, el MOSFET que coinciden con la corriente de salida o entrada de la planta.

Las ventajas que ofrece el control en modo corriente promediada son:

- ✓ La ganancia es mayor a bajas frecuencias, lo cual indica un buen funcionamiento con cargas pequeñas y en MCD.
- ✓ Buena estabilidad. Al no presentar inestabilidades para ciclos de trabajo $D > 0.5$ evita añadir más circuitos al sistema.
- ✓ La tensión de entrada afecta poco a la ganancia del lazo de corriente.
- ✓ Presenta mayor inmunidad ante el ruido que el control modo corriente de pico, ya que el modulador recibe el valor medio de la señal sensada.
- ✓ Mejor audiosuceptibilidad

Y las desventajas son:

- ✓ Aumenta el coste al añadir un nuevo regulador en el lazo interno de corriente, el cual está compuesto por resistencias, condensadores y amplificador. Pero además añade complejidad al diseño haciéndolo más completo.

2.1.3 CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO

El control por modo corriente de pico se realiza mediante la elección del valor de la corriente de pico de la planta. Se compara la corriente instantánea sensada transformada a tensión $v_{i_L}(t)$, con la tensión de control $v_c(t)$. La tensión de control $v_c(t)$ no es nada más que la corriente de pico elegida para el inductor. Ver FIGURA 2.6

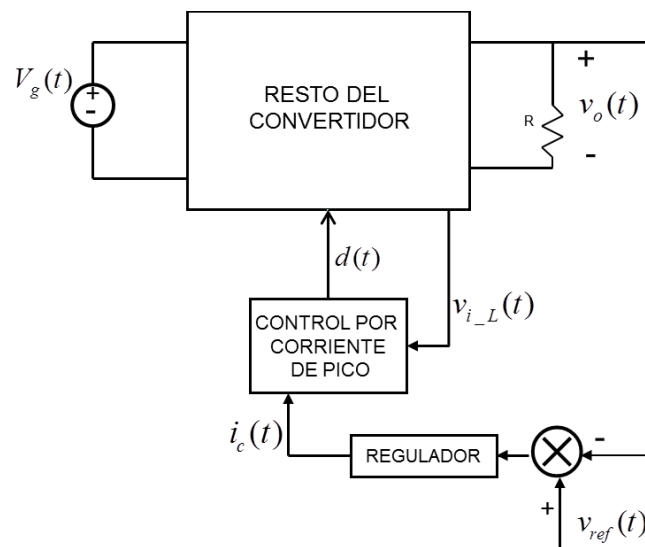


FIGURA 2.6 Diagrama de bloques del control convertidor en modo corriente de pico.

Posee la característica de ser indiferente el punto de sensado de la corriente, pues el valor de corriente de pico es igual en el MOSFET, el diodo y el inductor, a diferencia del control en modo corriente promediada. Al sensar el valor instantáneo de corriente hace que el circuito sea más susceptible a las señales de ruido de la tensión de control $v_c(t)$ y la corriente sensada $v_{i_L}(t)$.

Por otro lado ofrece un ancho de banda mayor que otro control de convertidor DC/DC, sin aun contar con el regulador de tensión.

Su respuesta dinámica es de primer orden por contener un polo menos que el control modo tensión, a decir verdad, sí posee este polo pero se va a una frecuencia mayor, cercana a la frecuencia de conmutación, así no considerando su efecto sobre el sistema.

La desventaja que presenta este tipo de control es la inestabilidad para ciclos de trabajo $D > 0.5$, como solución a esto se añade un nuevo circuito analógico denominado rampa de compensación. La rampa de compensación influye en el modulador incorporando una nueva variable de entrada.

A continuación se representa el control por modo corriente de pico habiendo añadido la rampa artificial de compensación [2]. Ver FIGURA 2.7 .

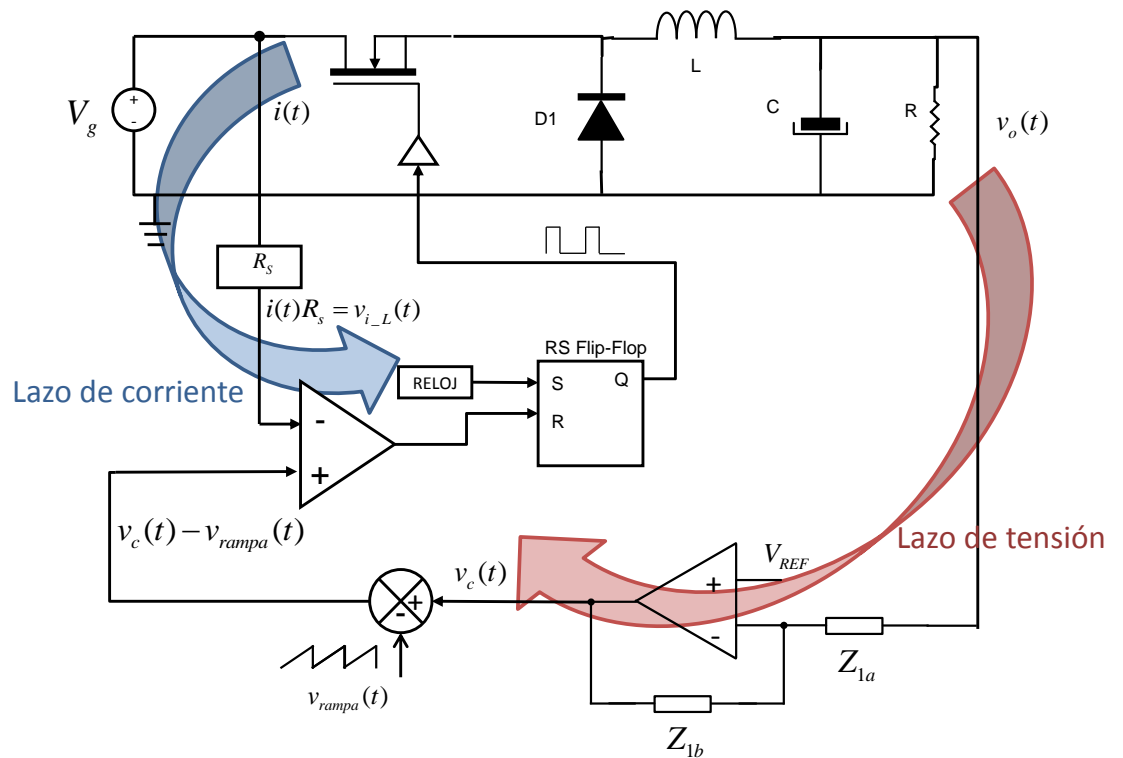


FIGURA 2.7 Esquema general del Control por modo corriente de pico considerando la rampa de compensación

Modo del funcionamiento del control por modo corriente de pico considerando la rampa de compensación:

Todo empieza a funcionar con el nivel alto del reloj, que ordena al MOSFET a funcionar en ON y se produce la carga del inductor hasta que se active el RESET del biestable. El RESET del biestable se activa cuando la corriente de sensado alcanza el valor de pico de corriente, es decir, el valor de la tensión de control reducida $v_c(t) - v_{rampa}(t)$. La tensión de control $v_c(t)$ es producida por el filtro de tensión, que asegura que la tensión sensada $v_o(t)$ se parezca lo más posible a la tensión de referencia $v_{ref}(t) = V_{REF}$.

Las ventajas que proporciona son:

- ✓ La relación coste-aplicación es mejor que el control corriente promediada.
- ✓ Es un sistema de primer orden
- ✓ Permite tener mayor ancho de banda que control modo tensión.

Y las desventajas son:

- ✓ Empieza a presentar inestabilidad a partir de ciclo de trabajo $D > 0.5$. Para solucionar esta inestabilidad se añade la rampa de compensación.
- ✓ Es susceptible al ruido por medirse el valor instantáneo de la corriente en lugar del valor medio.
- ✓ Aumenta el coste al añadir un elemento de sensado de corriente.

De las tres formas más comunes de controlar un sistema, se elige el control modo corriente de pico por ofrecer un nivel didáctico más completo. Es decir, el control en modo corriente de pico abarca la técnica de modelado del control en modo tensión.

El modelado del modulador es más complejo y además va acompañado con una mayor precisión del comportamiento del sistema gracias al efecto de muestreo. Para terminar se controla el sistema mediante dos lazos de realimentación (Feedback y Feed Forward) que brinda una mayor estabilidad por ende eficacia y tiene un menor coste que el control modo corriente promediada.

2.2 ESTADO DE LA TÉCNICA DE LOS TIPOS DE MODELADO PARA EL CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO

Después de haber elegido el control en modo corriente de pico, se pasa a realizar un modelado aproximado para saber cómo se comportaría el sistema ante perturbaciones ocasionadas en la fuente de alimentación de tensión \hat{v}_g , el ciclo de trabajo d , la corriente de carga \hat{i}_o además de los elementos internos del convertidor.

Cómo solución a esto se plantea con las ecuaciones de Laplace la conducta de la señal a controlar respecto la señal de control. Obteniendo así diferentes funciones de transferencia para cada bloque:

1. Convertidor DC-DC o Planta
2. El modulador
3. El regulador.

Hay que recordar que la estabilidad del convertidor y la mejora de sus prestaciones dinámicas van a depender de un modelado adecuado.

Como se muestra en la las ecuaciones de las condiciones en régimen permanente no se cumplen para el régimen transitorio.

Entonces destacando que en régimen transitorio no se cumplen: (ver FIGURA 2.8):

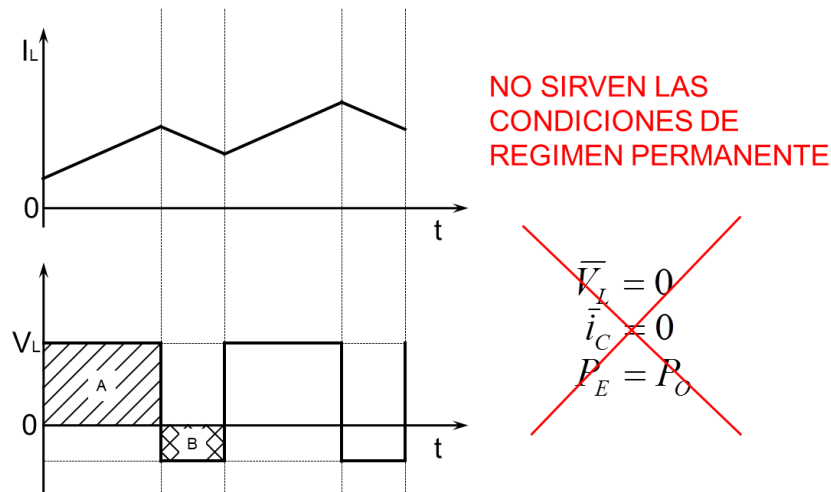


FIGURA 2.8 Régimen transitorio del convertidor DC/DC

El modelado dinámico (comportamiento dinámico: función de pequeñas variaciones de las señales alrededor de un punto de trabajo en régimen permanente) se basa:

1. Obtener las ecuaciones del proceso.
2. Elección del punto de trabajo.
3. Linealización respecto punto de trabajo.
4. Cálculo de transformada de Laplace.

Si se modela un componente o elemento lineal se realiza directamente la transformada de Laplace, al comportarse idénticamente en pequeña como gran señal. Sin embargo si son elementos No lineales para poder hacer la Transformada de Laplace: primero se Promedia su señal (tensión o corriente correspondiente), luego se

linealiza las ecuaciones para pasarlas a pequeña señal y por último para obtener las funciones de transferencia se perturba la señal de control siempre trabajando respecto el punto de trabajo.

Los elementos No lineales se caracterizan por ser representados mediante varios tipos de modelos, como son el ejemplo del diodo y el transistor. Estos dos elementos pueden ser sustituidos por una fuente de tensión o fuente de corriente, según convenga.

Como se ha indicado antes el control modo corriente de pico es un sistema realimentado con 2 lazos y como también se ha dicho el lazo de corriente con el convertidor se comportan como una fuente de corriente. Por lo tanto para su mejor facilidad, primero se modela el lazo interno de corriente con el convertidor y por otro lado el lazo externo de tensión.

Hay numerosos tipos de modelado y de los cuales los más influyentes son 2:

Modelado por corriente inyectada o modelado de la planta y del modulador a la vez, y el Modelado jerarquizado o modelado del modulador y la planta de forma independiente [3], las cuales describen como el sistema se comportaría ante las inevitables perturbaciones.

A continuación se explica cada uno de ellos para luego elegir entre ambas concluyendo el capítulo.

2.2.1 MODELADO DE LA PLANTA Y DEL MODULADOR A LA VEZ [4][5]

En esta parte se realiza el modelado de la planta y el modulador conjuntamente. Es decir se parte de unas ecuaciones genéricas de funcionamiento para poco después restringir únicamente a la magnitud que deseamos perturbar.

Esto conlleva a realizar una resolución matemática larga que como resultado da una serie de funciones de transferencia diferentes entre ellas.

Asimismo para ciclos de trabajo $D > 0.5$ se añade la rampa de compensación que modifica las funciones de transferencia anteriores.

La solución para obtener las funciones de transferencias genéricas no solo va a depender del modo de conducción y el valor del ciclo de trabajo, sino

también del tipo de convertidor DC/DC y de la magnitud de control. Ver Ecuación 2.1.

$$G_{vovc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_o=0}} \quad G_{vovg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{i}_o=0}} \quad G_{voio}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{v}_g=0}}$$

Ecuación 2.1 Ecuaciones canónicas

A consecuencia de lo anterior, el realizar el modelado de la planta y el modulador no es realmente eficiente visto desde el punto de vista que es laborioso y tedioso. Como se muestra en el ANEXO 1 su resolución larga y da pie a cometer más errores.

2.2.2 MODELADO DEL MODULADOR Y LA PLANTA DE FORMA INDEPENDIENTE [6]

Se modela independientemente la planta y el modulador para al final unir ambos y conformar el lazo interno del sistema.

Divide el modelado en 3 partes:

1er nivel: Modelado canónico, se une ambos modelados del segundo nivel.

2do nivel: Modelado de la planta y el Modelado del modulador

Se observa que lleva una estructura más organizada, por tanto siendo más intuitivo a la hora de entender y relacionar conceptos. Además de ello, conlleva a reducir el tiempo de trabajo.

En el segundo nivel se encuentran el modelado de la planta que presenta 6 bloques. Se controla la tensión de salida \hat{v}_o y la corriente por la bobina \hat{i}_L dependiendo de la perturbación que introduce el ciclo de trabajo d , la tensión de entrada \hat{v}_g y la corriente de salida \hat{i}_o . Cada una se analiza por superposición. Ver FIGURA 2.9

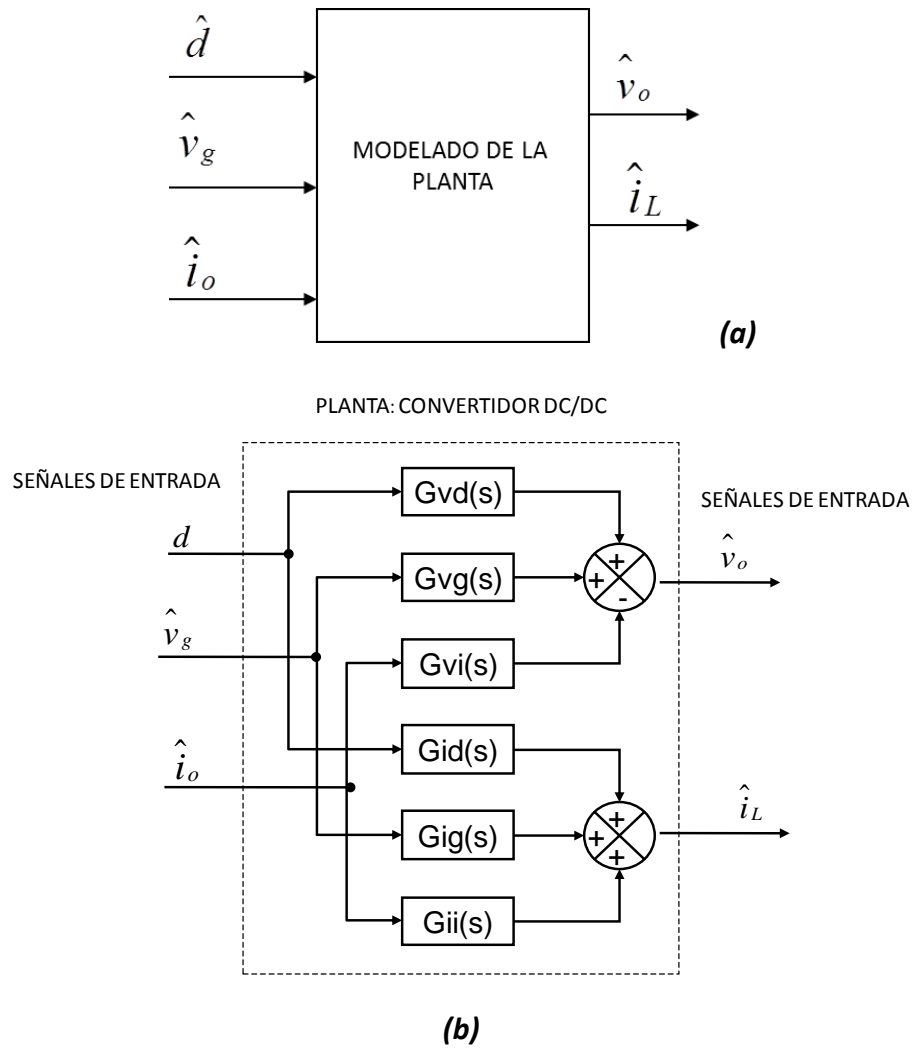


FIGURA 2.9 (a) Esquema general del modelado de la planta. (b) Bloques internos del modelado de la planta.

En el mismo nivel se encuentra el modelado del modulador presentando 3 bloques y previamente considerando la rampa de compensación. Ver FIGURA 2.10

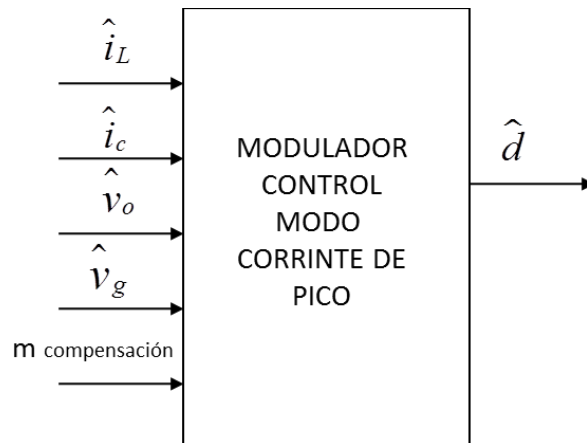


FIGURA 2.10 Modulador con rampa de compensación

También hay que considerar el efecto de muestreo, quedando al final de la siguiente forma FIGURA 2.11:

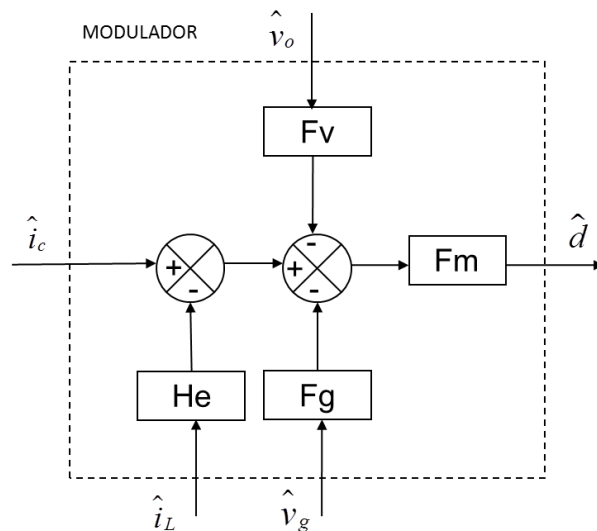


FIGURA 2.11 Modulador con rampa de compensación y efecto de muestreo.

El fin del modelado independiente es llegar al modelado canónico, donde se unen ambos modelados anteriores para establecer uno general [7].

Las funciones de transferencia canónicas, se caracterizan principalmente por su independencia con respecto al tipo de convertidor, el modo de conducción y el valor del ciclo de trabajo (D). Es un tipo de modelado realmente eficaz puesto que permite encontrar una equivocación más rápidamente. Por último decir que por estas razones se escoge el modelado de la planta y el modulador de forma independiente. Ver FIGURA 2.12.

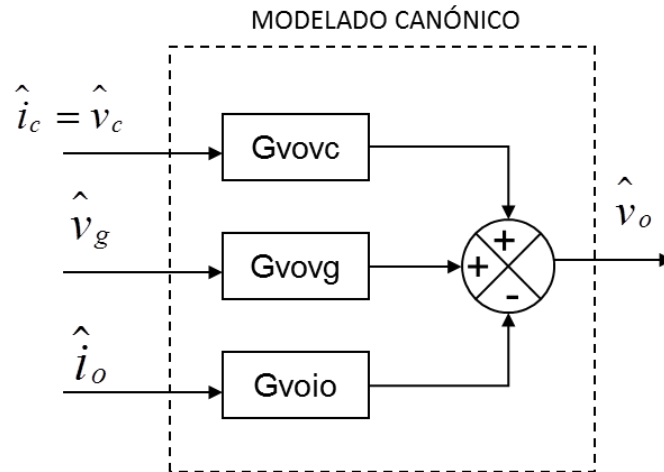


FIGURA 2.12 Esquema general del Modelado de la planta y el modulador de forma independiente

2.3 VENTAJAS E INCONVENIENTES DEL ESTADO DE LA TÉCNICA Y LA SOLUCIÓN ELEGIDA

Las ventajas del modelado por bloques jerarquizado respecto del modelado de la corriente inyectada son:

- ✓ Mejor aprehensión de conceptos al tratar bloque por bloque de manera independientemente, característica jerarquizada.
- ✓ Funciones de transferencia generales con independencia del tipo de convertidor.
- ✓ Menos tiempo de trabajo al presentar una mejor organización.
- ✓ Los bloques de menor nivel son dependientes de cada convertidor, modo de conducción y ciclo de trabajo.
- ✓ Su organización hace posible encontrar con mayor facilidad los errores.

No presenta desventaja alguna el modelado jerarquizado respecto el modelado por corriente inyectada.

Capítulo 3:

3 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR POR CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO

El control que se aplicará al sistema es el control en modo corriente de pico por ofrecer una didáctica completa y abarcar la técnica de modelado del control modo tensión. Su modulador es más completo al encerrar al circuito de compensación y el efecto de muestreo.

Unido a lo anterior se realiza un modelado dinámico por bloques [6] de esta forma tenemos un modelado organizado y con mayor facilidad para entender los conceptos utilizados.

A continuación se procede a desarrollar el modelado del convertidor REDUCTOR-ELEVADOR controlado en modo corriente de pico.

El convertidor REDUCTOR – ELEVADOR es el convertidor derivado del REDUCTOR y el ELEVADOR. Cuando el ciclo de trabajo $D < 0.5$ se comporta como un REDUCTOR y cuando $D > 0.5$ se comporta como un elevador.

Este capítulo pretende dar una mayor explicación para el mejor entendimiento del proyecto.

Primero se comenta la estructura básica del control en modo corriente de pico y los tipos de sensados utilizados actualmente. Para luego realizar la estructura del modelado elegido con sus pequeñas partes justificadas. Después se ofrece la lista de funciones de transferencia tanto en modo de conducción continua y discontinua como sus respectivas validaciones. La validaciones se realiza mediante la comparación entre el modelado teórico con Mathcad y la simulación de los circuitos analógicos con Psim, estos serán contrastados para demostrar su validez.

También es importante describir los efectos físicos que produce la planta al sistema y por último se describe las características más relevantes del modelado dinámico controlado en modo corriente de pico para el convertidor REDUCTOR-ELEVADOR.

3.1 ESTRUCTURA BÁSICA DE CONTROL EN MODO CORRIENTE DE PICO DEL REDUCTOR - ELEVADOR

El control en modo corriente de pico se compone por 2 bloques. Para su mejor estudio se realiza primero el modelado del control del bloque en lazo interno de corriente en lazo abierto. Ver FIGURA 3.1.

Una vez realizado el modelado dinámico del bloque interno (Modulador y planta del convertidor) se pasa a analizar el bloque general formado por el regulador de tensión y el bloque interno de corriente.

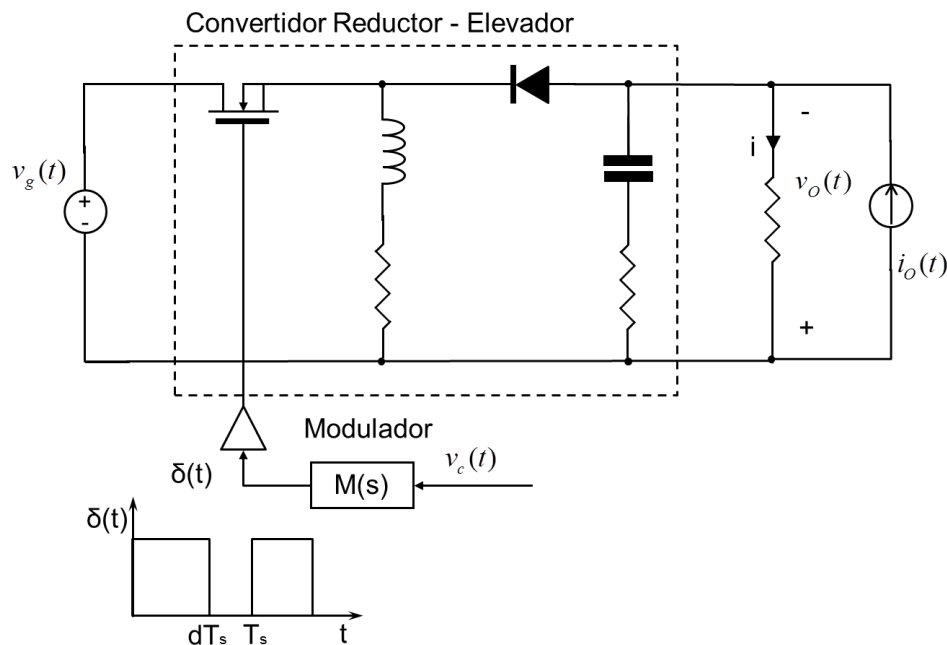


FIGURA 3.1 La tensión de salida es función de la tensión de alimentación, ciclo de trabajo y corriente de carga. Lazo abierto del convertidor REDUCTOR –ELEVADOR [2].

Se realiza la realimentación Feed Forward sentido la corriente en el interruptor MOSFET $i_s(t)$ para ser transformada a tensión de ganancia unidad $v_{i_L}(t)$. La señal sensada de tensión es comparada con la tensión de pico del convertidor o tensión de control $v_c(t)$. Cuando la tensión sensada alcanza el valor de la tensión de control se activa el RESET que da como consecuencia a empezar la descarga de la corriente de la bobina y se mantiene en corte el MOSFET. Ver FIGURA 3.2.

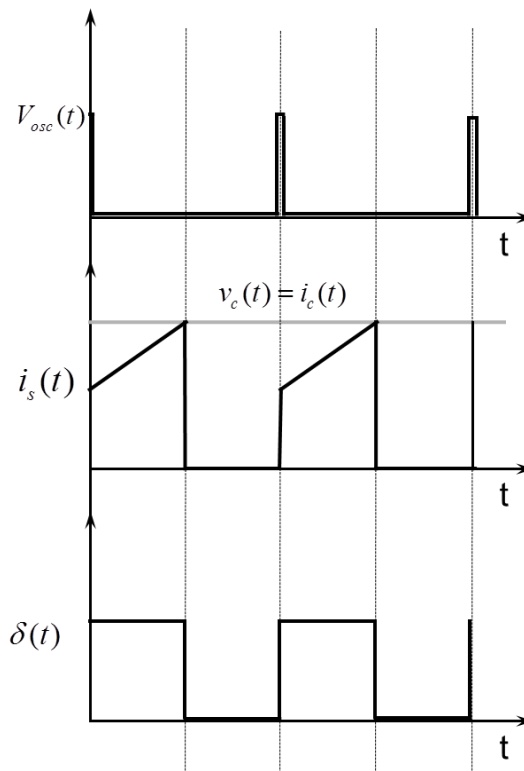
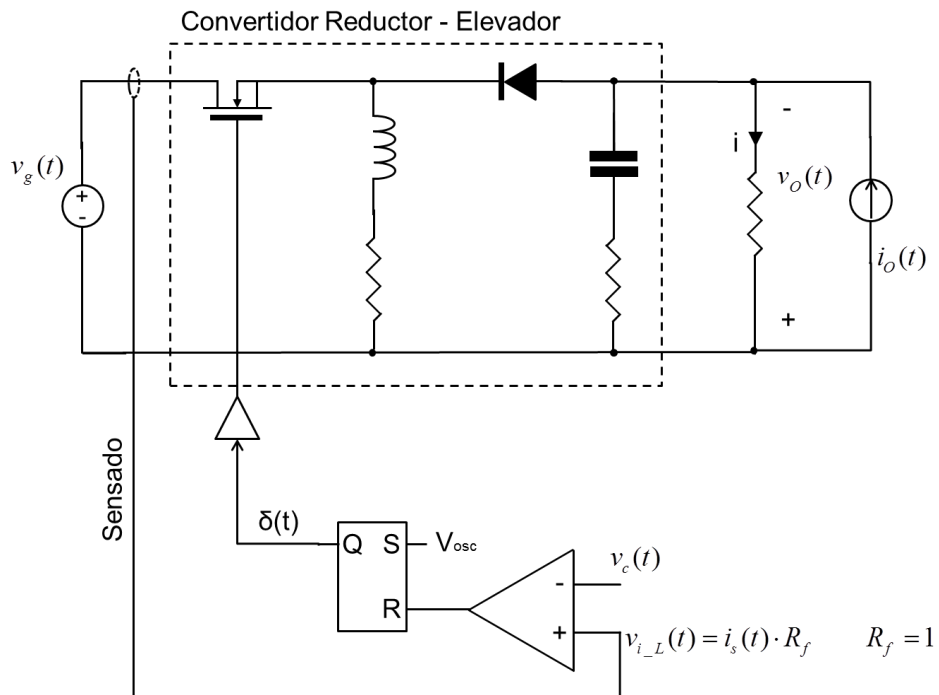


FIGURA 3.2 Control en modo corriente de pico del lazo de corriente con las señales más importantes.

3.2 SENSADO DE CORRIENTE [8]

El sensado de la corriente se puede aplicar en diferentes elementos de la planta, tanto en el diodo, el mosfet y la bobina. Cada una de ellas proporciona ventajas y desventajas que se describen a continuación. Los tipos de sensado de cada elemento se eligen para el convertidor Reductor-Elevador.

SENSADO EN EL MOSFET:

Formas de sensar en el mosfet, ver figura FIGURA 3.3.

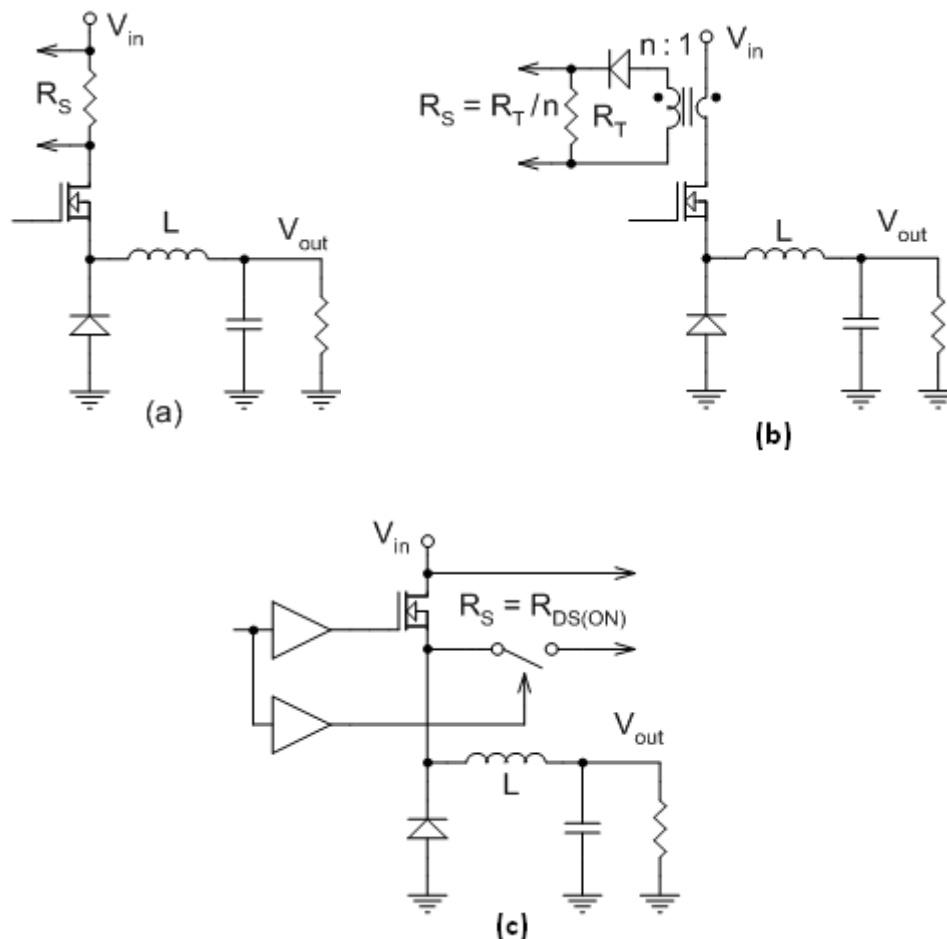


FIGURA 3.3 Formas de sensar la corriente por el diodo: (a) Añadiendo una resistencia en serie. (b) Con ayuda de minitransformador y paso de la corriente por el diodo. (c) A través de un driver y considerando la resistencia del mosfet.

El sensado en el Mosfet ofrece protección si la bobina llega a saturarse debido a la presencia del diodo. Presenta problemas de ruido especialmente en la señal de control, $V_{gs}(t)$, debido a que es la señal de entrada en el mosfet.

SENSADO EN EL DIODO:

Formas de sensar el diodo. Ver FIGURA 3.4.

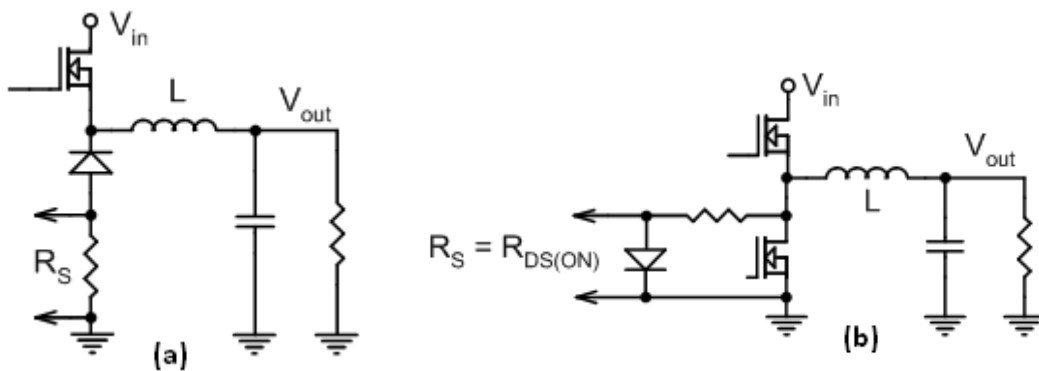


FIGURA 3.4 Formas de sensar la corriente por el diodo: (a) Añadiendo una resistencia en serie. (b) Con ayuda una resistencia, la resistencia del mosfet y el diodo que da paso a la corriente.

No ofrece protección alguna contra la saturación de la bobina. No hay problemas de ruido por parte de la señal de control.

SENSADO EN EL INDUCTOR:

Protege de la saturación de la bobina y no existen problemas con el ruido. Su sensado suele ser más complejo por ende al llevar más componentes es más costoso.

Formas de sensar. Ver siguiente figura FIGURA 3.5:

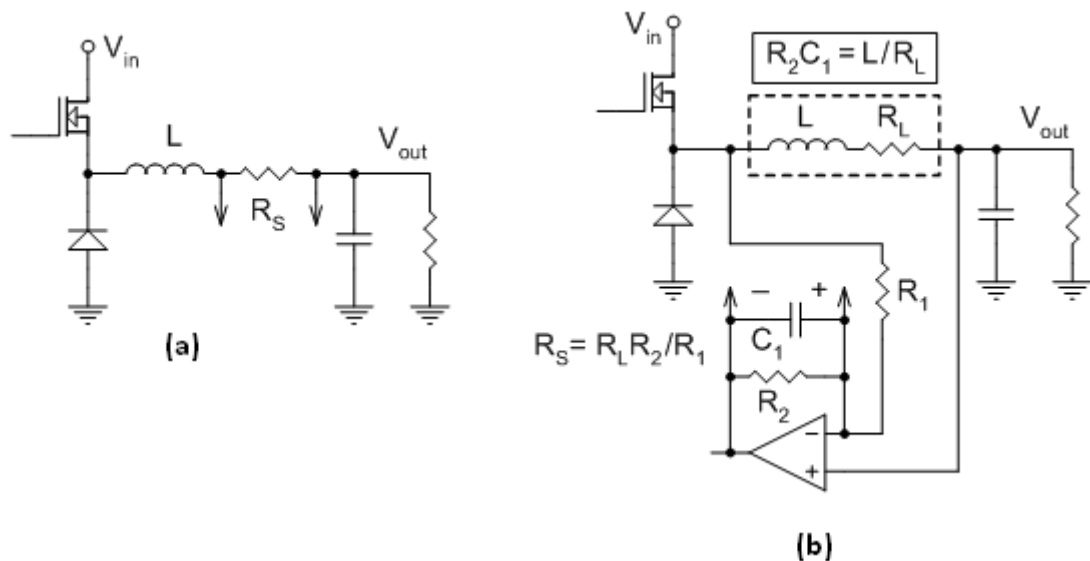


FIGURA 3.5 Formas de sensar la corriente por la bobina: (a) Añadiendo una resistencia en serie. (b) Añadiendo una resistencia en serie y mediante la amplificación y filtración de la tención entre ambas.

3.3 RAMPA DE COMPENSACIÓN. VALOR ÓPTIMO [9] y [2]

La desventaja del control en modo corriente pico es que presenta inestabilidad a partir de un ciclo de trabajo $D > 0.5$. Como solución a este problema se añade un nuevo circuito analógico llamado Rampa de compensación.

El problema surge cuando el tiempo de descarga de la bobina es insuficiente para llegar al valor inicial de carga de la misma, esto ocasiona una saturación del control en modo corriente de pico. Se demuestra que ante una perturbación en estado estacionario la respuesta de la tensión de salida para valores de ciclo de trabajo $D < 0.5$ se estabiliza en pocos ciclos de conmutación. Sin embargo cuando el ciclo de trabajo $D > 0.5$ se desestabiliza. Ver FIGURA 3.6.

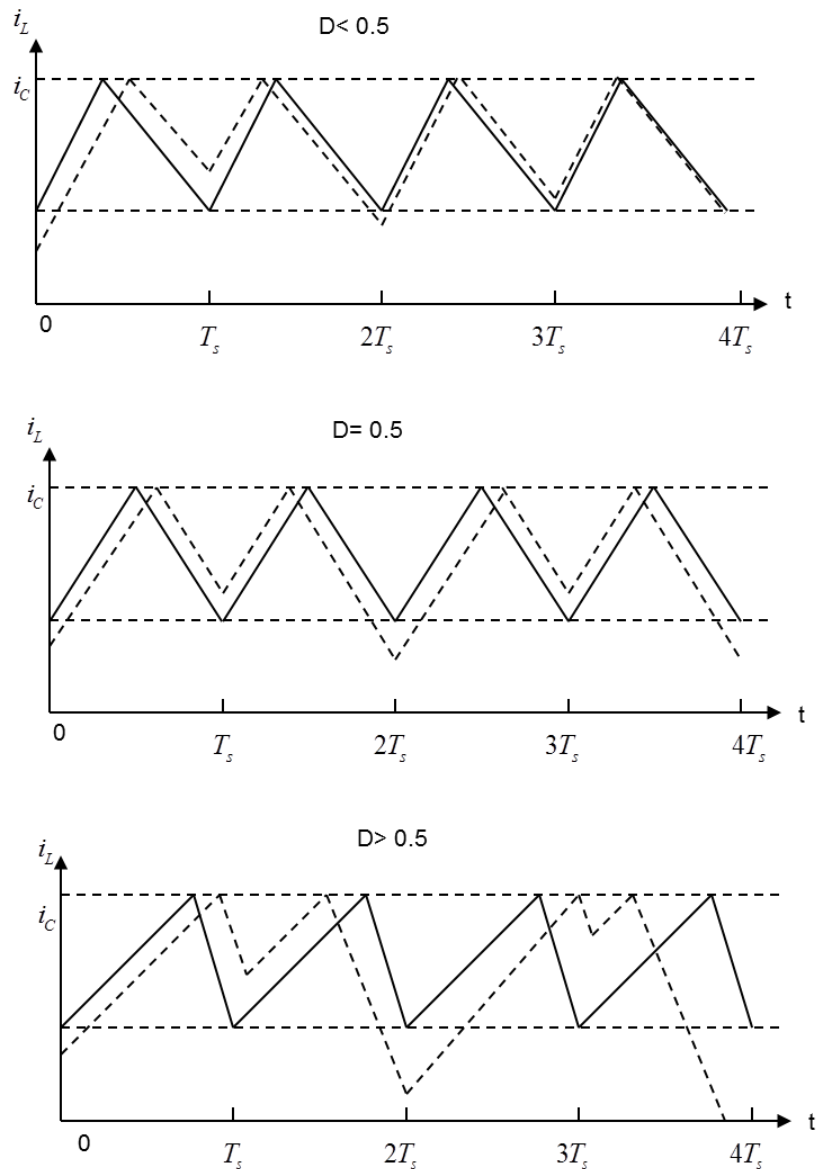


FIGURA 3.6 Comportamiento de la corriente de la bobina ante una perturbación en el ciclo de trabajo.

Esta rampa artificial periódica se puede introducir restando en la señal de control $i_c(t)$ o también se puede añadir sumando a la corriente sensada, es indistinto. En este proyecto se opta por restar a la corriente de control o tensión de control $v_c(t)$.

Para encontrar el valor óptimo de la pendiente de compensación se realiza una serie de relaciones geométricas a partir de la siguiente figura: Ver FIGURA 3.7 y FIGURA 3.8.

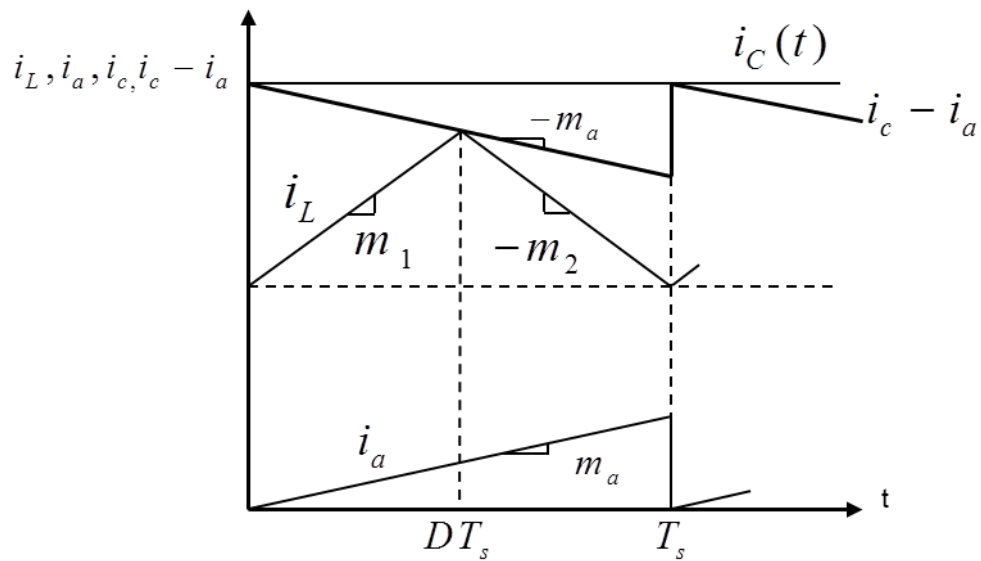


FIGURA 3.7 Corriente de la bobina, corriente de control, corriente de la rampa artificial y la corriente de control reducida por la rampa de compensación para el control en modo corriente de pico.

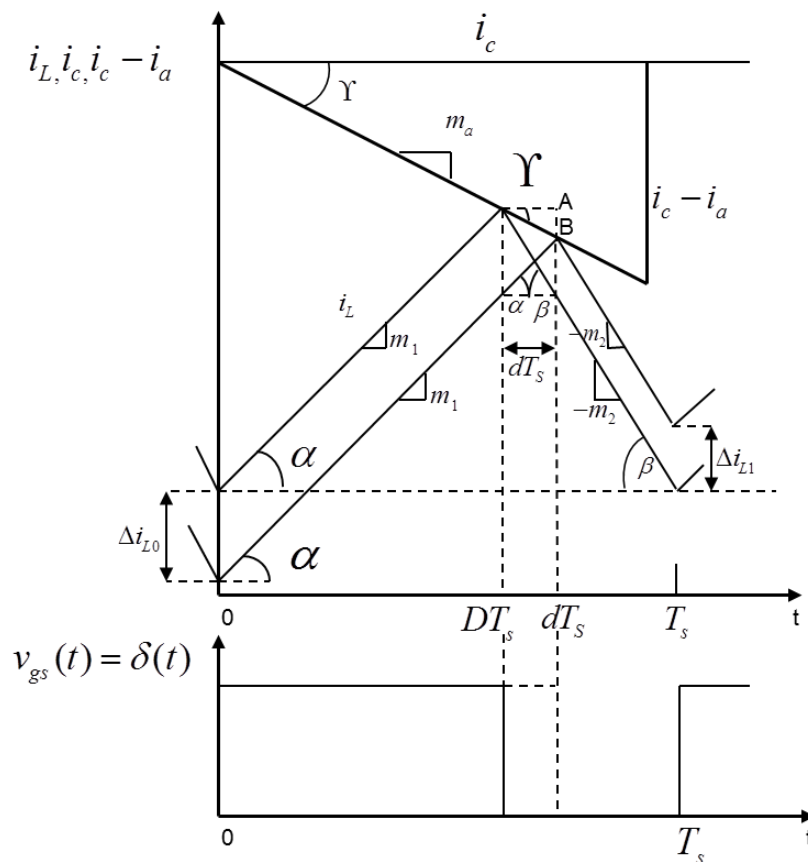


FIGURA 3.8 Señales de corriente de la bobina ante una perturbación en pequeña señal considerando la rampa de compensación.

Condición de estabilidad

Partimos de $m1 > m2$:

$$a = \frac{m2}{m1} = \frac{D}{1-D} < 1$$

Si:

$$m1 = \operatorname{tg} \alpha = \frac{BC}{d \cdot T_s} \quad m2 = \operatorname{tg} \beta = \frac{AC}{d \cdot T_s} \quad m3 = \operatorname{tg} \gamma = \frac{AB}{d \cdot T_s}$$

Frente una perturbación se obtiene que :

$$\Delta i_{L0} = AC = AB + BC = (m1 + m_a) \cdot d \cdot T_s$$

$$\Delta i_{L1} = BC = AC - AB = (m2 - m_a) \cdot d \cdot T_s$$

y la relación de pendientes es:

$$a = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta i_{L0}} = \frac{m2 - m_a}{m1 + m_a} < 1$$

Obteniendo:

$$m_a > \frac{m2 - m1}{2} \quad (1)$$

Para el valor Óptimo se iguala la pendiente de la rampa de compensación y la pendiente de descarga:

Si: $m_a = m2$, reemplazando en ecuación (1):

$$m_a > m1$$

Este es el valor máximo de la pendiente de compensación. Por tanto para dejar un margen se elige coger:

$$m_a = \frac{m2}{2}$$

Así logramos una mejor respuesta ante una inevitable perturbación.

3.4 MODELADO DEL CONVERTIDOR EN MODO CORRIENTE DE PICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR.

Se elige el modelado dinámico de la planta y el modulador de forma independiente para el control en modo corriente de pico para el convertidor REDUCTOR-ELEVADOR.

Inicialmente se estructura el modelado para luego empezar a explicar las partes. Estas son el modelado del modulador implementada con la rampa de compensación, el efecto de muestreo y la planta del convertidor REDUCTOR-ELEVADOR. Terminando al fin con la unión de estas 3 partes y formar el circuito canónico general.

3.4.1 ESTRUCTURA GENERAL DEL MODELO

En la introducción del capítulo 2.2 *Estado de la técnica de los tipos de modelado para el control en modo corriente de pico* se explica con más detalle el modelo dinámico de un convertidor DC/DC.

Derivado de esto sabemos que el modelo dinámico por control en modo corriente de pico del lazo interno consta de 2 niveles y se encuentra desarrollada en pequeña señal y en régimen transitorio.

Empezando por el segundo nivel, éste está formado por el modulador y el convertidor REDUCTOR-ELEVADOR.

El estudio dinámico del convertidor o planta depende de las perturbaciones que recibe tanto del modulador d , de la fuente de tensión de entrada \hat{v}_g y/o de la corriente de carga \hat{i}_o , como resultado de tales perturbaciones se ve influenciada en el comportamiento de la tensión de salida \hat{v}_o y la corriente del inductor \hat{i}_L .

También en este nivel se encuentra el modulador con la rampa de compensación. En el control por modo corriente de pico el modulador es más complejo que el control por modo corriente promediada y el control por modo tensión. El comportamiento del ciclo de trabajo d depende de las perturbaciones en pequeña señal que reciba de la corriente de control

\hat{i}_c y de la bobina \hat{i}_L , además de la fuente de tensión de entrada \hat{v}_g y de salida \hat{v}_o .

Uniendo ambos modelados dinámicos del segundo nivel, obtenemos el modelado canónico dinámico para el control en modo corriente de pico. Ver FIGURA 3.9

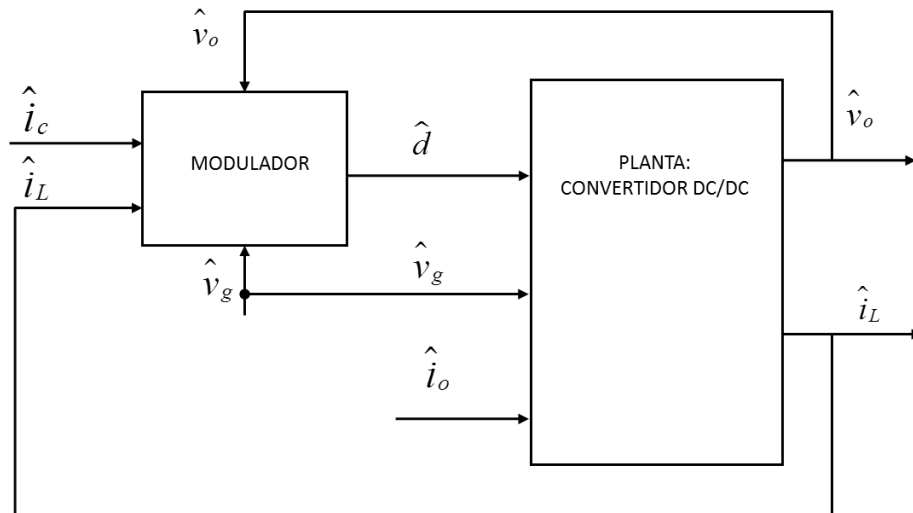


FIGURA 3.9 Diagrama de bloques del Modelado canónico del convertidor en lazo abierto

3.4.2 MODELO BÁSICO DEL MODULADOR

A diferencia de modulador PWM tradicionalmente utilizado para el control en modo tensión, donde el ciclo de trabajo depende de la comparación entre la tensión de realimentación y la señal triangular, en el modo corriente de pico depende de más parámetros que a continuación se muestra.

Frente una perturbación el sistema responde positivamente estabilizándose en poco tiempo, pero sin embargo encontramos en el modo por corriente de pico el sistema deja de funcionar correctamente para ciclo de trabajo $D > 0.5$. Es entonces cuando se incorpora la rampa de compensación señalada anteriormente.

Antes (3.3 Rampa de compensación: Valor optimo) se ha realizado relaciones geométrica a fin de obtener:

Si: $m_a = m_2$, reemplazando en ecuación (1):

$$m_a > m_1$$

Si $m_a = m_2$ coge el valor máximo, para poder obtener una mejor estabilidad se establece la relación:

$$m_a \leq m_2$$

Siguiendo el desarrollo del modelado dinámico realizamos el promediado de las señales para luego poder pasar a un circuito de pequeña señal mediante la transformada de Laplace. Ver FIGURA 3.10

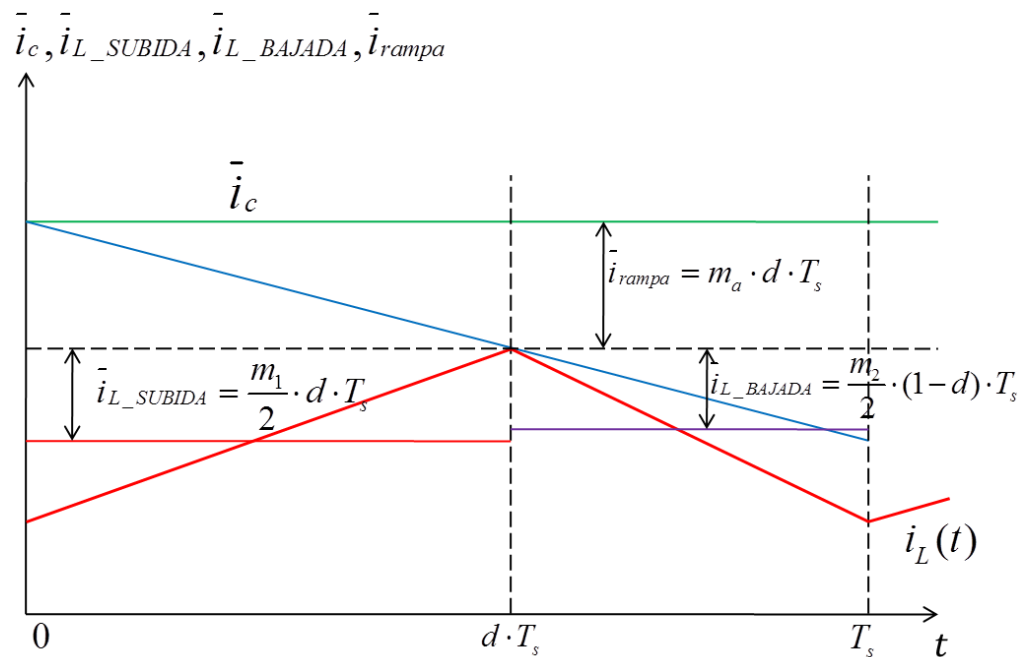


FIGURA 3.10 Promediado de las formas de onda de la corriente de control, promediado de la corriente de subida y bajada, promediado de la corriente de la rampa de compensación.

Promediado:

Si: $1 - d = d'$

$$\bar{i}_L = \bar{i}_c - m_a \cdot d \cdot T_s - m_1 \cdot \frac{d^2 \cdot T_s}{2} - m_2 \cdot \frac{d'^2 \cdot T_s}{2}$$

Pasamos a pequeña señal:

$$\hat{i}_L = \frac{\partial F(\bar{i}_L)}{\partial \bar{i}_c} + \frac{\partial F(\bar{i}_L)}{\partial \bar{d}} + \frac{\partial F(\bar{i}_L)}{\partial \bar{m}_1} + \frac{\partial F(\bar{i}_L)}{\partial \bar{m}_2}$$

$$\hat{i}_L = \hat{i}_c - (M_a \cdot T_s + D \cdot M_1 \cdot T_s - D' \cdot M_2 \cdot T_s) \cdot d - \frac{D^2 \cdot T_s}{2} \cdot m1 - \frac{D'^2 \cdot T_s}{2} \cdot m2$$

Si: $D \cdot M_1 \cdot T_s - D' \cdot M_2$

$$\hat{i}_L = -M_a \cdot T_s \cdot d - \frac{D^2 \cdot T_s}{2} \cdot m1 - \frac{D'^2 \cdot T_s}{2} \cdot m2$$

$$d = \frac{\hat{i}_c - \hat{i}_L - \frac{D^2 \cdot T_s}{2} \cdot m1 - \frac{D'^2 \cdot T_s}{2} \cdot m2}{M_a \cdot T_s} \quad (1)$$

En bloques:

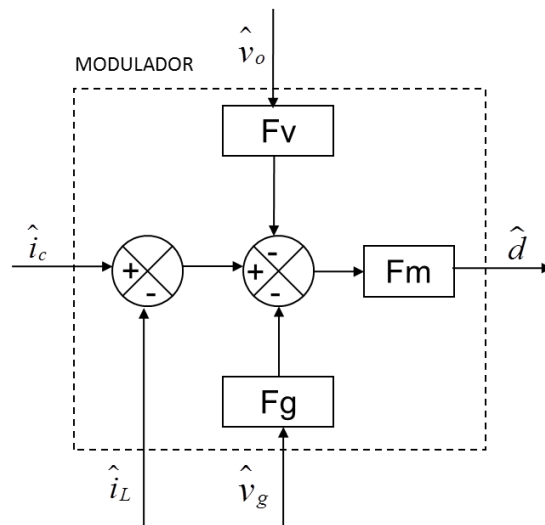


FIGURA 3.11 Diagrama de bloques del Modelado del modulador

El modelado del modulador es:

$$d = \frac{\hat{i}_c - \hat{i}_L - \frac{D^2 \cdot T_s}{2} \cdot m1 - \frac{D'^2 \cdot T_s}{2} \cdot m2}{M_a \cdot T_s} \quad (1)$$

En el caso del REDUCTOR - ELEVADOR, las pendientes de subida y de bajada son:

$$m1 = \frac{\hat{v}_g}{L}$$

$$m2 = \frac{\hat{v}_o}{L}$$

Reemplazando los términos $m1$ y $m2$ en (1):

$$d = \frac{1}{Ma \cdot T_s} \cdot \left[\hat{i}_c - \hat{i}_L - \frac{D^2 \cdot T_s}{2} \cdot \frac{\hat{v}_g}{L} - \frac{D'^2 \cdot T_s}{2} \cdot \frac{\hat{v}_o}{L} \right]$$

Ecuación 3.1 Modelado del modulador

Obteniendo así los bloques del modulador:

$$F_m = \frac{1}{Ma \cdot T_s}$$

$$F_g = \frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

$$F_v = \frac{D'^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} = \frac{(1-D)^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

3.4.3 MODELO PRECISO DEL MODULADOR INCLUYENDO EL EFECTO DE MUESTREO [6]

El muestreo de la señal se realiza cada ciclo de conmutación, es decir, el control del convertidor se actualiza una vez por ciclo. Esto deriva a que hay una incertidumbre entre tiempo y tiempo de muestreo.

Durante este tiempo puede haberse modificado los valores del punto de trabajo y no se actualizará hasta el siguiente punto de muestreo, esto lleva a concluir que se está produciendo un retardo en la actualización de los valores que conlleva a concluir que se utiliza la discretización para formar las señales de tensión y corriente.

Sin embargo para el análisis del modelado en pequeña señal se utiliza la transformada de Laplace, función continua. Ante esto se ve en la medida de realizar un bloque en transformada de Laplace que simule este retardo.

$$H_e(s) = \frac{s \cdot T_s}{e^{-s \cdot T_s} - 1}$$

$H_e(s)$ es una exponencial por tanto no tiene sentido en el Bode, como solución se realiza una aproximación por sumas de polinomios obteniendo:

$$\frac{s \cdot T_s}{e^{-s \cdot T_s} - 1} \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2}$$

El objetivo es realizar un mejor modelado del modulador.

El efecto de muestreo afecta directamente al sensado de la corriente, por tanto, se introduce en este punto. Ver FIGURA 3.12.

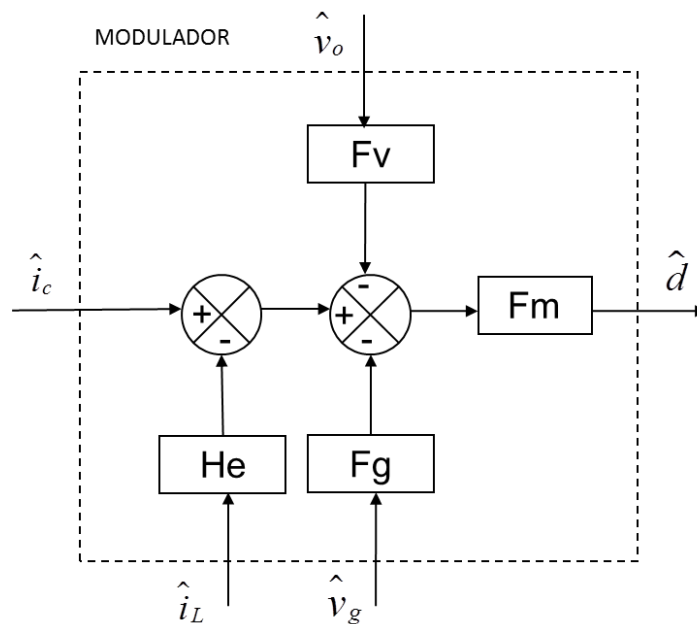


FIGURA 3.12 Modelado del modulador considerando la rampa de compensación y el efecto de muestreo.

3.4.4 OBTENCIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LA PLANTA EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA Y MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

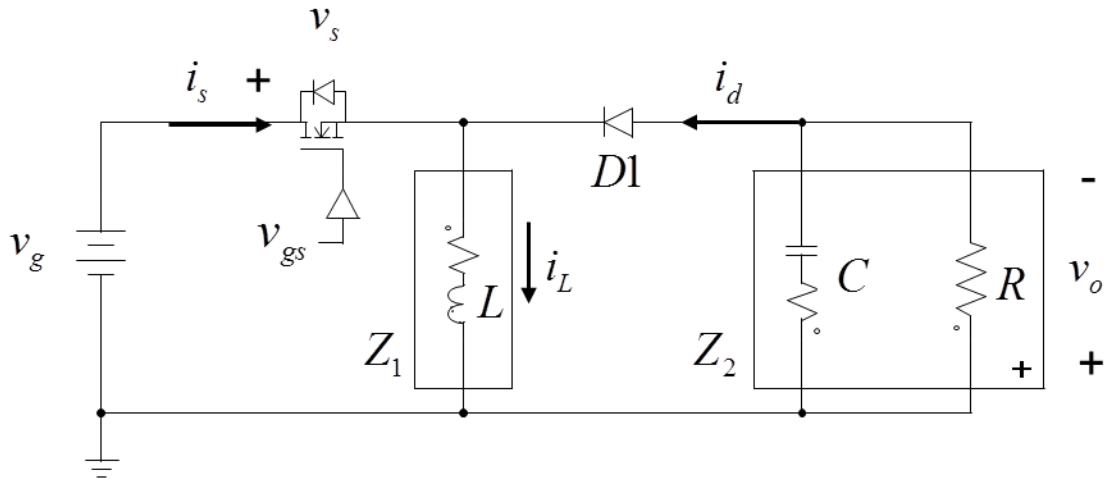


FIGURA 3.13 Planta del Convertidor REDUCTOR-ELEVADOR

De igual forma que el modulador, primero se realiza el promediado de las señales de los elementos del convertidor para luego realizar el modelado en pequeña señal. Para llegar al modelado en pequeña señal todos los elementos tienen que comportarse de forma lineal.

ELEMENTO LINEALES:

Se considera como elementos lineales a: Fuente de alimentación (v_g), bobina (L), condensador (C) y resistencia de carga (R).

Los elementos anteriores no son ideales, cada uno lleva consigo una determinada resistencia en serie. En este proyecto se tiene en cuenta la resistencia del condensador y de la bobina, pero no de la fuente de alimentación. En cambio, se estudia la perturbación que introduce la fuente de alimentación.

$$Z_1(s) = s \cdot L + r_L \qquad Z_c(s) = \frac{1}{s \cdot C} + r_c$$

$$Z_2(s) = \frac{Z_c \cdot R}{Z_c + R}$$

Los circuitos lineales se comportan de igual forma en pequeña como en gran señal.

ELEMENTOS NO LINEALES:

Son elementos lineales aquellos elementos que varían bruscamente sus formas de onda con el tiempo, por lo tanto, se tiene que realizar su linealizado.

En un convertidor se encuentra al diodo (D) y el MOSFET (s) que se reemplazan por una fuente de tensión o fuente de corriente. Para el convertidor REDUCTOR-ELEVADOR por su estructura interesa tener una fuente de corriente en el diodo y una fuente de tensión para el MOSFET.

FIGURA 3.14

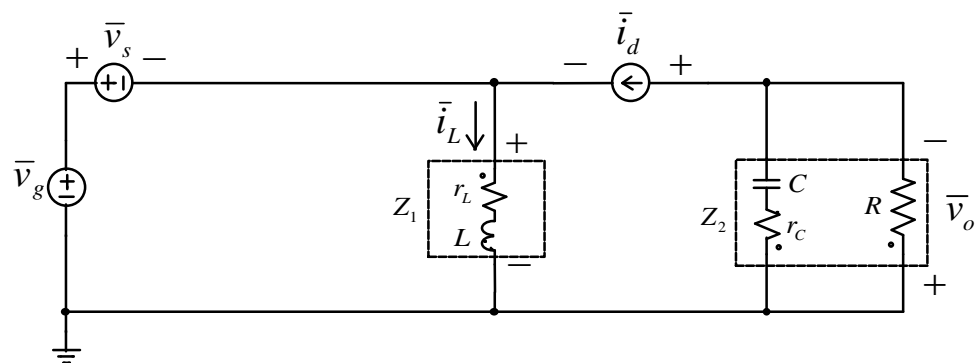


FIGURA 3.14 Circuito equivalente promediado en pequeña y gran señal del Convertidor Reductor Elevador

El convertidor REDUCTOR-ELEVADOR trabaja en 2 modos de conducción:

1. MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA
2. MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA [10]

MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA (MCC)

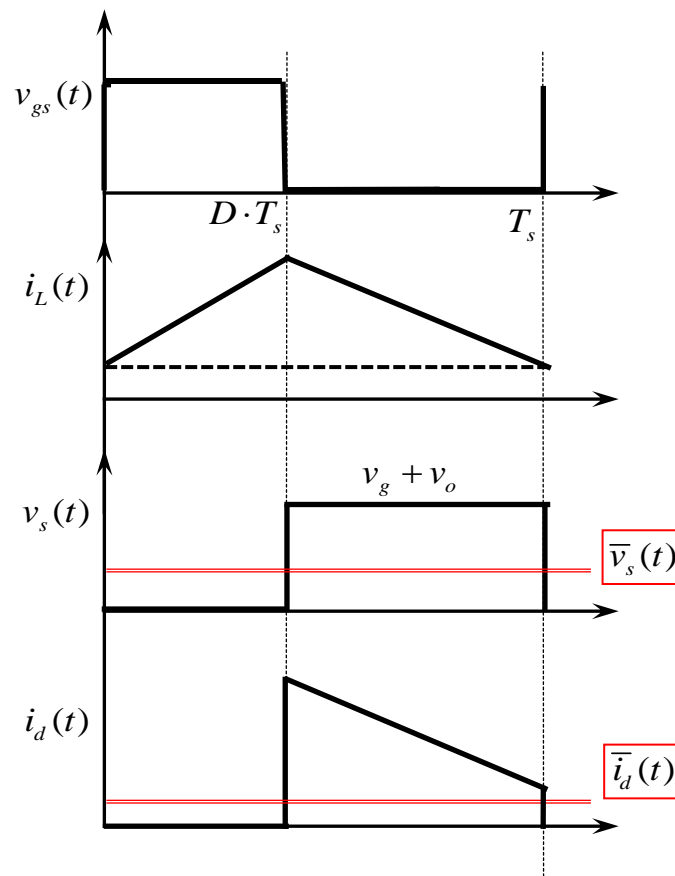
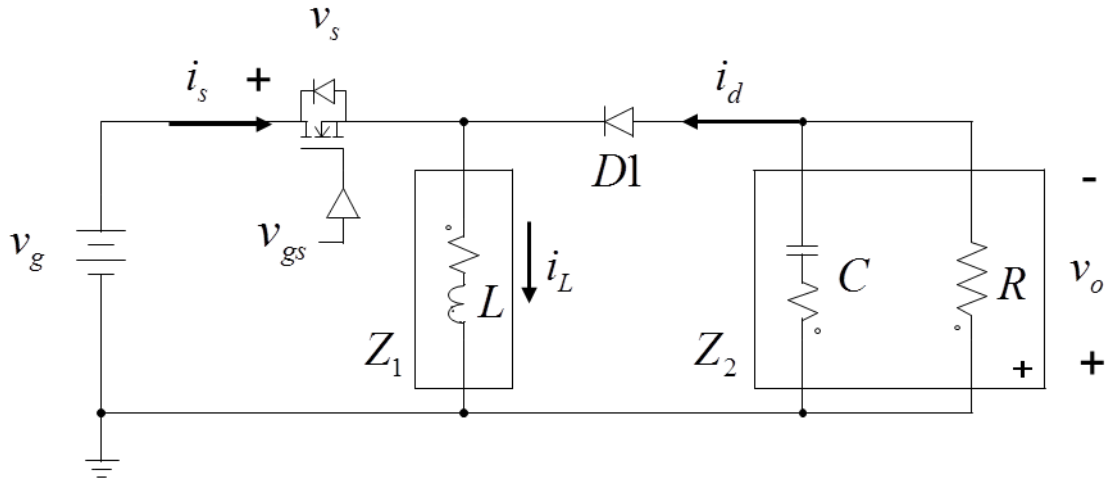


FIGURA 3.15 Señales de control $V_{gs}(t)$, corriente de la bobina, tensión del Mosfet, corriente en el diodo del convertidor Reductor-Elevador en MCC.

PROMEDIADO:

Como se comentó anteriormente tanto el diodo como el mosfet, pueden ser reemplazados por una fuente de tensión o de corriente. En este caso la corriente de la diodo nos interés y reemplazamos por una fuente de corriente. Lo mismo para la tensión del mosfet, al ser reemplazado por una fuente de tensión (Ver FIGURA 3.14).

$$\bar{i}_D = \bar{i}_L \cdot (1 - \bar{d})$$

$$\bar{v}_s = (\bar{v}_g + \bar{v}_o) \cdot (1 - \bar{d})$$

LINEALIZADO (TRANSFORMADA DE LAPLACE):

Se obtiene el circuito en pequeña señal: (Ver FIGURA 3.16)

$$\hat{i}_D = -I_L \cdot d + (1 - D) \cdot \hat{i}_L$$

$$\hat{v}_s = (1 - D) \cdot \hat{v}_g + (1 - D) \cdot \hat{v}_o - (V_g + V_o) \cdot d$$

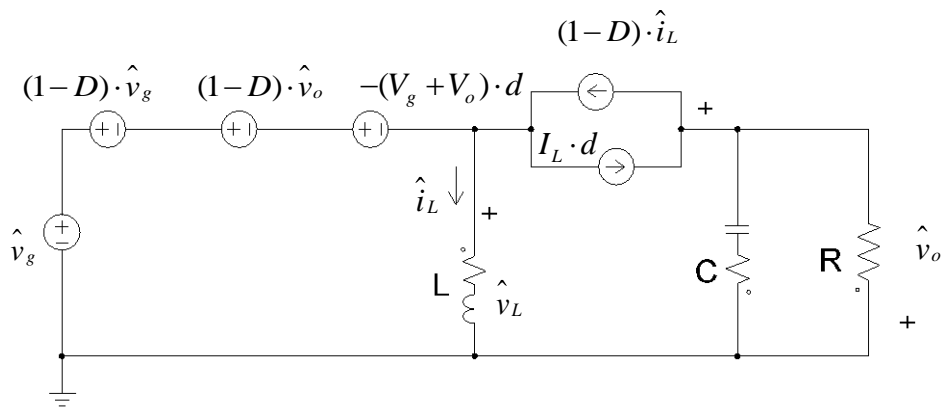


FIGURA 3.16 Circuito equivalente en pequeña señal de la planta en MCC.

Obtenido el circuito en pequeña señal, se empieza a hallar las funciones de transferencia de la planta. Ver FIGURA 3.17.

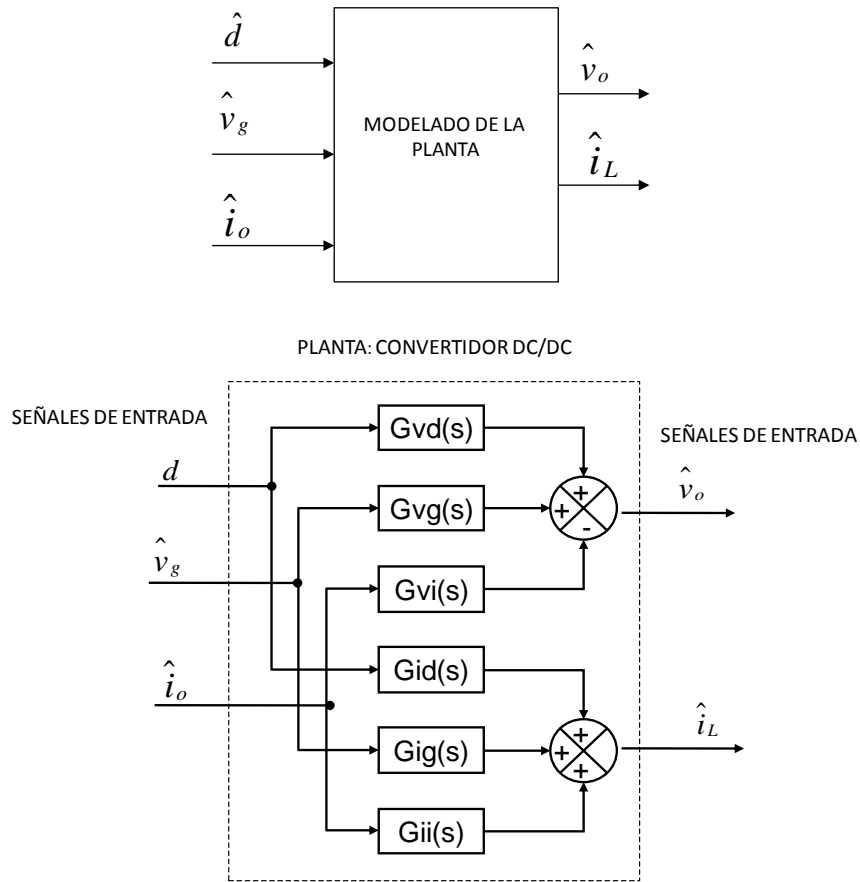


FIGURA 3.17 Modelado dinámico de la planta en pequeña señal.

Se muestra en la FIGURA 3.17 que la planta consta de 6 bloques. Para poder despejar cada bloque se utiliza la superposición de las variables de entrada. Es decir, al despejar un bloque como por ejemplo la tensión de salida respecto la tensión de alimentación, se considera las perturbaciones del ciclo de trabajo y la corriente de salida igual a cero, esto se muestra en la siguiente representación.

$$G_{voio}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \Bigg|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ v_g=0}}$$

Y se considera la fuente de tensión como cortocircuito y la fuente de corriente en circuito abierto.

Se empieza a analizar bloque por bloque:

1. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \bigg|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$

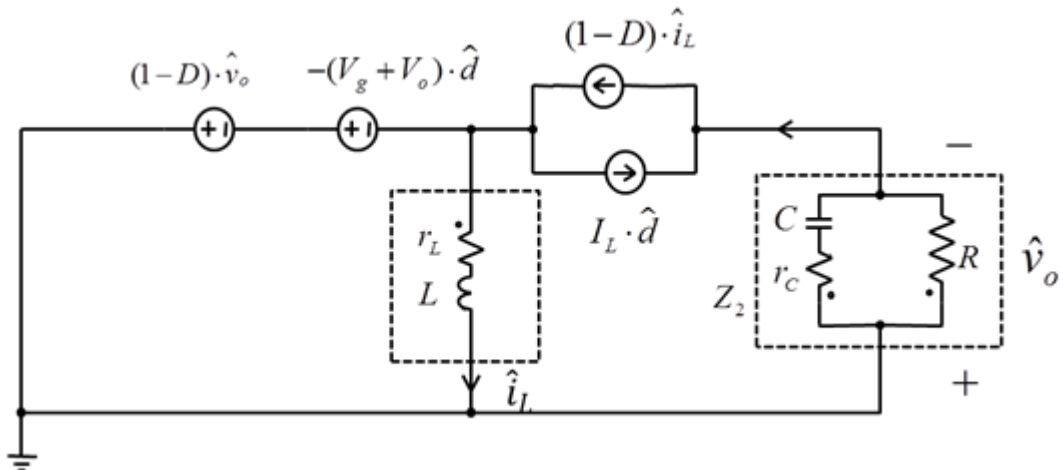


FIGURA 3.18 Circuito equivalente en pequeña señal de la tensión de salida frente el ciclo de trabajo.

Considerando la perturbación de la fuente de alimentación un cortocircuito y la perturbación de la fuente de corriente de salida como un circuito abierto, se obtiene el circuito equivalente en pequeña señal de la

FIGURA 3.18.

A partir del circuito obtenido se empieza a hallar las relaciones.

La tensión de la bobina se relaciona con la tensión de salida por medio de la corriente de la bobina, así despejando y obteniendo Ecuación 3.2.

Se obtiene las ecuaciones siguientes:

$$\hat{v}_L = (V_o + V_g) \cdot d - (1-D) \cdot \hat{v}_o = \hat{i}_L \cdot Z_1$$

Despejando \hat{i}_L :

$$\hat{i}_L = \frac{(V_o + V_g) \cdot d - (1-D) \cdot \hat{v}_o}{Z_1} \quad (1)$$

$$\hat{v}_o = Z_2 \cdot [(1-D) \cdot \hat{i}_L - I_L \cdot d] \quad (2)$$

Reemplazamos (1) en (2):

$$\hat{v}_o = Z_2 \cdot \left\{ (1-D) \cdot \left[\frac{(V_o + V_g) \cdot d - (1-D) \cdot \hat{v}_o}{Z_1} \right] - I_L \cdot d \right\}$$

$$\hat{v}_o \cdot \left[1 + \frac{Z_2}{Z_1} \cdot (1-D)^2 \right] = d \cdot \left[\frac{Z_2}{Z_1} \cdot (1-D) \cdot (V_o + V_g) - Z_2 \cdot I_L \right]$$

Obteniendo:

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_o}{d} = \frac{Z_2 \cdot (1-D) \cdot (V_o + V_g) - Z_2 \cdot Z_1 \cdot I_L}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

Ecuación 3.2 Ecuación en pequeña señal de la tensión de salida respecto ciclo de trabajo

Lo mismo para los siguientes circuitos equivalentes en pequeña señal.

2. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$

Elimina las mismas perturbaciones que la función de transferencia $G_{vd}(s)$:

$$\hat{v}_g(s) = 0 \quad \hat{i}_o(s) = 0$$

Se obtiene el mismo circuito equivalente en pequeña señal (FIGURA 3.18)

Se obtiene las ecuaciones siguientes:

$$\hat{v}_L = Z_1 \cdot \hat{i}_L = (V_o + V_g) \cdot d - (1-D) \cdot \hat{v}_o$$

Despejando \hat{v}_o :

$$\hat{v}_o = \frac{(V_o + V_g) \cdot d - Z_1 \cdot \hat{i}_L}{(1-D)} \quad (1)$$

$$\hat{v}_o = Z_2 \cdot \left[(1-D) \cdot \hat{i}_L - \right] I_L \cdot d \quad (2)$$

Igualando (1) y (2):

$$\frac{(V_o + V_g) \cdot d - Z_1 \cdot \hat{i}_L}{(1-D)} = Z_2 \cdot \left[(1-D) \cdot \hat{i}_L - \right] I_L \cdot d$$

$$\left[\frac{(V_o + V_g)}{(1-D)} + Z_2 \cdot I_L \right] \cdot d = \left[Z_2 \cdot (1-D) + \frac{Z_1}{(1-D)} \right] \cdot \hat{i}_L$$

Obteniendo:

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_L}{d} = \frac{V_o + V_g + Z_2 \cdot (1-D) \cdot I_L}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

3. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$

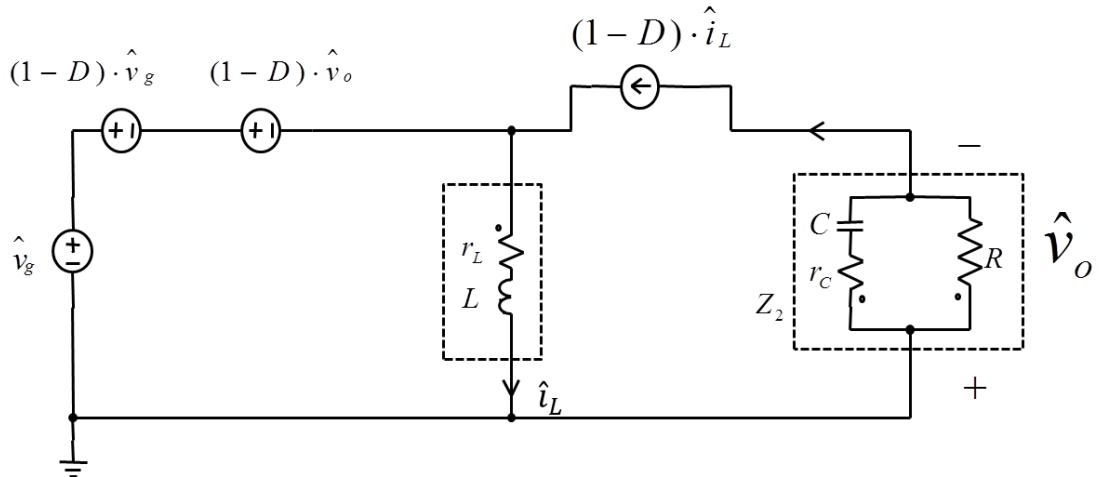


FIGURA 3.19 Circuito equivalente en pequeña señal de la tensión de salida frente la tensión de entrada de la planta.

Ecuaciones:

$$\hat{v}_o = [(1-D) \cdot \hat{i}_L] \cdot Z_2(2)$$

$$\hat{v}_L = Z_1 \cdot \hat{i}_L = -(1-D) \cdot \hat{v}_o - (1-D) \cdot \hat{v}_g + \hat{v}_g$$

Despejando \hat{i}_L :

$$\hat{i}_L = D \cdot \hat{v}_g - (1-D) \cdot \hat{v}_o(1)$$

Reemplazando (1) en (2):

$$\hat{v}_o = \left\{ (1-D) \cdot \left[D \cdot \hat{v}_g - (1-D) \cdot \hat{v}_o \right] \right\} \cdot Z_2$$

Se obtiene:

$$G_{vg} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} = \frac{Z_2 \cdot (1-D) \cdot D}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

4. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$

$$\begin{aligned}\hat{v}_o &= (1-D) \cdot \hat{i}_L \cdot Z_2 \\ \hat{v}_L &= Z_1 \cdot \hat{i}_L = D \cdot \hat{v}_g - (1-D) \cdot \hat{v}_o\end{aligned}$$

Despejando \hat{v}_o :

$$\hat{v}_o = \frac{D \cdot \hat{v}_g - Z_1 \cdot \hat{i}_L}{(1-D)}$$

Igualando:

$$\hat{v}_o = (1-D) \cdot \hat{i}_L \cdot Z_2 = \frac{D \cdot \hat{v}_g - Z_1 \cdot \hat{i}_L}{(1-D)}$$

$$\frac{D}{(1-D)} \cdot \hat{v}_g = \left[Z_2 \cdot (1-D) + \frac{Z_1}{(1-D)} \right] \cdot \hat{i}_L$$

$$G_{ig} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_g} = \frac{D}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

5. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$

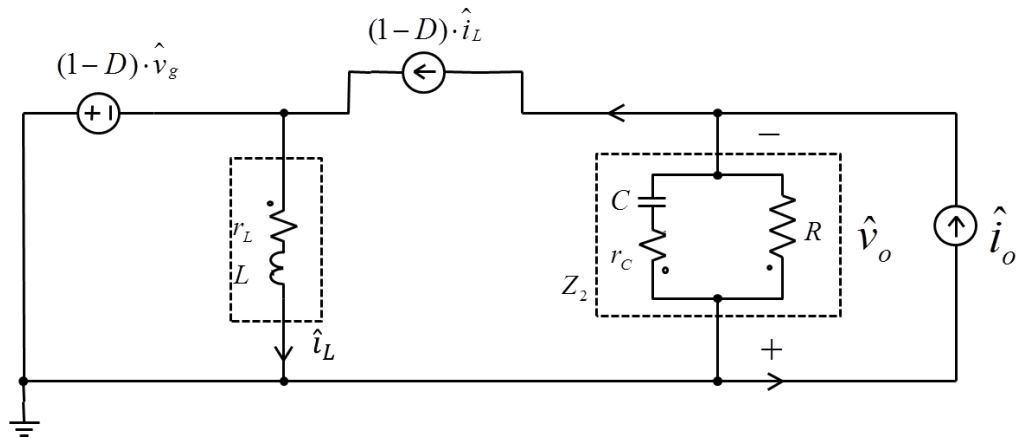


FIGURA 3.20 Circuito equivalente de pequeña señal de la tensión de salida frente la corriente de salida de la planta.

Ecuaciones:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$

$$\hat{v}_L = Z_1 \cdot \hat{i}_L = -(1-D) \cdot \hat{v}_o$$

Despejando \hat{i}_L :

$$\hat{i}_L = -\frac{(1-D)}{Z_1} \cdot \hat{v}_o \quad (1)$$

$$\hat{v}_o = \left[(1-D) \cdot \hat{i}_L - \hat{i}_o \right] \cdot Z_2 \quad (2)$$

Reemplazando (1) en (2):

$$\hat{v}_o = \left[-\frac{(1-D)^2}{Z_1} \cdot \hat{v}_o - \hat{i}_o \right] \cdot Z_2$$

Se obtiene:

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{-Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

6. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{ii}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$

Ecuaciones:

$$\hat{v}_L = Z_1 \cdot \hat{i}_L = -(1-D) \cdot \hat{v}_o$$

Despejando \hat{v}_o :

$$\hat{v}_o = \frac{Z_1 \cdot \hat{i}_L}{-(1-D)} \quad (1)$$

$$\hat{v}_o = \left[(1-D) \cdot \hat{i}_L - \hat{i}_o \right] \cdot Z_2 \quad (2)$$

$$\frac{Z_1 \cdot \hat{i}_L}{-(1-D)} = \left[(1-D) \cdot \hat{i}_L - \hat{i}_o \right] \cdot Z_2$$

Se obtiene:

$$G_{vi} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_o} = \frac{Z_2 \cdot (1-D)}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$$

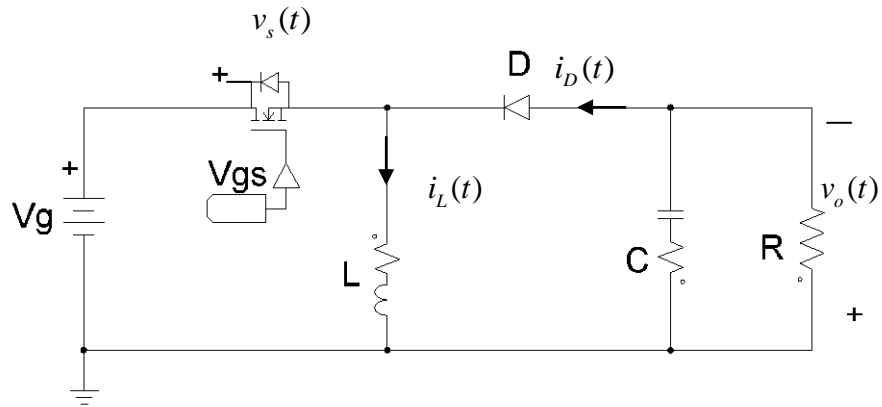
El modo normal de trabajar el convertidor es en modo de conducción continua (MCC) pero también existe la posibilidad que se desestabilice el convertidor y se comporte de forma anormal entrando en el modo de conducción discontinua (MCD).

El modo de conducción discontinua se produce por un mal funcionamiento ya sea debido a alcanzar los límites del convertidor o producido por un corte en un elemento, esto ocasiona la descarga completa de la corriente de la bobina antes que termine el periodo de conmutación.

Se produce 3 zonas de funcionamiento y su modelado será diferente.

$$d = \frac{v_o}{v_g} \sqrt{k} \quad y \quad K = \frac{2L}{R \cdot T_s}$$

MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA



Las señales más relevantes son:

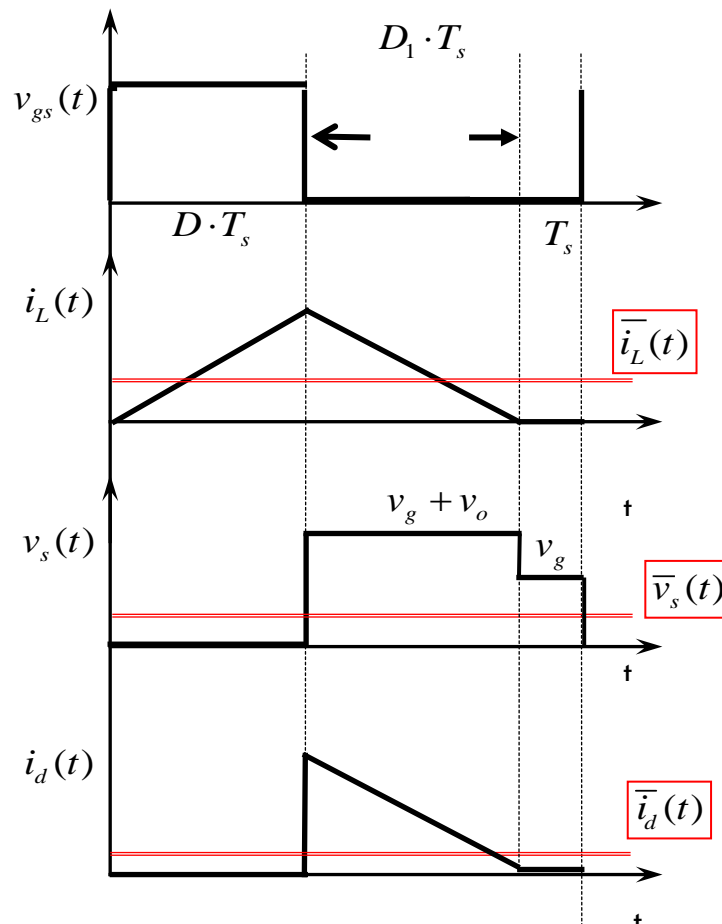


FIGURA 3.21 Señales de control $V_{gs}(t)$, corriente de la bobina, tensión del Mosfet, corriente en el diodo del convertidor Reductor-Elevador en MCD.

El procedimiento del modelado es el mismo que el modo de conducción continua. A continuación se realiza el promediado de formas de onda no lineales y su respectiva linealización.

El método que se realiza es el METODO DE ORDEN REDUCIDO [10].

Y se basa en la igualdad voltios por segundo de la tensión de la bobina. Ver FIGURA 3.22.

PROMEDIADO:

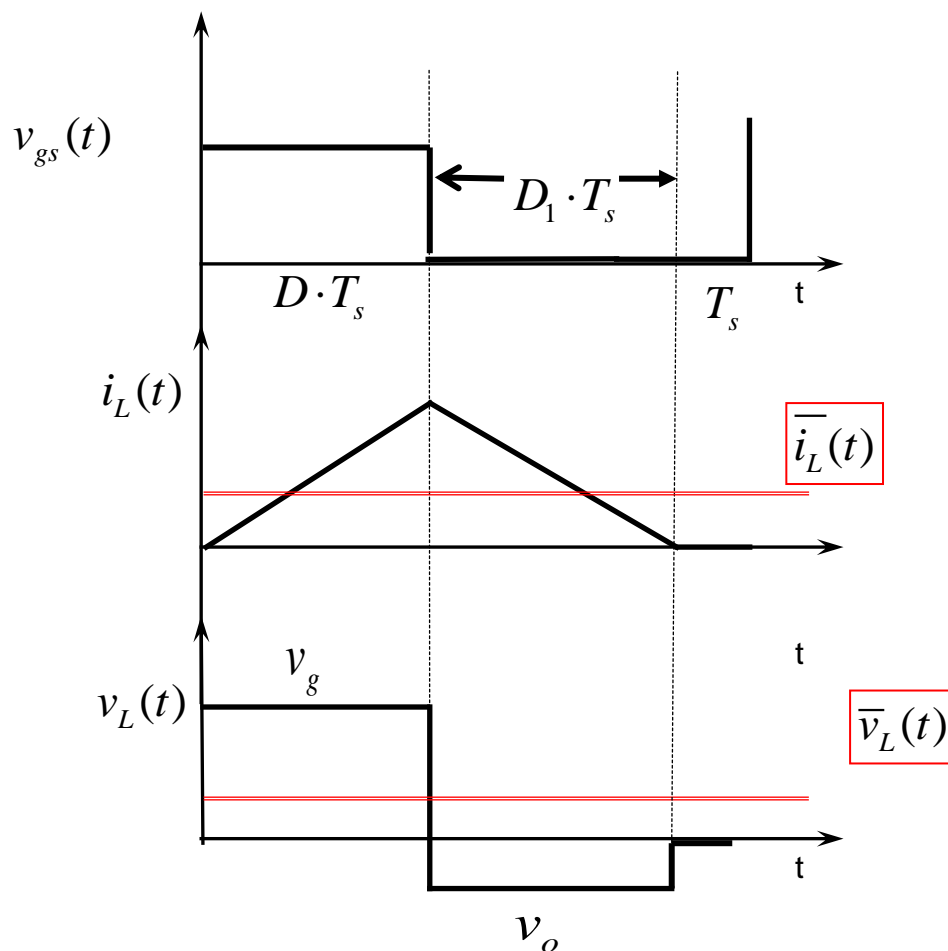


FIGURA 3.22 Igualdad de voltios por segundo en la tensión de la bobina

$$V_g \cdot d = V_o \cdot d_1$$

$$d_1 = \frac{V_g}{V_o} \cdot d$$

A partir de la anterior relación de igualdad voltios por segundo se sustituye en todos los términos que conste esta.

$$\begin{aligned}
 \bar{v}_s &= (v_g + v_o) \cdot d_1 + v_g \cdot (1 - d - d_1) = \\
 &= \frac{v_g^2 \cdot d}{v_o} + v_g \cdot d + v_g - v_g \cdot d - \frac{v_g^2 \cdot d}{v_o} \\
 \bar{v}_s &= v_g \quad (1)
 \end{aligned}$$

$$\bar{i}_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_g \cdot d^2 \cdot T_s}{L} \cdot \left(1 + \frac{v_g}{v_o} \right) \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 \bar{i}_d &= \frac{i_{pik} \cdot d_1}{2} = \frac{v_g \cdot d \cdot T_s}{L} \cdot \frac{v_g}{v_o} \cdot d \cdot \frac{1}{2} \\
 \bar{i}_d &= \frac{v_g^2 \cdot d^2 \cdot T_s}{2 \cdot L \cdot v_o} \quad (3)
 \end{aligned}$$

Su representación se muestra a en la FIGURA 3.14.

LINEALIZADO:

Se derivan las formas de onda anteriores a fin de obtenerlas en pequeña señal para MCD. Ver FIGURA 3.23.

$$\hat{v}_s = \hat{v}_g$$

$$\hat{i}_d = f(\hat{v}_g, \hat{d}, \hat{v}_o) = \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g}{L \cdot V_o} \hat{v}_g + \frac{T_s \cdot V_g^2 \cdot D}{L \cdot V_o} \hat{d} - \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot \hat{v}_o$$

$$\hat{i}_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s \cdot D^2}{L} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_g}{V_o} \right) \cdot \hat{v}_g + \frac{V_g \cdot T_s \cdot D}{L} \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o} \right) \cdot \hat{d} - \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot \hat{v}_o$$

Donde para reducir términos se emplea las letras siguientes:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g}{L \cdot V_o} & N &= \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s \cdot D^2}{L} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_g}{V_o}\right) \\
 B &= \frac{T_s \cdot V_g^2 \cdot D}{L \cdot V_o} & E &= \frac{V_g \cdot T_s \cdot D}{L} \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o}\right) \\
 C &= \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} & F &= \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2}
 \end{aligned}$$

Donde:

$$\hat{i}_d = A \cdot \hat{v}_g + B \cdot \hat{d} - C \cdot \hat{v}_o$$

$$\hat{i}_L = N \cdot \hat{v}_g + E \cdot \hat{d} - F \cdot \hat{v}_o$$

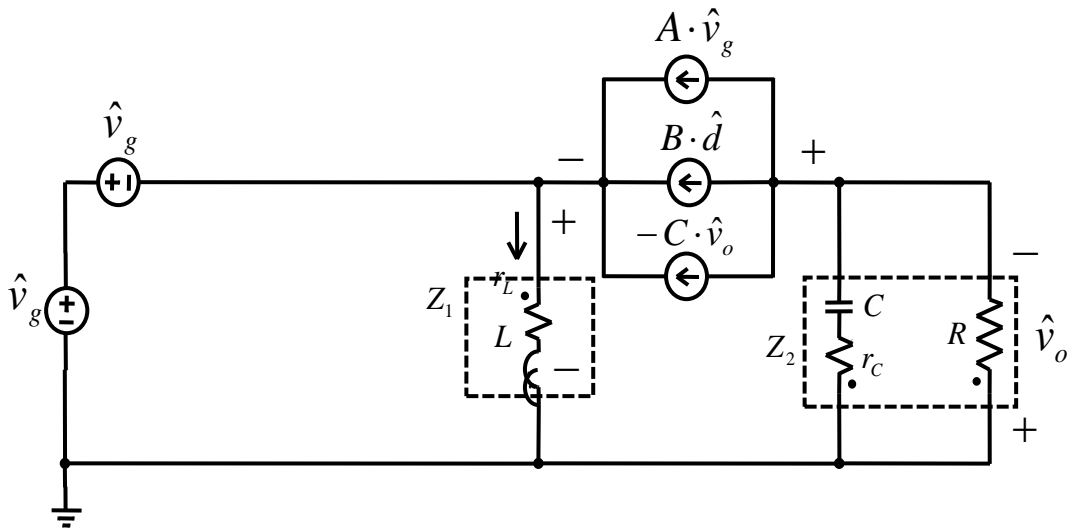


FIGURA 3.23 Circuito equivalente en pequeña señal de la planta para MCD.

Se realiza el desarrollo bloque a bloque, obteniendo 6 bloques:

1. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$

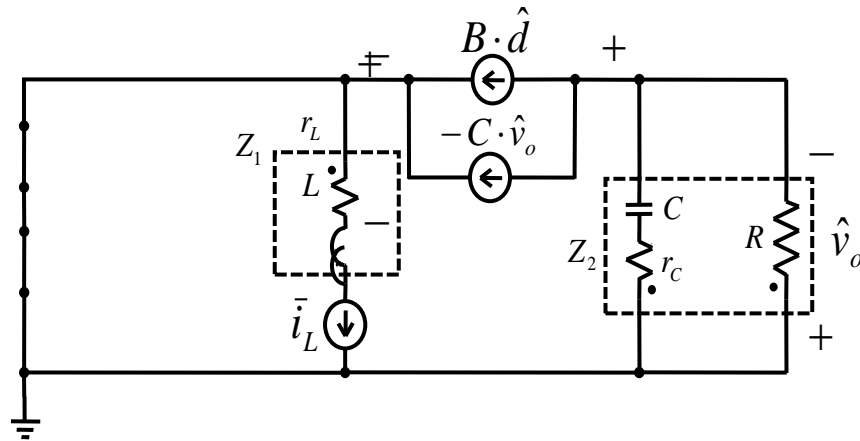


FIGURA 3.24 Circuito equivalente en pequeña señal de la tensión de salida frente el ciclo de trabajo.

$$\begin{aligned} \hat{v}_o &= (B \cdot \hat{d} - C \cdot \hat{v}_o) \cdot Z_2 \\ \hat{v}_o \cdot (1 + C \cdot Z_2) &= B \cdot Z_2 \cdot \hat{d} \\ G_{vd}(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}} = \frac{B \cdot Z_2}{1 + C \cdot Z_2} = \frac{\frac{T_s \cdot V_g^2 \cdot D}{L \cdot V_o} \cdot Z_2}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o} \cdot Z_2} \end{aligned}$$

2. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$

FIGURA

Se utiliza el mismo modelo equivalente de pequeña señal. Ver 3.24

$$\hat{i}_L = E \cdot \hat{d} - F \cdot \hat{v}_o$$

$$\hat{i}_L = E \cdot \hat{d} - F \cdot \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \hat{d}$$

$$\hat{i}_L = (E - F \cdot G_{vd}) \cdot \hat{d}$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = E - F \cdot G_{vd}$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}} = \left(\frac{V_g \cdot T}{L} \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o} \right) \right) + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_g^2 \cdot D^2 \cdot T}{L \cdot V_o^2} \right) \cdot G_{vd}$$

3. TENSION DE SALIDA RESPECTO TENSION DE ENTRADA:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$

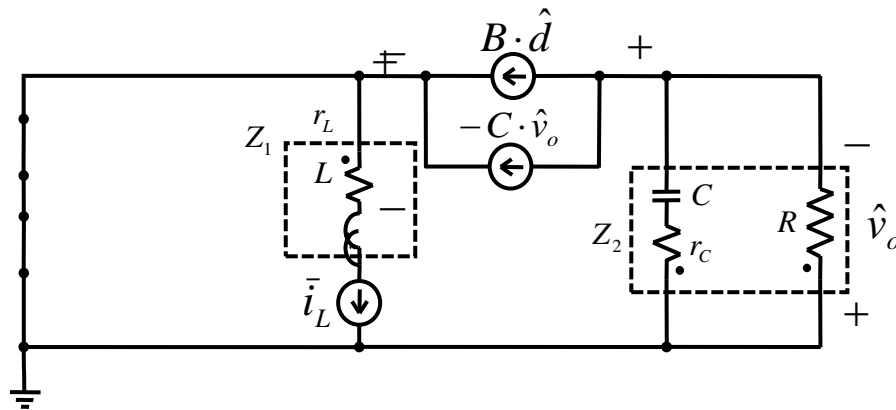


FIGURA 3.25 Circuito equivalente en pequeña señal de la tensión de salida frente la tensión de entrada de la planta

$$(A \cdot \hat{v}_g - C \cdot \hat{v}_o) \cdot Z_2 = \hat{v}_o$$

$$A \cdot Z_2 \cdot \hat{v}_g = \hat{v}_o \cdot (1 + Z_2)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}} = \frac{A \cdot Z_2}{1 + C \cdot Z_2} = \frac{\frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g}{L \cdot V_o} \cdot Z_2}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot Z_2}$$

4. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$

Tenemos:

$$\hat{i}_L = N \cdot \hat{v}_g - F \cdot \hat{v}_o$$

$$\hat{i}_L = N \cdot \hat{v}_g - F \cdot \frac{\hat{v}_o}{V_g} \cdot \hat{v}_g$$

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}} = N - F \cdot G_{vg} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_s \cdot D^2}{L} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_g}{V_o}\right) - \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot G_{vg}$$

5. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$

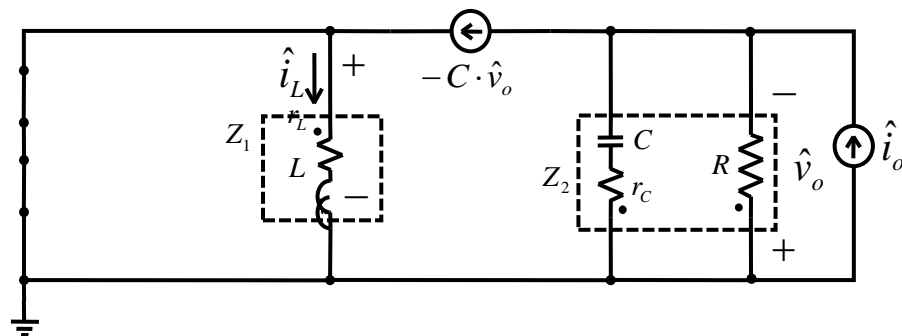


Figura 3.26 Circuito equivalente en pequeña señal de la tensión de salida frente la corriente de salida de la planta.

$$\begin{aligned}
 -C \cdot \hat{v}_o &= \frac{\hat{v}_o}{Z_2} + \hat{i}_o \\
 -\hat{v}_o \cdot \left(C + \frac{1}{Z_2} \right) &= \hat{i}_o \\
 G_{vi}(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}} = \frac{-Z_2}{1 + C \cdot Z_2} = \frac{-Z_2}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot Z_2}
 \end{aligned}$$

6. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{ii}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$

Se obtiene:

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_L &= -F \cdot \hat{v}_o = -F \cdot \hat{v}_o \cdot \frac{\hat{i}_o}{\hat{i}_o} \\
 \hat{i}_L &= -F \cdot G_{vi} \cdot \hat{i}_o \\
 G_{ii}(s) &= \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}} = -F \cdot G_{vi} = -\frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot G_{vi}
 \end{aligned}$$

3.4.5 OBTENCIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA GENÉRICAS EN BUCLE ABIERTO

A continuación se presenta las funciones de transferencia canónicas en Laplace:

$$\hat{v}_o(s) = G_{vd}(s) \cdot d(s) + G_{vg}(s) \cdot \hat{v}_g(s) - G_{vi}(s) \cdot \hat{i}_o(s) \quad (1)$$

$$\hat{i}_L(s) = G_{id}(s) \cdot d(s) + G_{ig}(s) \cdot \hat{v}_g(s) + G_{ii}(s) \cdot \hat{i}_o(s) \quad (2)$$

$$d(s) = F_m \cdot (i_c(s) - \hat{i}_L(s) - F_g \cdot \hat{v}_g(s) - F_v \cdot \hat{v}_o(s)) \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Se reemplaza ecuación 2 en Ecuación 3.1

$$d = F_m \cdot \left[i_c - (G_{id} \cdot d + G_{ig} \cdot \hat{v}_g + G_{ii} \cdot \hat{i}_o) - F_g \cdot \hat{v}_g - F_v \cdot \hat{v}_o \right]$$

$$d = \frac{F_m}{1 + G_{id} \cdot F_m} \cdot \left[i_c - (G_{ig} + F_g) \cdot \hat{v}_g - F_v \cdot \hat{v}_o - G_{ii} \cdot \hat{i}_o \right]$$

Introducir esta ecuación en (1) :

$$\hat{v}_o = G_{vd} \cdot \left\{ \frac{F_m}{1 + G_{id} \cdot F_m} \cdot \left[i_c - (G_{ig} + F_g) \cdot \hat{v}_g - F_v \cdot \hat{v}_o - G_{ii} \cdot \hat{i}_o \right] \right\}$$

$$+ G_{vg} \cdot \hat{v}_g - G_{vi} \cdot \hat{i}_o$$

Uniando factores:

$$\hat{v}_o \cdot \left[1 + \frac{F_v \cdot F_m \cdot G_{vd}}{1 + G_{id} \cdot F_m} \right] = \left[\frac{G_{vd} \cdot F_m}{1 + G_{id} \cdot F_m} \right] \cdot i_c$$

$$+ \left[\frac{-(G_{ig} + F_g) \cdot G_{vd} \cdot F_m}{1 + G_{id} \cdot F_m} + G_{vg} \right] \cdot \hat{v}_g$$

$$+ \left[\frac{-G_{vd} \cdot F_m \cdot G_{ii}}{1 + G_{id} \cdot F_m} - G_{vi} \right] \cdot \hat{i}_o$$

Reduciendo factores:

$$\hat{v}_o = \left[\frac{G_{vd} \cdot F_m}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})} \right] \cdot i_c$$

$$+ \left[\frac{G_{vg} + F_m \cdot (G_{vg} \cdot G_{id} - G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vd} \cdot F_g)}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})} \right] \cdot \hat{v}_g$$

$$- \left[\frac{G_{vi} + F_m \cdot (G_{vi} \cdot G_{id} + G_{vd} \cdot G_{ii})}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})} \right] \cdot \hat{i}_o$$

Ecuaciones canónicas:

$$G_{vovc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \frac{G_{vd} \cdot F_m}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

$$G_{vovg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \frac{G_{vg} + F_m \cdot (G_{vg} \cdot G_{id} - G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vd} \cdot F_g)}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

$$G_{voio}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ v_g=0}} = \frac{G_{vi} + F_m \cdot (G_{vi} \cdot G_{id} + G_{vd} \cdot G_{ii})}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

$$\hat{v}_o = G_{vovc} \cdot \hat{i}_c + G_{vovg} \cdot \hat{v}_g - G_{voio} \cdot \hat{i}_o$$

Obteniendo FIGURA 3.27:

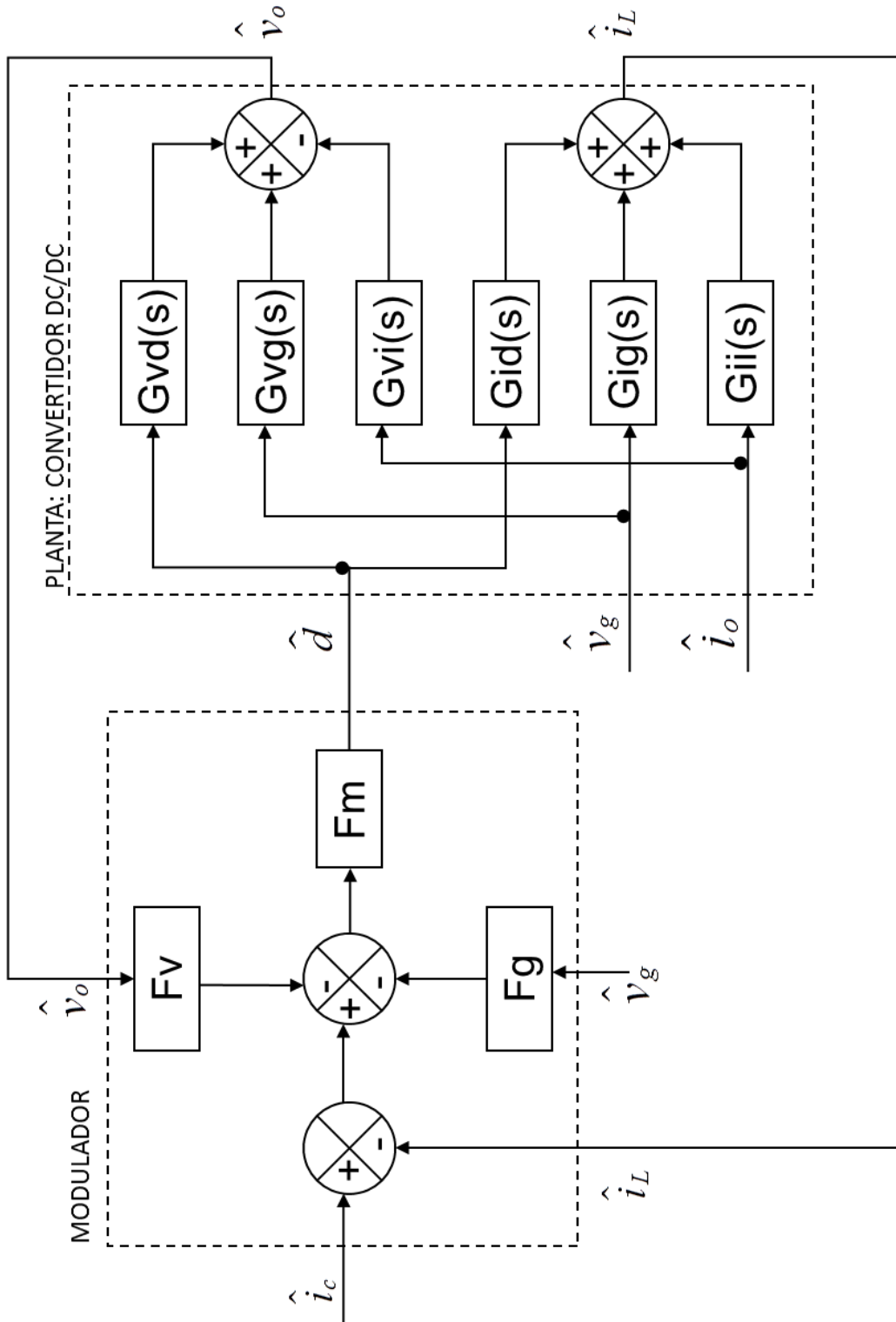


FIGURA 3.27 Diagrama de bloques Modelado canónico de un convertidor DC/DC

3.4.6 LISTADO DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

	MCC	MCD
F_m	$\frac{1}{Ma \cdot T_s}$	$\frac{1}{Ma \cdot T_s}$
F_g	$\frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$	$\frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$
F_v	$\frac{(1-D)^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$	$\frac{(1-D)^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$
$G_{vd} = \frac{\hat{v}_o}{d}$	$\frac{Z_2 \cdot (1-D) \cdot (V_o + V_g) - Z_2 \cdot Z_1 \cdot I_L}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g \cdot Z_2}{L \cdot V_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot Z_2}$
$G_{id} = \frac{\hat{i}_L}{d}$	$\frac{V_o + V_g + Z_2 \cdot (1-D) \cdot I_L}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$\left(\frac{V_g \cdot T}{L} \cdot \left(1 + \frac{V_g}{V_o} \right) \right) + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_g^2 \cdot D^2 \cdot T}{L \cdot V_o^2} \right) \cdot G_{vd}$
$G_{vg} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g}$	$\frac{Z_2 \cdot (1-D) \cdot D}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g \cdot Z_2}{L \cdot V_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot Z_2}$
$G_{ig} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_g}$	$\frac{D}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{T_s \cdot D^2}{L} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_g}{V_o} \right) - \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot G_{vg}$
$G_{vi} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o}$	$\frac{-Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$\frac{-Z_2}{1 + \frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2} \cdot Z_2}$
$G_{vi} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_o}$	$\frac{Z_2 \cdot (1-D)}{Z_1 + Z_2 \cdot (1-D)^2}$	$-\frac{T_s \cdot D^2 \cdot V_g^2}{2 \cdot L \cdot V_o^2}$

Tabla 3.4.6.1 Funciones de transferencia de la Planta y el Modulador para el convertidor REDUCTOR-ELEVADOR.

	MCC y MCD
$G_{vovc} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_c} \right _{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_o=0}}$	$\frac{G_{vd} \cdot F_m}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$
$G_{vovg} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} \right _{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{i}_o=0}}$	$\frac{G_{vg} + F_m \cdot (G_{vg} \cdot G_{id} - G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vd} \cdot F_g)}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$
$G_{voio} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right _{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{v}_g=0}}$	$\frac{G_{vi} + F_m \cdot (G_{vi} \cdot G_{id} + G_{vd} \cdot G_{ii})}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$

Tabla 3.4.6.2 Funciones de transferencias canónicas para un convertidor DC/DC.

3.5 VALIDACIÓN DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA EN BUCLE ABIERTO MEDIANTE SIMULACIÓN.

Para realizar la validación de las funciones de transferencia se recurre al diagrama de Bode del módulo y fase de la señal a controlar respecto la señal de control.

Las ecuaciones matemáticas diferenciales en Laplace son volcadas en Mathcad y son comparadas con los resultados en Psim.

Para llegar a la comparación entre Mathcad y Psim, previamente se realiza la simulación del convertidor Reductor-Elevador en lazo abierto en función del tiempo. Ver FIGURA 3.28.

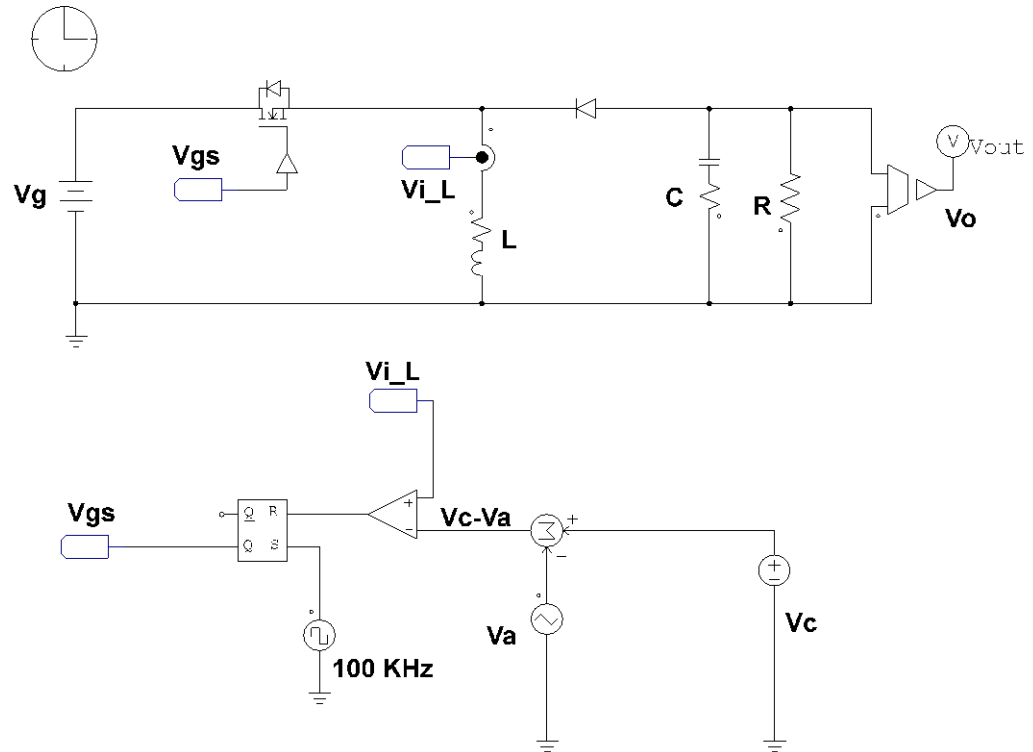


FIGURA 3.28 Circuito en lazo abierto del Convertidor Reductor-Elevador representado en Psim

Los valores de los componentes para la simulación son:

$$\begin{aligned}
 V_g &= 100v \\
 V_o &= 50v \\
 D &= 0.333 \\
 L &= 0.3m \quad r_L = 1m\Omega \\
 C &= 7\mu F \quad r_c = 1m\Omega \\
 R &= 25\Omega \\
 f_s &= 100kHz
 \end{aligned}$$

El circuito funciona en Modo de Conducción Continua.

Después de haber comprobado el correcto funcionamiento de las formas de onda se puede realizar la representación de las funciones de transferencia mediante un barrido en frecuencia.

Para la representación en BODE se tiene que tener en cuenta los parámetros de simulación ya que dependerá de esto para su correcta representación y precisión. La señal perturbada tiene que ser menor del 10% de su señal completa.

Primero se realiza la validación de las funciones de transferencia de la planta y posteriormente la validación de la planta junto con el modulador. Esta representación es el circuito canónico (FIGURA 3.27).

Las validaciones de la planta se encuentran en el ANEXO 2 para el modo de conducción y el modo de conducción discontinua y las validaciones para el bloque canónico son ofrecidas a continuación.

$$\hat{v}_o = G_{vovc} \cdot \hat{i}_c + G_{vovg} \cdot \hat{v}_g - G_{voio} \cdot \hat{i}_o$$

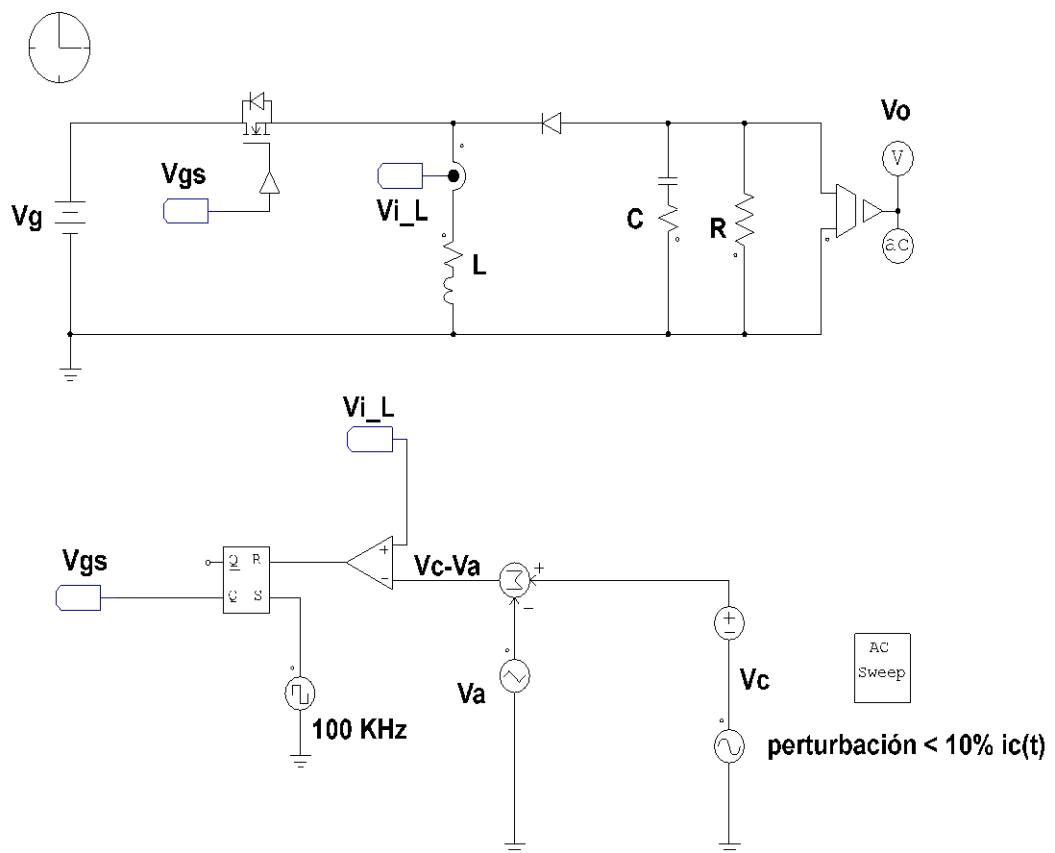


FIGURA 3.29 Implementación de convertidor Reductor-Elevador para poder obtener el diagrama de Bode de la tensión de salida respecto la perturbación en la tensión de control en PSIM

1. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO LA CORRIENTE DE CONTROL:

$$G_{vovc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{i_c(s)} \Bigg|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ i_o=0}} = \frac{G_{vd} \cdot F_m}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

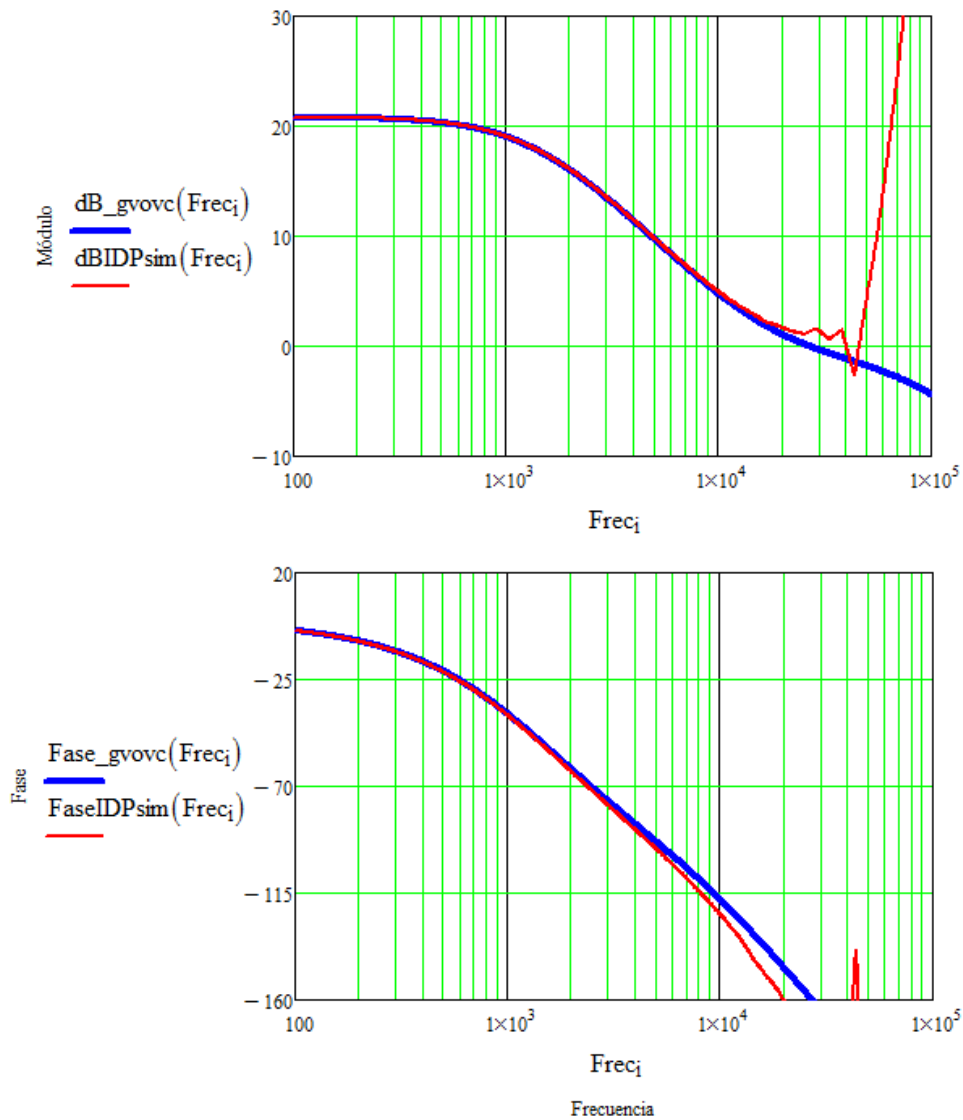


FIGURA 3.30 Diagrama de Bode de la tensión de salida respecto la tensión de control.

Se observa que ambos diagramas se parecen bastante comprobando así que el modelado realizado es bastante aproximado a la simulación del circuito.

Despreciamos los valores obtenidos partir de la mitad de la frecuencia de conmutación ya que el modulador deja de modular adecuadamente.

2. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO LA TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{vovg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{i_c=0 \\ i_o=0}} = \frac{G_{vg} + F_m \cdot (G_{vg} \cdot G_{id} - G_{vd} \cdot G_{ig} - G_{vd} \cdot F_g)}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

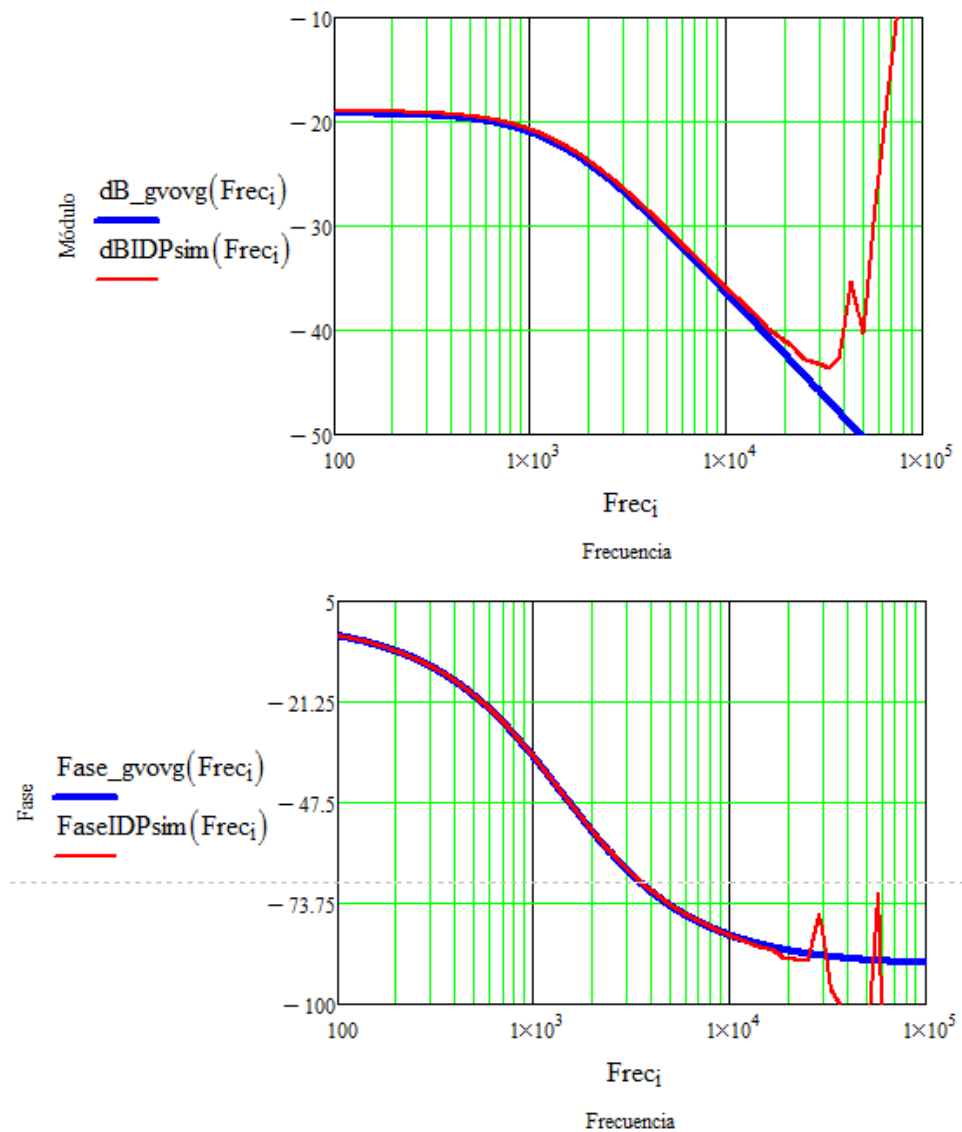


FIGURA 3.31 Diagrama de Bode de la tensión de salida respecto la tensión de entrada.

3. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO LA CORRIENTE DE CARGA:

$$G_{voio}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\substack{\hat{i}_c=0 \\ \hat{v}_g=0}} = \frac{G_{vi} + F_m \cdot (G_{vi} \cdot G_{id} + G_{vd} \cdot G_{ii})}{1 + F_m \cdot (G_{id} + F_v \cdot G_{vd})}$$

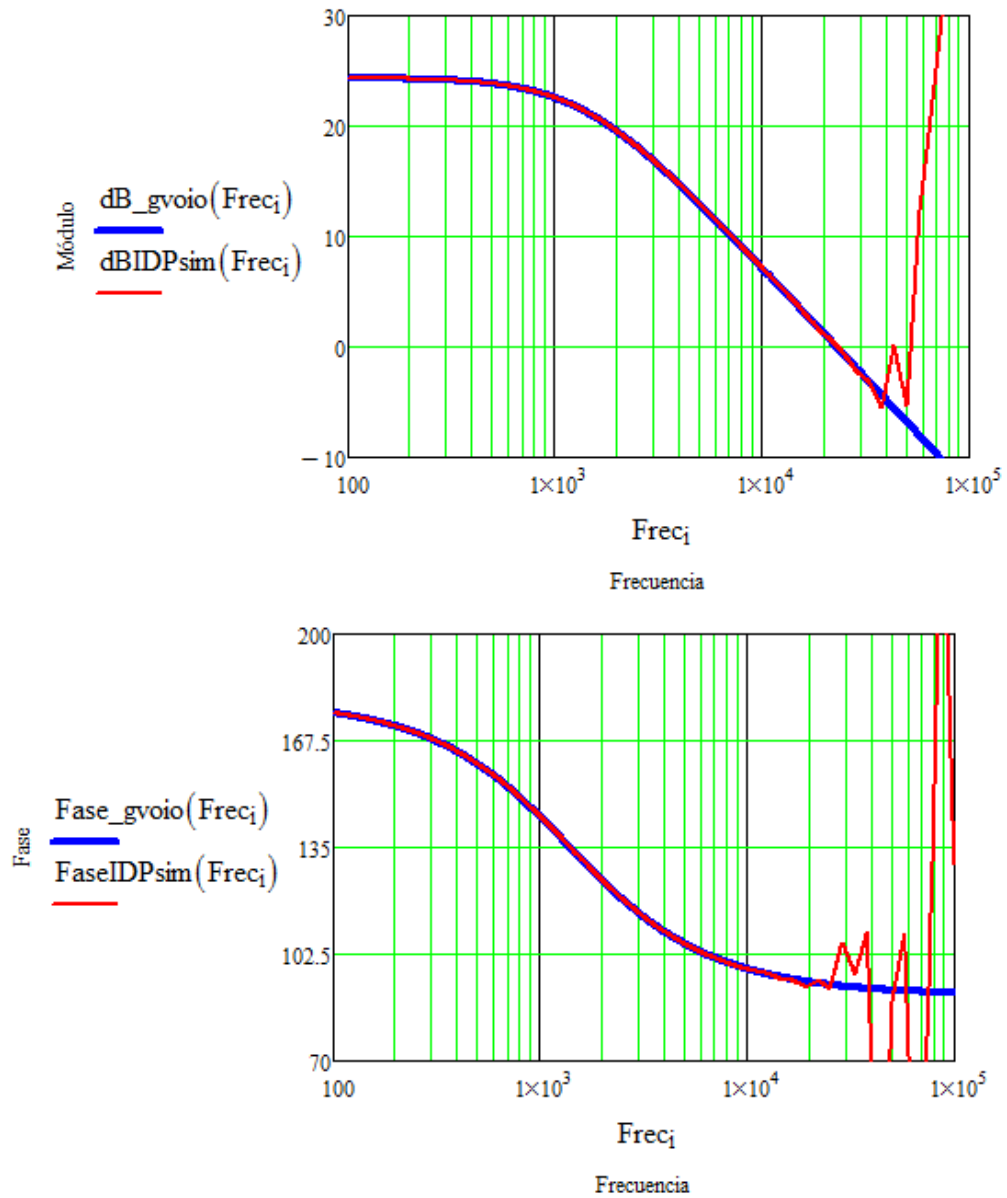


FIGURA 3.32 Diagrama de Bode de la tensión de salida respecto la corriente de salida.

3.6 BREVE ANÁLISIS DE LOS EFECTOS FÍSICOS DE LOS ELEMENTOS DE LA PLANTA.

La planta está compuesta por el condensador, la bobina, el mosfet, el diodo, la resistencia de carga y la fuente de alimentación suministrada.

Por un lado tenemos el mosfet que funciona entre corte y saturación, como un interruptor. De igual forma funciona el diodo. No se consideran resistencias en serie en ambas al ser muy pequeñas y si se incorporarían sería difícil llegar al modelado del circuito canónico. Sin embargo la resistencia de la bobina y del condensador no son despreciables porque afectan a la fase entre señales a frecuencias altas.

Por un lado la resistencia equivalente en el condensador añade un zero a frecuencias altas y ayuda a la estabilidad.

Y en cuanto a la bobina, su valor físico no interviene en la dinámica, es la bobina equivalente la que determina la dinámica.

$$L_{equiv} = \frac{L}{(1-D)}$$

También es importante destacar que el denominador en las funciones de transferencia son iguales.

3.7 CONCLUSIONES

El modelado para el control en modo corriente de pico aplicado al convertidor Reductor-Elevador ha sido tratado de forma detallada de manera que los resultados finales de las funciones de transferencia puestas en Mathcad coinciden con las simulaciones obtenidas en PSIM.

Este modelador por bloques es una forma eficaz de encontrar las funciones de transferencia independientes, e ir probando paso por paso, de forma jerarquizada así manteniendo un orden y una mejor síntesis de la teoría puesta.

Capítulo 4:

4 DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR EN MODO CORRIENTE DE PICO

El diseño del control en modo corriente de pico se encuentra incorporado en diferentes circuitos integrados. El coste y el espacio obligan a que los diseños de control ocupen menos espacio demandando una mayor eficiencia en el control. Entre ellos los más destacados se encuentra el circuito integrado: UC3843

4.1 SELECCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROL

Ofrece un control en modo corriente de pico a un bajo coste. Utiliza el Feed Forward para corregir el error o perturbación suministrada por la fuente de alimentación.

Se encuentra implementado de circuitería analógica y digital (ver circuitería general FIGURA 4.1). Consta de 8 salidas y de varios bloques internos, entre los más importantes:

- UVLO: Asegura que funcione el CI y asegura que se encuentre regulado entre 10 y 16 v para el uc3843, Figura 6. Se conecta entre alimentación y tierra.

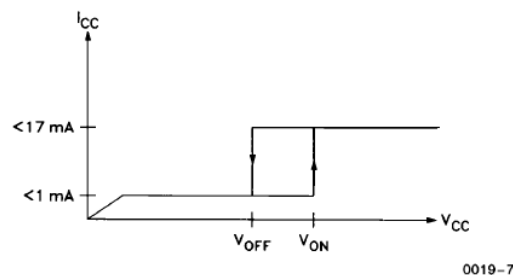


Figure 6. During Under-Voltage Lockout, the output driver is biased to sink minor amounts of current.

- OSC: Establece que la patita $V_{REF} = 5 V$. Se conecta externamente el condensador C_T que se carga a través de una fuente de corriente interna hasta V_{REF} .

La frecuencia máxima que puede funcionar es 500kHz.

Se muestra en la figura 8 las conexiones que de C_T y R_T y también se puede hallar los valores gracias a la relación siguiente y figura 10 de las hojas de características.

$$f_{osc} = \frac{1.72}{R_T \cdot C_T} \text{ Hz}$$

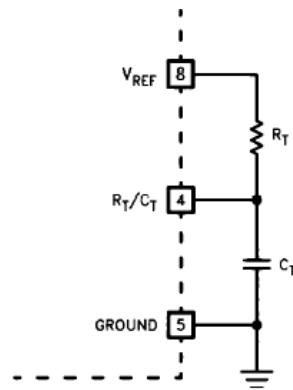


Figure 8

Timing Resistance vs Frequency

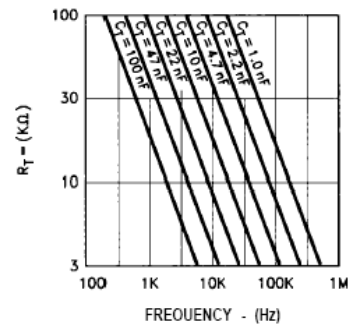


Figure 10

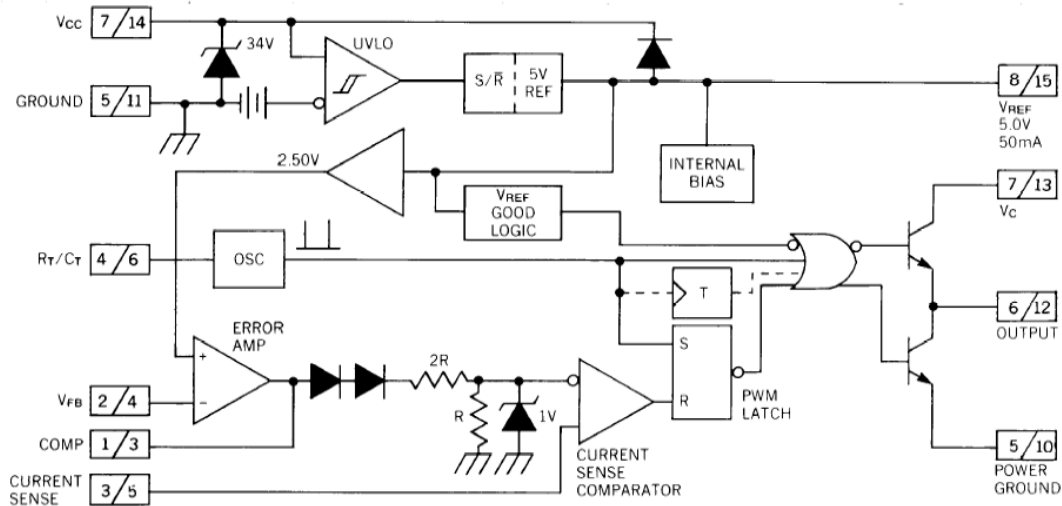
- c. El sensado de corriente se hace externamente con la patita 3 del CI.

$$i_p = \frac{V_c - 1.4V}{3 \cdot R_s}$$

Sus características más importantes son:

- ✓ Baja intensidad de arranque (<1mA)
- ✓ Mejor característica de respuesta a variación de cargas.
- ✓ Bloqueo de tensión a través de histéresis.
- ✓ Máxima frecuencia de operación de 500kHz.

Ver ANEXO 3. Para más información de las hojas de características del integrado.



Note: 1. $\boxed{A/B}$ A= DIL-8 Pin Number. B = SO-16 Pin Number.
 2. Toggle flip flop used only in 1844A and 1845A.

FIGURA 4.1 Circuito completo interno del circuito integrado UC3843

4.2 ANÁLISIS Y PARAMETRIZACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL

Partiendo de los valores escogidos para las simulaciones de la planta y el modulador, se realiza los cálculos oportunos para diseñar el circuito de control en modo corriente de pico con el UC3843.

El valor de la planta del convertidor Reductor-Elevador que se necesita es:

$$f_s = 100\text{kHz}.$$

Si $f_s = 100\text{kHz}$ y de la figura 10 se escoge trabajar con $C_T = 2.2\text{nF}$. Se obtiene:

$$R_T = \frac{1.72}{f_{osc} \cdot C_T} = 7.818\text{k}\Omega$$

Timing Resistance vs Frequency

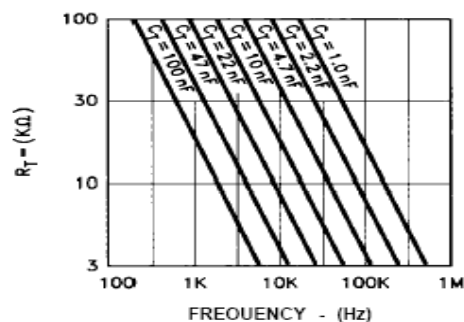


Figure 10

El sensado de corriente se realiza externamente y las hojas de característica proponen uno:

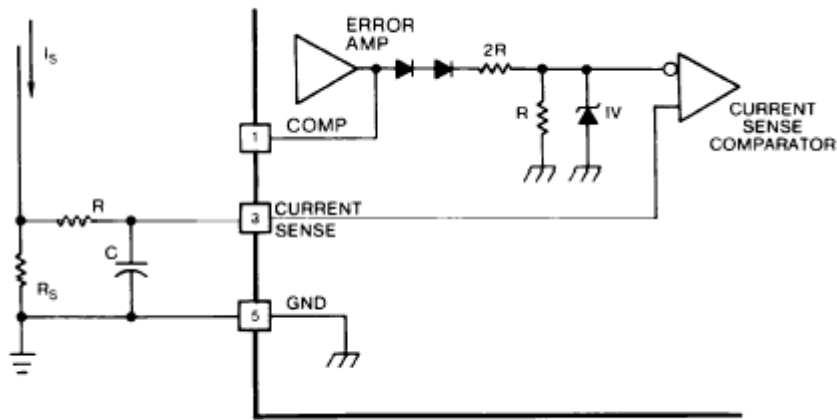


Figure 12. Current Sensing

Aparte de la relación siguiente:

$$i_p = \frac{V_c - 1.4V}{3 \cdot R_s}$$

$$\text{Si: } i_p = 3.5A \quad V_c = 3.8V$$

$$\rightarrow R_s = 0.685\Omega$$

4.3 DISEÑO DEL REGULADOR

Hasta ahora se ha basado en el estudio del lazo abierto para saber el comportamiento del sistema, ahora se realiza la comprobación de si efectivamente funciona la estabilidad en bucle cerrado. Ver figura FIGURA 4.2.

Se define lo siguiente para Lazo cerrado:

$$T(s) = R(s) \cdot G_{vovc}(s) \cdot \beta = A(s) \cdot \beta$$

$$A(s) = R(s) \cdot G_{vovc}(s)$$

$$\hat{v}_o = \frac{A(s)}{1+T(s)} \cdot \hat{v}_{REF} + \frac{G_{vovg}}{1+T(s)} \cdot \hat{v}_g - \frac{G_{voio}}{1+T(s)} \cdot \hat{i}_o$$

$$\hat{v}_o = \frac{A(s)}{1+A(s) \cdot \beta} \cdot \hat{v}_{REF} + \frac{G_{vovg}}{1+T(s)} \cdot \hat{v}_g - \frac{G_{voio}}{1+T(s)} \cdot \hat{i}_o$$

Si $T(s)$ es grande $\xrightarrow{\text{por ende}}$ $A(s)$ es grande

$$\hat{v}_o = \frac{A(s)}{1 + A(s) \cdot \beta} \cdot \hat{v}_{REF} + \frac{G_{vovg}}{1 + T(s)} \cdot \hat{v}_g - \frac{G_{voio}}{1 + T(s)} \cdot \hat{i}_o$$

Objetivo:

$$\hat{v}_o = \frac{1}{\beta} \cdot \hat{v}_{REF}$$

Si $\hat{v}_{REF} = 0$ entonces $\hat{v}_o = 0$

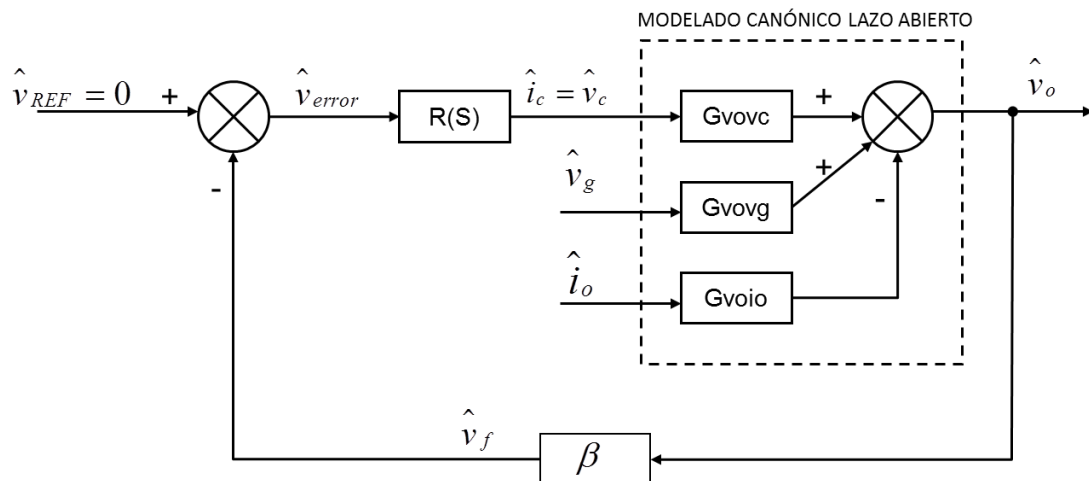


FIGURA 4.2 Diagrama de Bloques del circuito en lazo cerrado.

Se termina cerrando el lazo con el regulador de tensión. Esto brinda que la ganancia del sistema sea 0 dB y la fase necesaria para obtener un margen de fase mayor de 45 grados. Para esto se diferencian varios tipos de reguladores: tipo uno, tipo dos y tipo tres. La diferencia entre ellas radica en el número de polos y zeros que introduce a la planta y el modulador.

El en control por modo corriente de pico se necesita un polo y un cero como mínimo para compensar la ganancia en modulo y el desfase producido y esto cumple el amplificador de erros compensado tipo 2. Ver FIGURA 4.3:

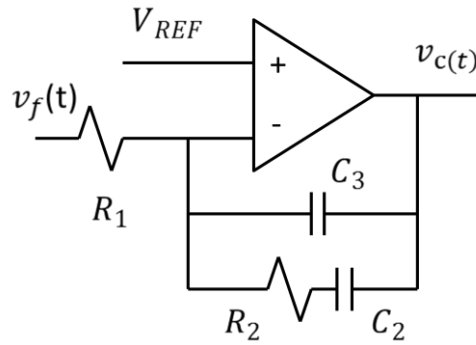


FIGURA 4.3 Circuito analógico del Regulador tipo 2: R(s)

Para realizar el diseño del regulador hace falta hallar la función de transferencia $G_{vovc} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c}$ y como se ha obtenido en el anterior capítulo no se necesita hacerlo de nuevo.

Primero importamos el circuito de lazo abierto de PSIM a SmartCtrl, éste programa cogerá el bloque como un planta y se dispone de escoger el divisor de tensión y el tipo de regulador. En el caso del regulador tipo 2 se escoge la R_1 . Una vez hecho lo anterior, se impone un MF > 45 grados y una frecuencia de cruce en la que se cumple la ganancia unidad y el MF mayor de 45 grados.

SmartCtrl utiliza el método de la K para despejar los valores de los componentes del regulador.

$$TMR(s) = G_{vovc}(s) \cdot \beta$$

$$k = \text{tg} \left[\frac{1}{2} \cdot \left(MF - \left| TMR(f_{\text{cruce}}) \right| \right) \right]$$

Se diseña el regulador para:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad MF = 60^\circ \quad f_{\text{cruce}} = 3.5 \text{ kHz}$$

$$R_2 = 53.71 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 5.58 \text{ nF}$$

$$C_3 = 310.614 \text{ pF}$$

Ofreciendo los siguientes resultados:

$$V_{REF} = 2.5 \text{ V}$$

$$k = 3.053$$

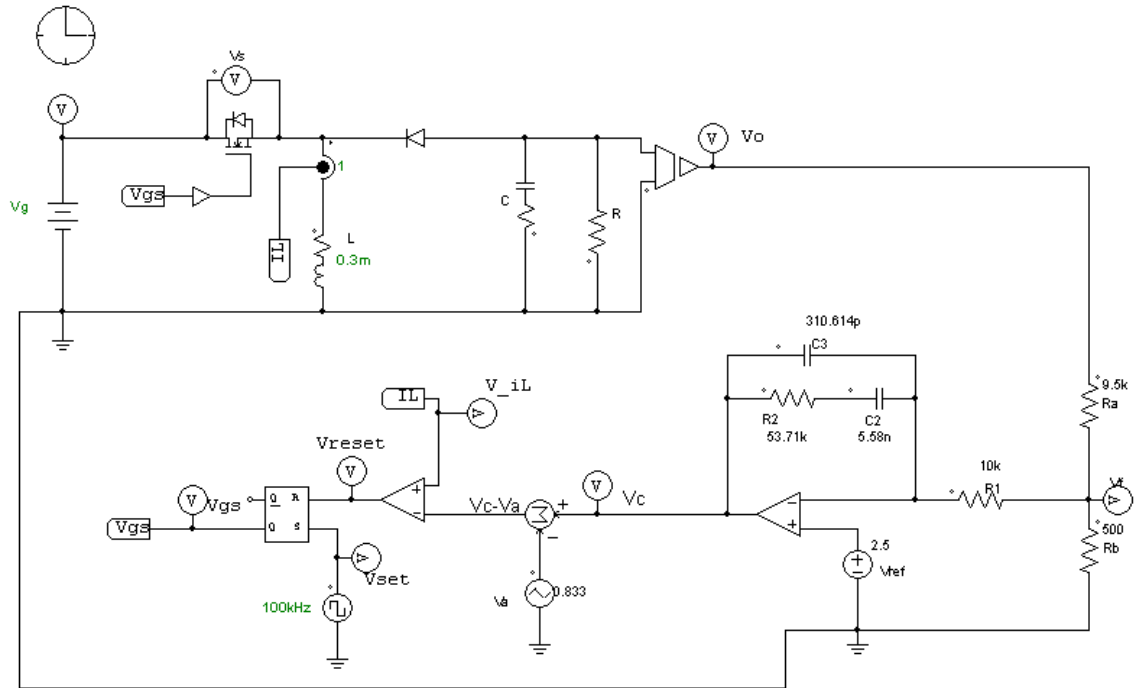


FIGURA 4.4 Circuito completo del convertidor Reductor-Elevador en Psim.

4.4 CONCLUSIONES

En primer lugar, el diseño del control se realiza a partir de las hojas de características ofrecidas por el fabricante del circuito 3843. Se ha escogido el UC3843 por sus amplias prestaciones, una de las cuales es que está especialmente diseñado para el control en modo corriente de pico.

En segundo lugar, el sistema en lazo cerrado es capaz de regular la amplitud del ciclo de trabajo de forma automatizada para mantener la tensión en la salida, lo más constante posible. Es decir, si en determinado tiempo se produce un salto en la tensión de alimentación produciendo que la tensión de salida varíe aumentándose, el controlador actúa en un tiempo transitorio variando el ciclo de trabajo a fin de conseguir la tensión de salida tenida anteriormente.

Capítulo 5:

5 VALIDACIÓN

5.1 SIMULACIÓN

Para realizar la simulación se utiliza Psim y se compara con las funciones de transferencia puestas en Mathcad.

En lazo cerrado el circuito queda así:

Se realiza un barrido en frecuencia para obtener el bode de la ganancia del lazo $T(j\omega)$ del sistema, y esto se compara con el obtenido en Mathcad.

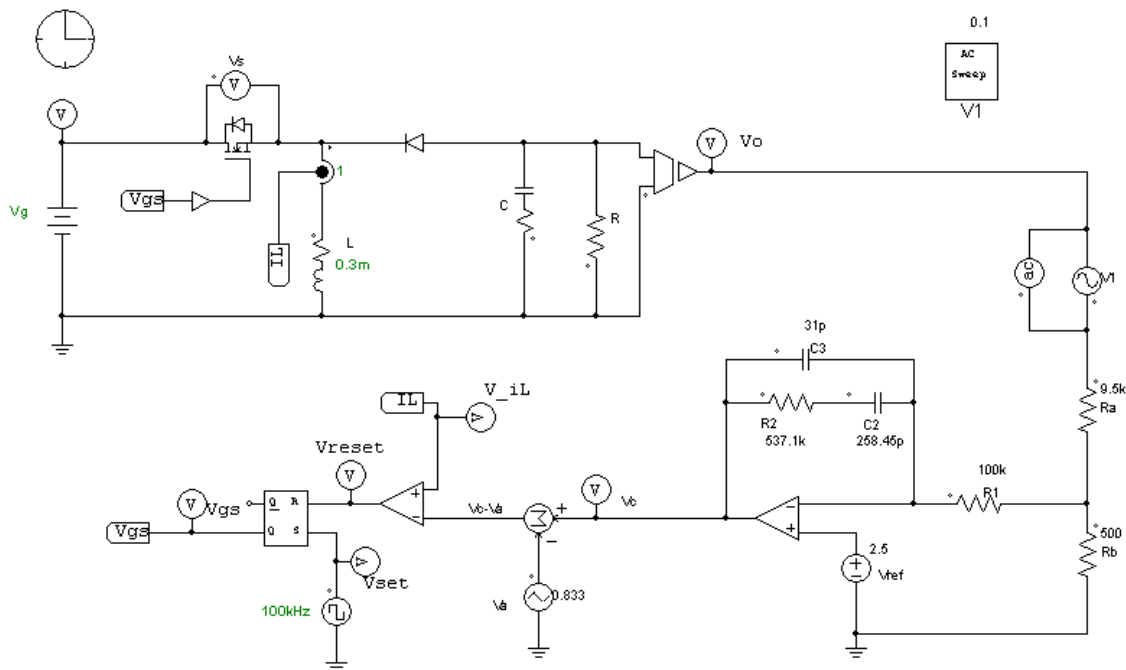


FIGURA 5.1 Circuito eléctrico en lazo cerrado del convertidor Reductor-Elevador para realizar el Bode.

5.1.1 VALIDACIÓN DE LAS FUNCION DE TRANSFERENCIA EN BUCLE CERRADO MEDIANTE SIMULACIÓN

Se compara con SmartControl, programa de permitir hallar el regulador por el facto K, también nos permite comparar el bode representado en Psim e importarlo en la interfaz de SmartControl.

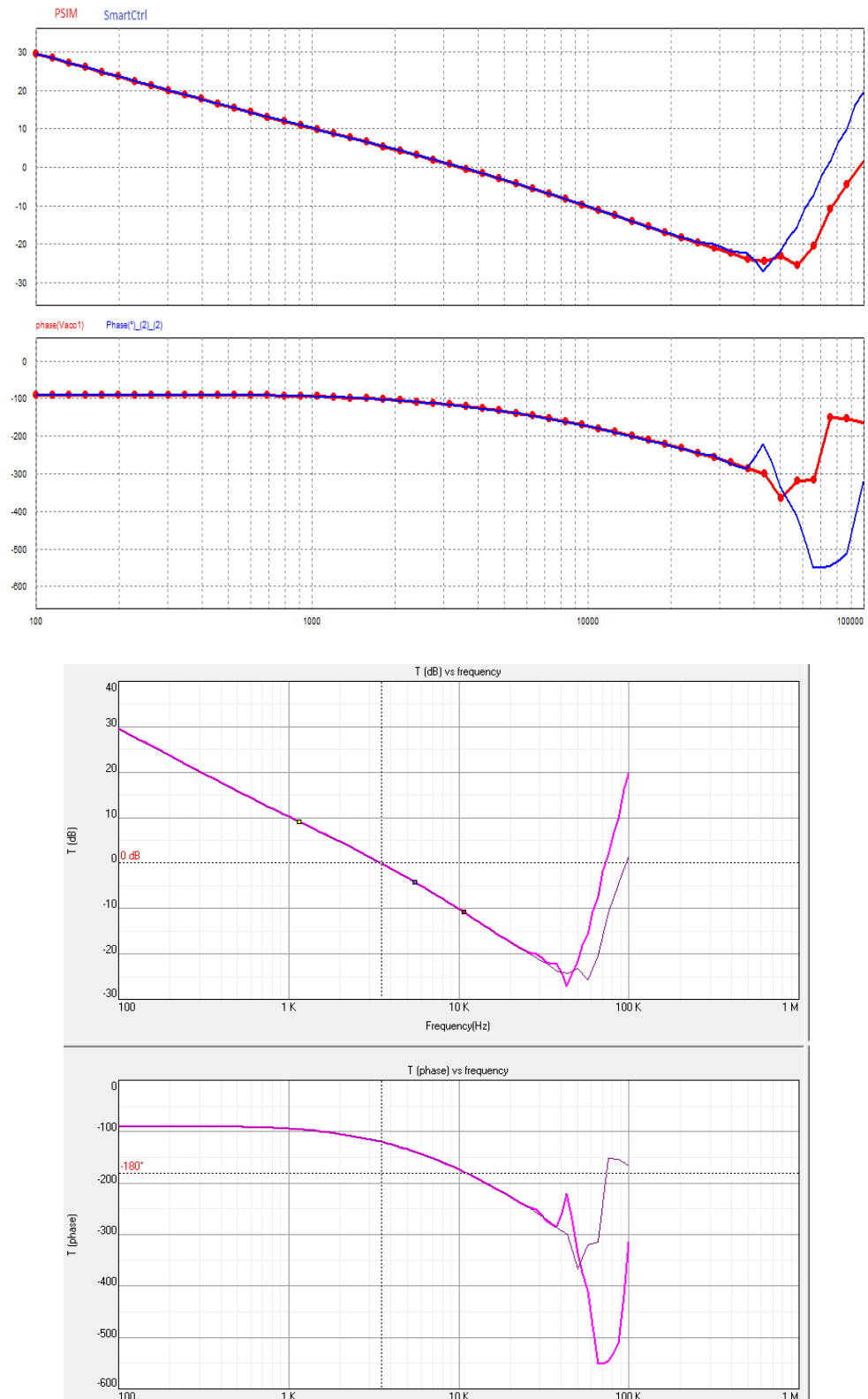


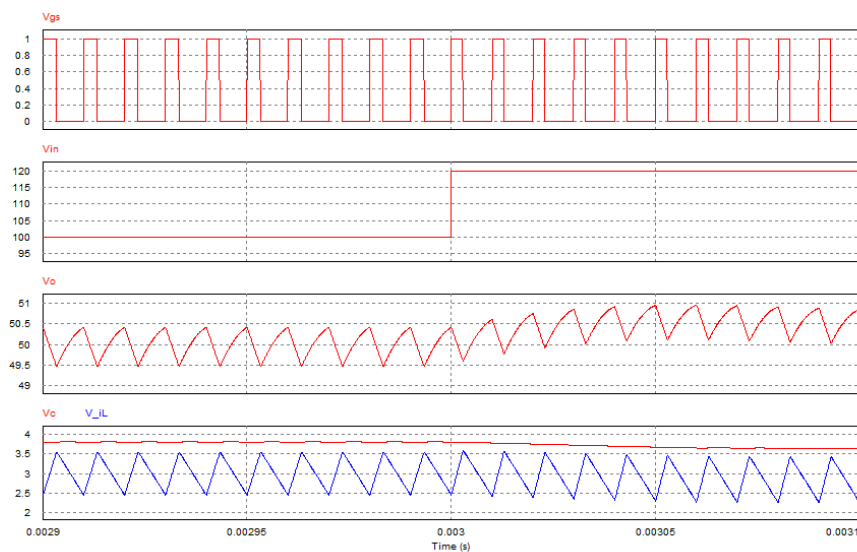
FIGURA 5.2 Diagrama de Bode del lazo cerrado de sistema $T(s)$, (a) realizado desde Psim e importando de SmartCtrl. (b) realizado en SmartCtrl e importado el Bode de Psim.

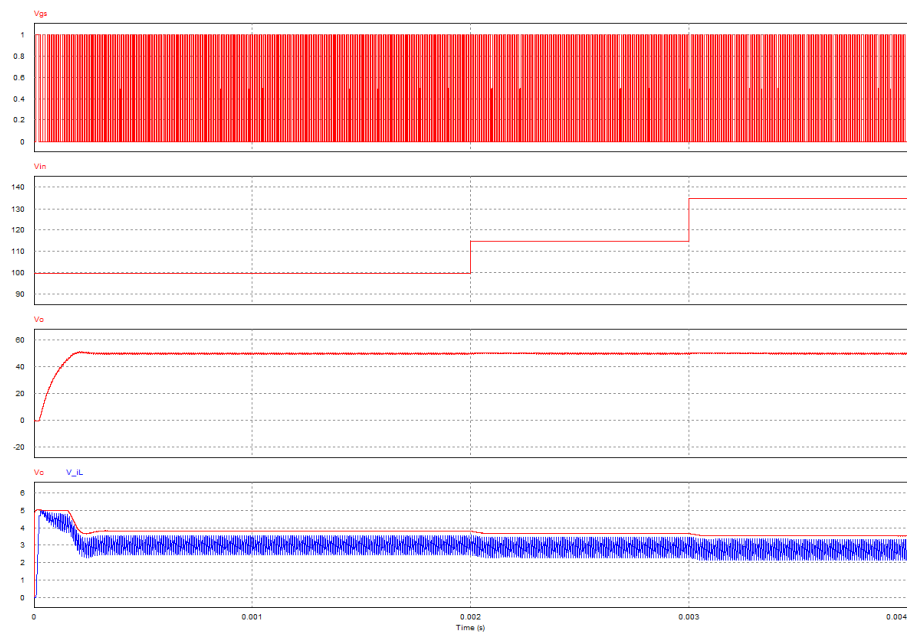
Su validación indica que es correcto el tipo de modelado realizado, también no se considera la representación realizada a partir de la mitad de la frecuencia de conmutación que es 100 kHz.

5.1.2 VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE ESCALONES DE TENSIÓN DE ENTRADA Y ESCALONES DE LA CARGA

VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE ESCALONES DE TENSIÓN DE ENTRADA

Se comprueba la estabilidad del sistema en bucle cerrado. Para esto se introduce un escalón de tensión y se observa que pasa con las formas de onda del ciclo de trabajo y como se ve afectada la tensión de salida.





Demostración de estabilidad en Psim Tensión $V_{gs}(t)$, tensión de alimentación $V_g(t)$, tensión de salida $V_o(t)$ y la comparación de tensión de control $V_c(t)$ con la tensión en la bobina V_{i_L} .

5.2 CONCLUSIONES

Efectivamente se cumple la regulación de la tensión de salida en poco tiempo después de aplicar un escalón de tensión. El tiempo que tardan recuperarse es el régimen transitorio, régimen con el que se ha trabajado fundamentalmente el proyecto fin de carrera.

Se observa que la tensión de salida se mantiene aunque se modifique la tensión de entrada. Si se aumenta la tensión entrada, aumenta la tensión de realimentación. Esta tensión $V_f(t)$ entra al comparador. La diferencia entre la V_{ref} y $V_f(t)$ será menor que la anterior tensión, llevando a acortar el pulso de trabajo y por lo tanto disminuye la tensión de salida, así hasta que se establezca la señal. Si seguimos aumentando la tensión de entrada lo único que se provoca es disminuir la tensión de error y deja pasar menos tiempo la corriente de la tensión de entrada.

Capítulo 6:

6 PRESUPUESTO

Este capítulo está dedicado al estudio económico de este proyecto Fin de carrera. El presupuesto total de cada componente del convertidor DC/DC consta de la parte de desarrollo teórico y la ejecución de los programas de cálculo así como el coste de los propios materiales. Los costes de los materiales se han suprimido, habiendo que tener en cuenta a la hora de ejecutar el proyecto.

Se evalúa el coste por el desarrollo de actividades, teniendo en cuenta el número de horas empleadas y el coste por hora. A continuación se presenta el presupuesto en bruto desglosado por actividades.

ACTIVIDAD	PRECIO(€/HORA)	Nº HORAS	COSTE (€)
Control del Convertidor	15	100	1500
Modelado del convertidor	15	150	2250
Diseño de control	18	10	180
Memoria	12	120	1440
Total	60	380	5370

TABLA 6.1 Desglose del presupuesto por actividades

El presupuesto final tras la evaluación de los costes de desarrollo y la ausencia de costes de materiales, queda así:

TIPO	COSTE
Coste de desarrollo	5370
I.V.A (16%)	859,2
TOTAL	6229,2

Tabla 6.2 Presupuesto Final

El coste total del proyecto es de seis mil doscientos veinte nueve con dos céntimos.

Capítulo 7:

7 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

El objetivo ha sido desarrollar el modelado dinámico con control el modo corriente de pico para el convertidor Reductor-Elevador y se ha hecho satisfactoriamente con la validación de las funciones de transferencia en Mathcad y el circuito análogo en Psim, en lazo abierto. Y para la validación el lazo cerrado se ha utilizado SmartCtrl y PSIM.

Hay que destacar que el control por modo corriente de pico no tiene las clásicas funciones de transferencia dependiente del ciclo de trabajo, si no ahora va a depender de la corriente saliente, la tensión de alimentación y la corriente de control o tensión de control. Pero además se desarrolla un modulador más complejo, al no solo depender de la amplitud de la rampa V_{tri} .

El modelado dinámico utilizado es modelar de forma independiente los bloques del modulador y la planta, así consiguiendo un modelado más organizado. La combinación de ambas va a generar el circuito canónico, pasando la tensión de salida a depender de la tensión de control, corriente de salida y fuente de alimentación.

Prosiguiendo con el modelado del modulador se implementa un nuevo circuito llamado rampa de compensación que va estabilizar en sistema cuando el $D > 0.5$, Además se tiene en cuenta el retardo que puede producirse hasta la actualización de una variable y para ello se añade el efecto de muestreo.

Al finalizar la estructura del modulador el comportamiento del ciclo de trabajo depende de la corriente por la bobina, la tensión de alimentación, la corriente de control y la tensión de salida. Como se puede observar se produce Feed-Forward por la entrada del tensión de salida.

Por otro lado se realiza el modelado de la planta en modo de conducción continua y también en modo de conducción discontinua. Se realiza la validación de cada bloque independientemente, esto se muestra en el Anexo 2.

Y después de haber modelado ambos bloques se unen para formar el modelado canónico descrito antes, también se presenta validado correctamente. Es importante decir que las expresiones del modelado canónico cumple para cualquier convertidor DC/DC, pero si varia la funciones de transferencia del modulador y la planta dependiendo del tipo de convertidor escogido. Se presenta una lista con las funciones de transferencia de forma que cualquier usuario interesado pueda acceder a ellas.

Se ha realizado en este proyecto el modelado dinámico en modo de conducción discontinua por el método de Orden Reducido que a frecuencias altas tiende a un valor constante. Realmente este método es una aproximación, entonces se pretende en un trabajo futuro realiza un mejor modelado completo para el modo de conducción discontinua.

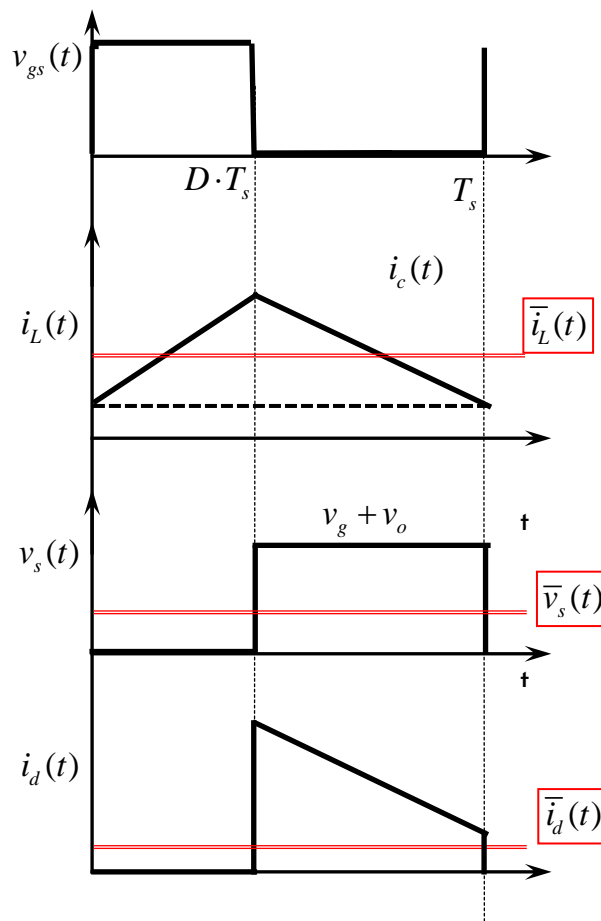
Como trabajos futuros se prevé realizar la validación experimental del control por modo corriente de pico, así dando más contraste con los resultados obtenidos.

ANEXOS

ANEXO 1. DESARROLLO DEL MODELADO DE LA PLANTA Y DEL MODULADOR A LA VEZ

Se realiza el modelado dinámico de cómo se comporta la tensión de salida respecto la tensión o de control para el convertidor **Reductor-Elevador**. No se considera la rampa de compensación:

$$G_{vovc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)}$$



Señales de onda del ciclo de trabajo, la corriente de pico o corriente de control, la tensión de control (funcionamiento del MOSFET) y la corriente del diodo del convertidor Reductor-Elevador

Llegando a la siguiente expresión (ver FIGURA 7.1):

$$G_{vovc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)}$$

$$\hat{i}_{RC} = \frac{(1-D) \cdot \left(1 - \frac{D \cdot Leq \cdot s}{R}\right)}{\left(1 + \frac{(1-D)T \cdot s}{2}\right)} \cdot \hat{i}_p - \frac{(1-D) \cdot T + \frac{D}{R}}{\left(1 + \frac{(1-D)T \cdot s}{2}\right)} \cdot \hat{V}_o$$

Gi dinámica de la fuente de corriente:

$$G_i(s) = \frac{(1-D) \cdot \left(1 - \frac{D \cdot Leq \cdot s}{R}\right)}{\left(1 + \frac{(1-D)T \cdot s}{2}\right)} \cdot \hat{i}_p$$

Dinámica de la impedancia:

$$Z_{total} = \frac{(1-D) \cdot T + \frac{D}{R}}{\left(1 + \frac{(1-D)T \cdot s}{2}\right)} = \frac{(1-D)T \cdot s}{2 \cdot \left(\frac{(1-D) \cdot T}{2 \cdot Leq} + \frac{D}{R}\right)} + \frac{1}{\frac{(1-D) \cdot T}{2 \cdot Leq} + \frac{D}{R}}$$

$$R_{sen} = 1$$

$$G_{vovc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{Z_{total}(s) \cdot G_i(s)}{R_{sen}}$$

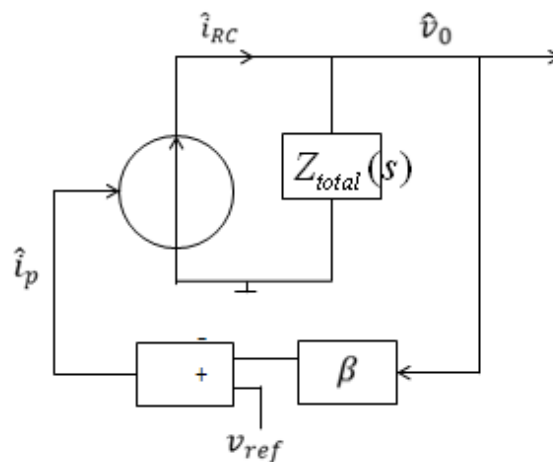


FIGURA 7.1 Diagrama de bloques en lazo cerrado del modelado de la planta y el modulador a la vez.

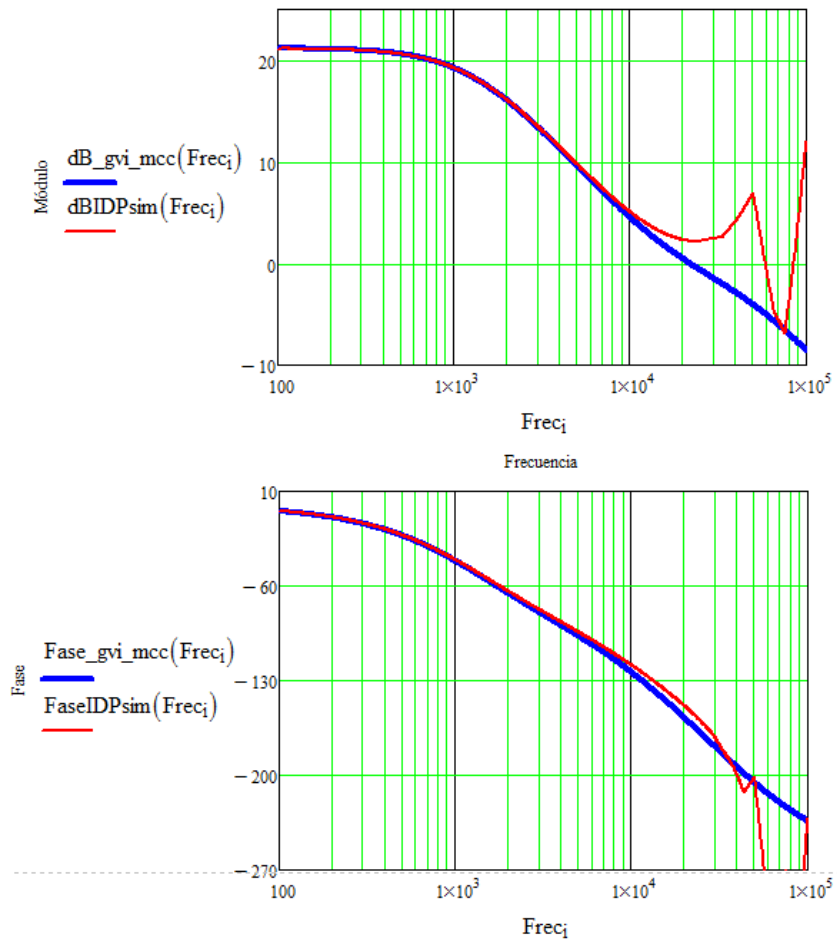


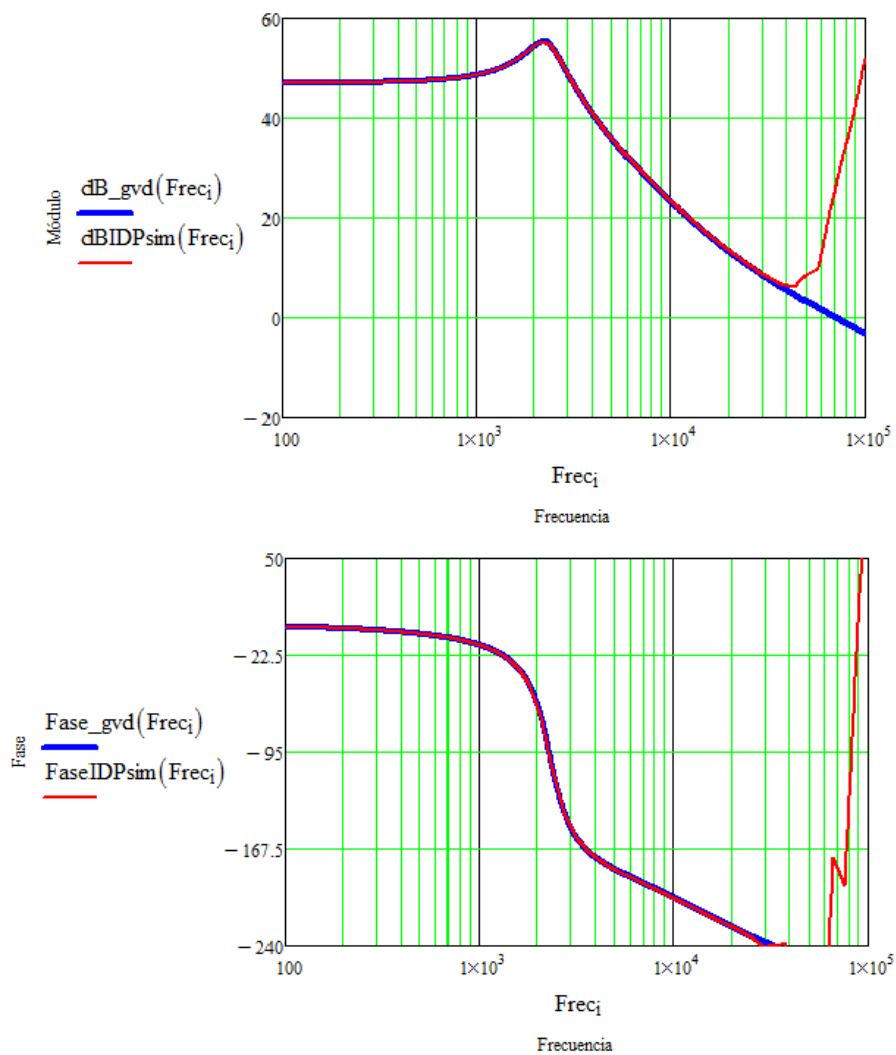
FIGURA 7.2 Validación del Bode de la tensión de salida respecto la tensión de control para el convertidor Reductor-Elevador.

ANEXO 2. FUNCIONES DE TRANFERENCIA DE LA PLANTA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR:

MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA (MCC)

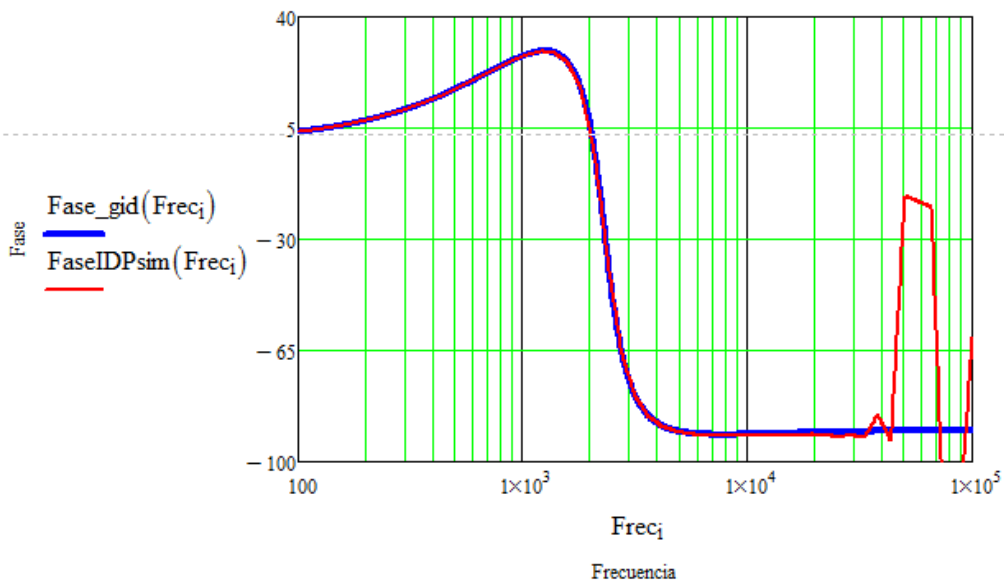
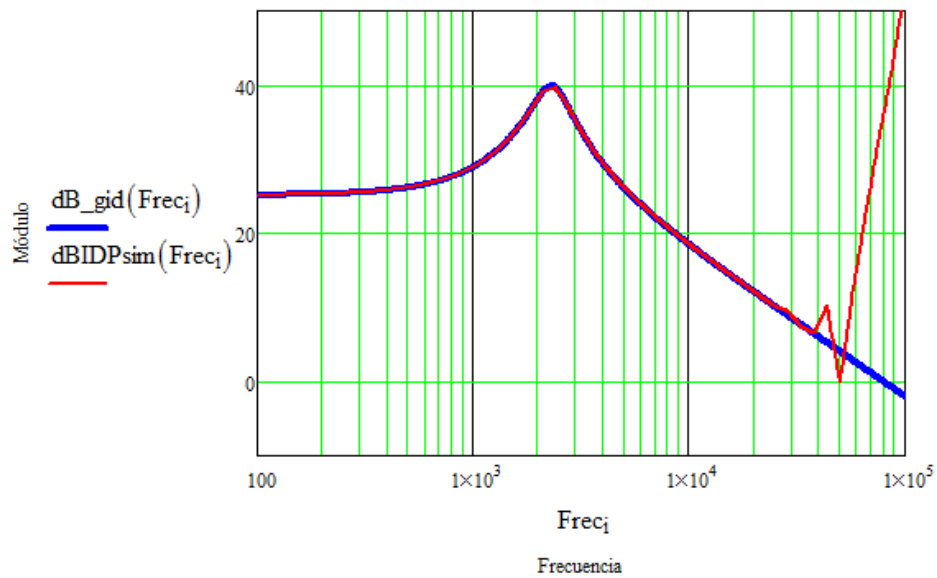
MCC 1. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \bigg|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$



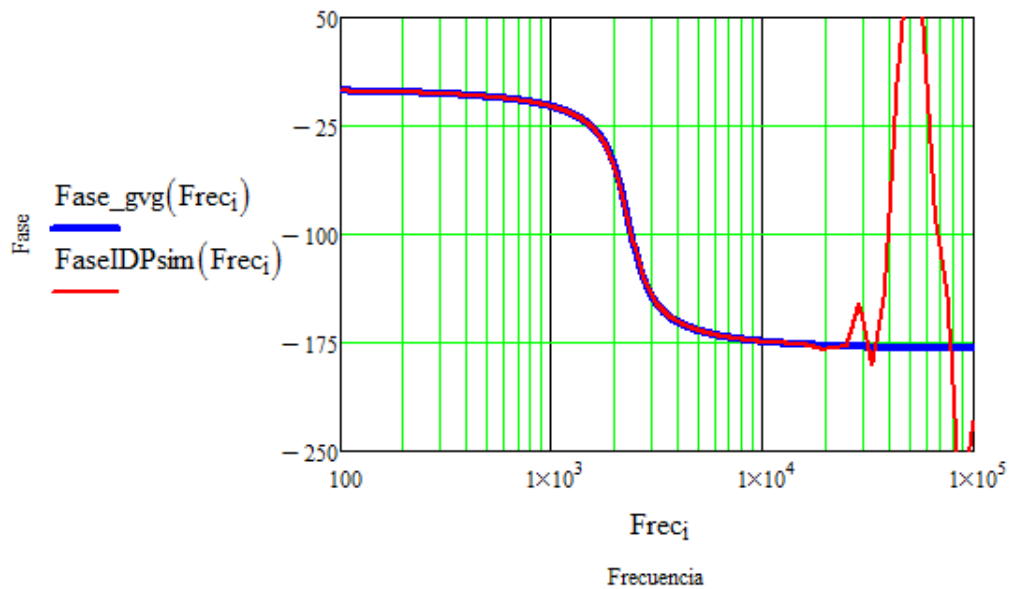
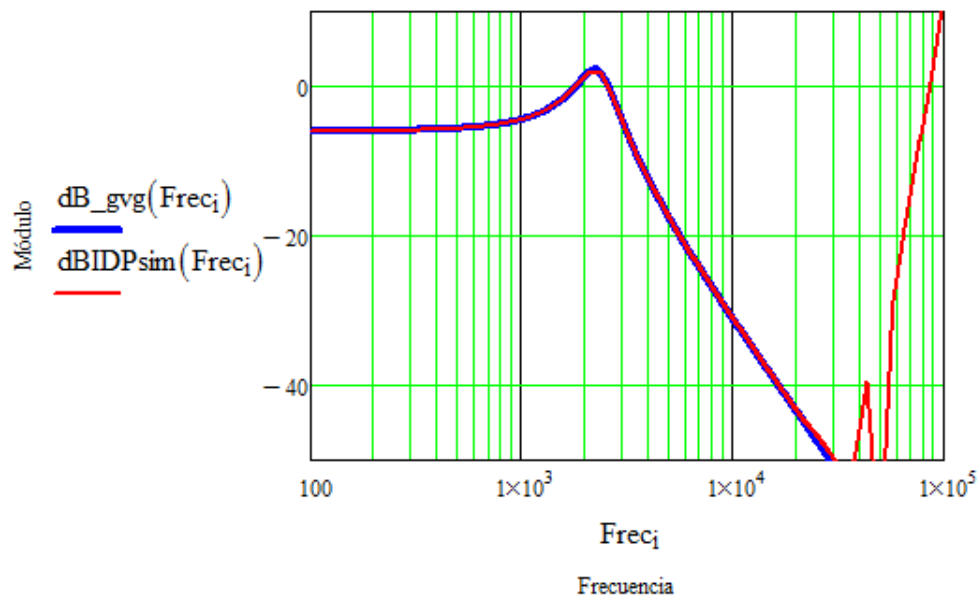
MCC 2. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \Bigg|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$



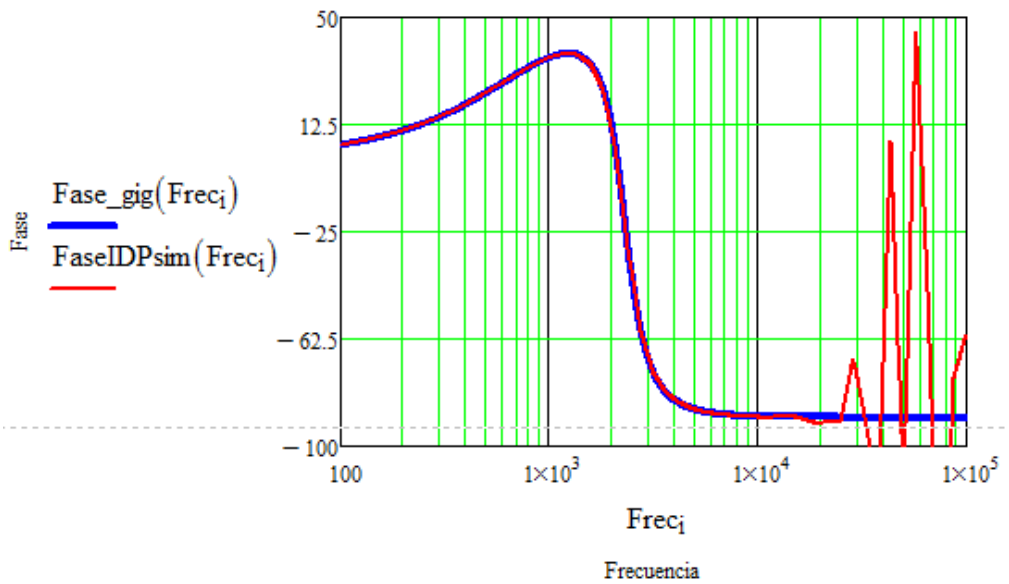
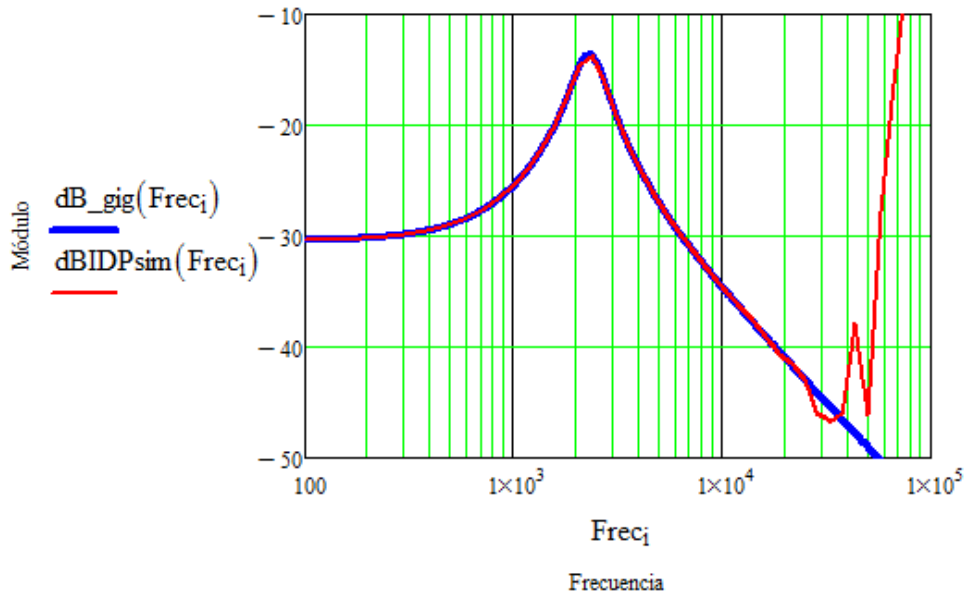
MCC 3. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$



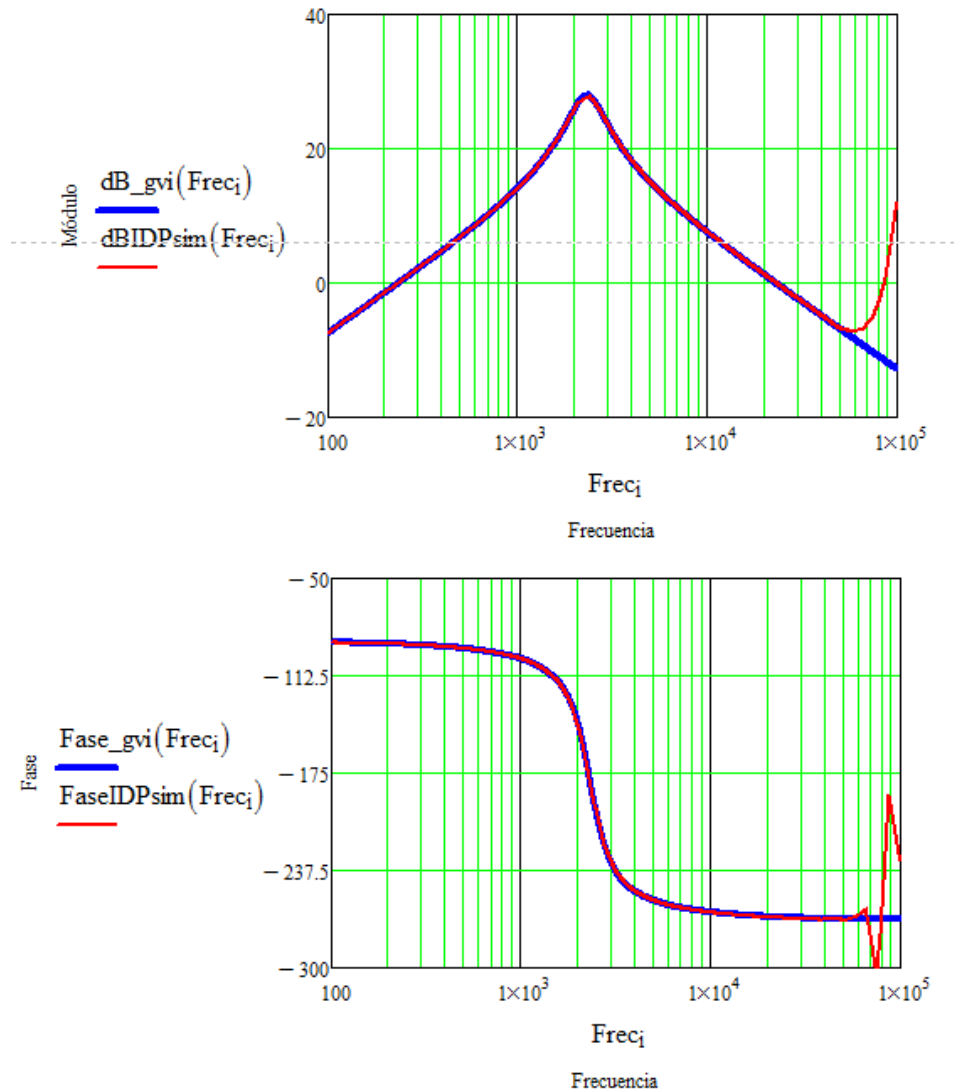
MCC 4. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$



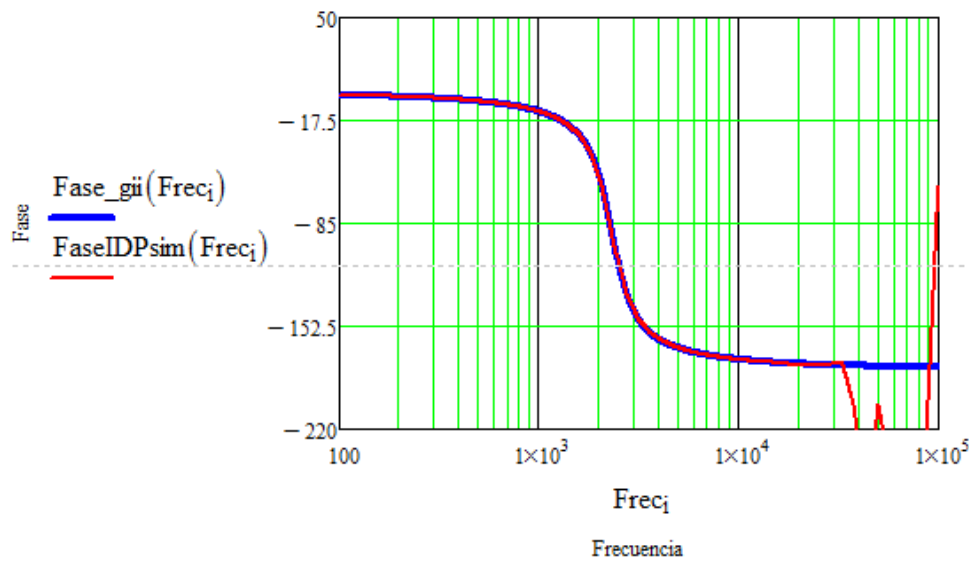
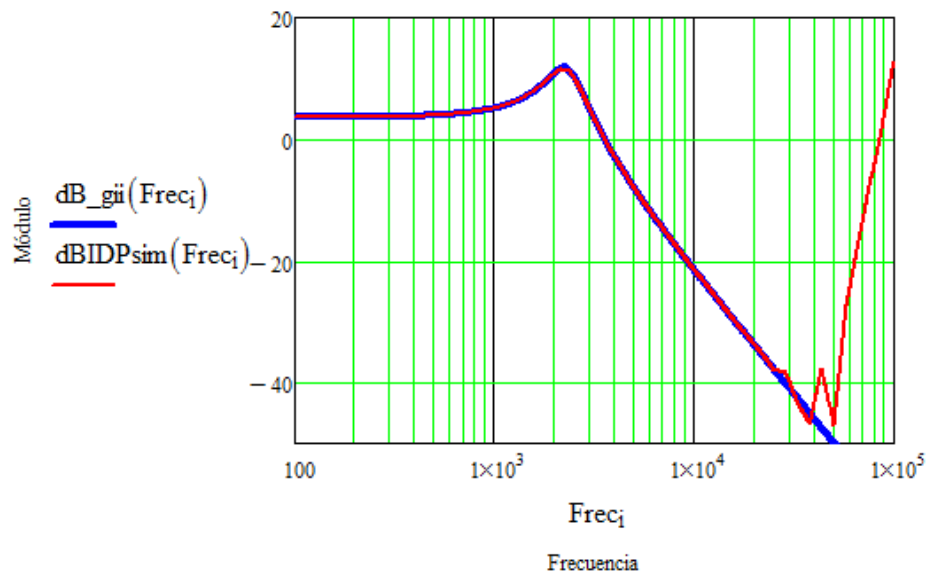
MCC 5. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$



MCC 6. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

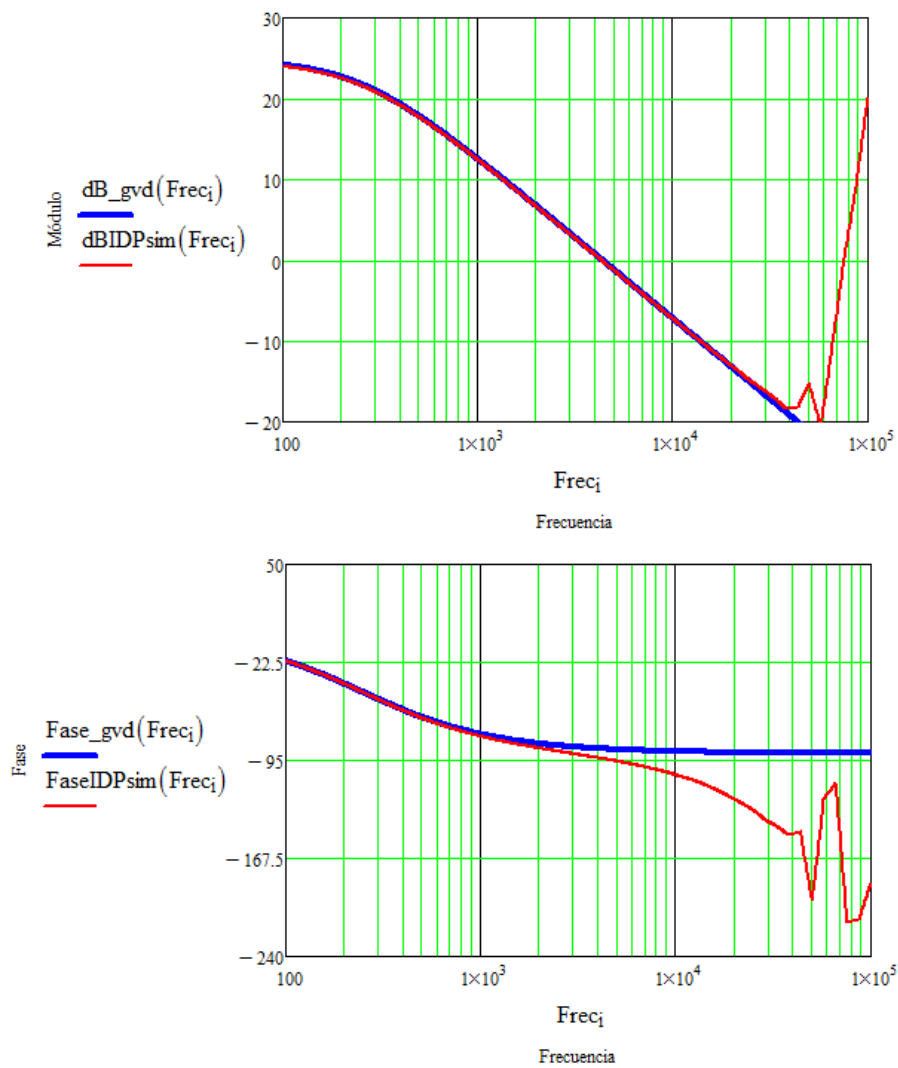
$$G_{ii}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$



MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA (MCD)

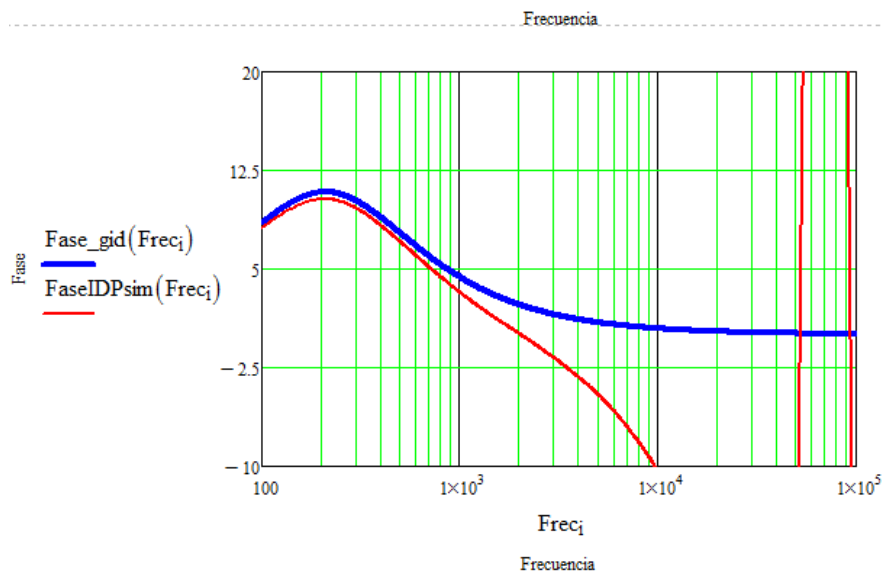
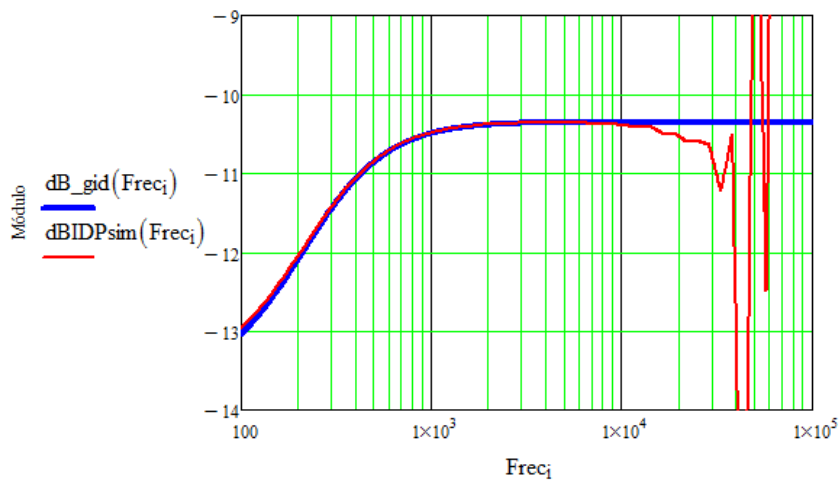
MCD 1. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \bigg|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$



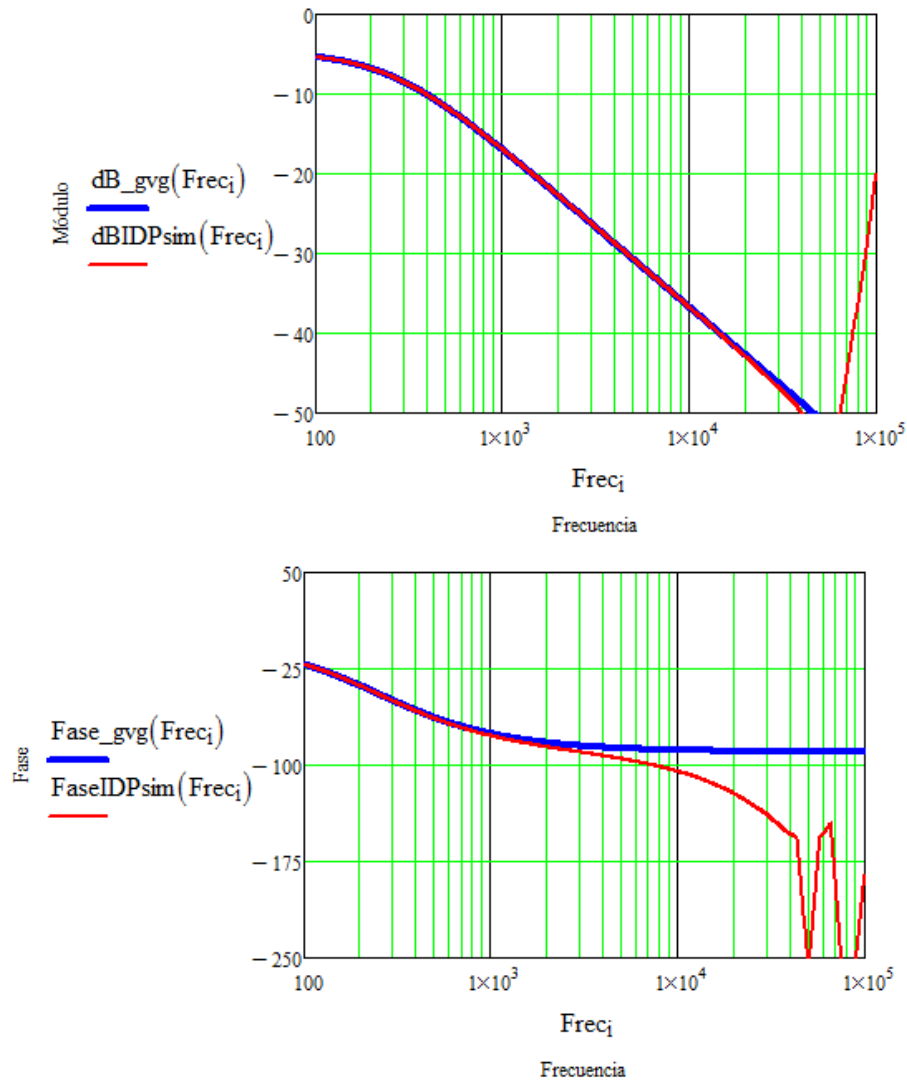
MCD 2. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CICLO DE TRABAJO:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)} \bigg|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$$



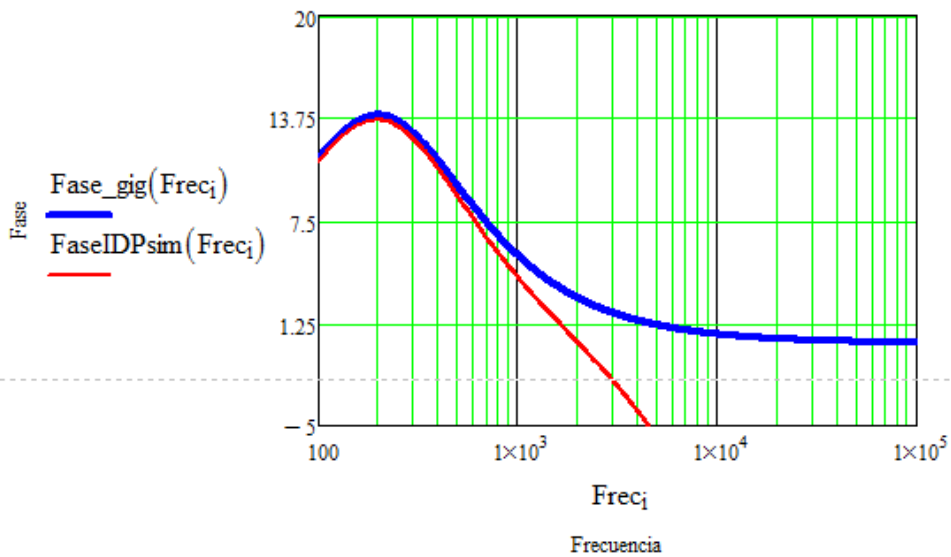
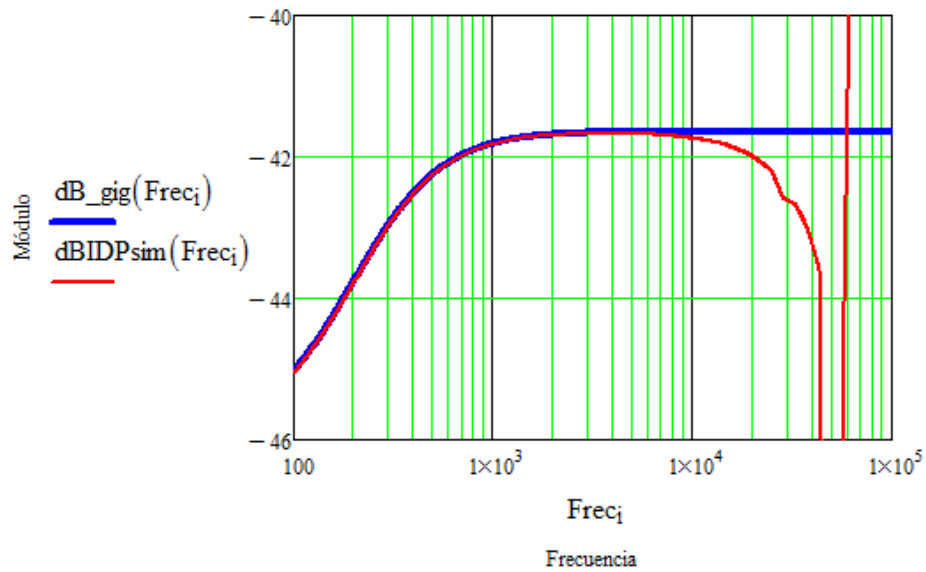
MCD 3. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$



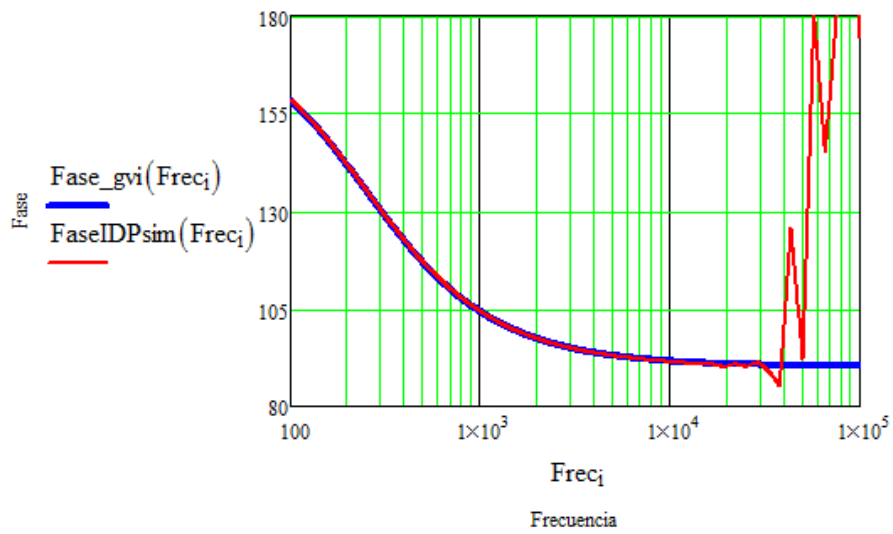
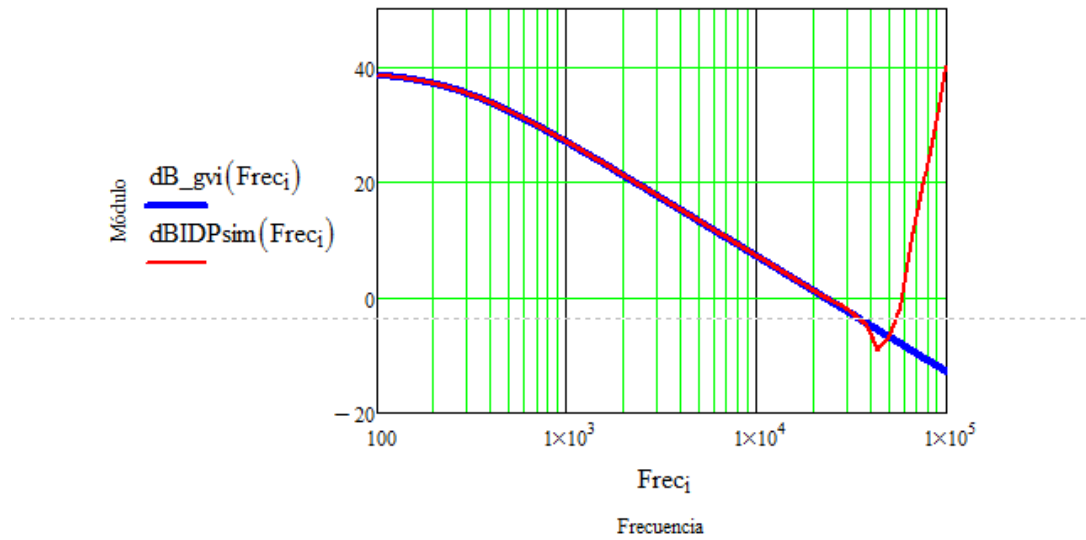
MCD 4. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO TENSIÓN DE ENTRADA:

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{i}_o=0 \\ d=0}}$$



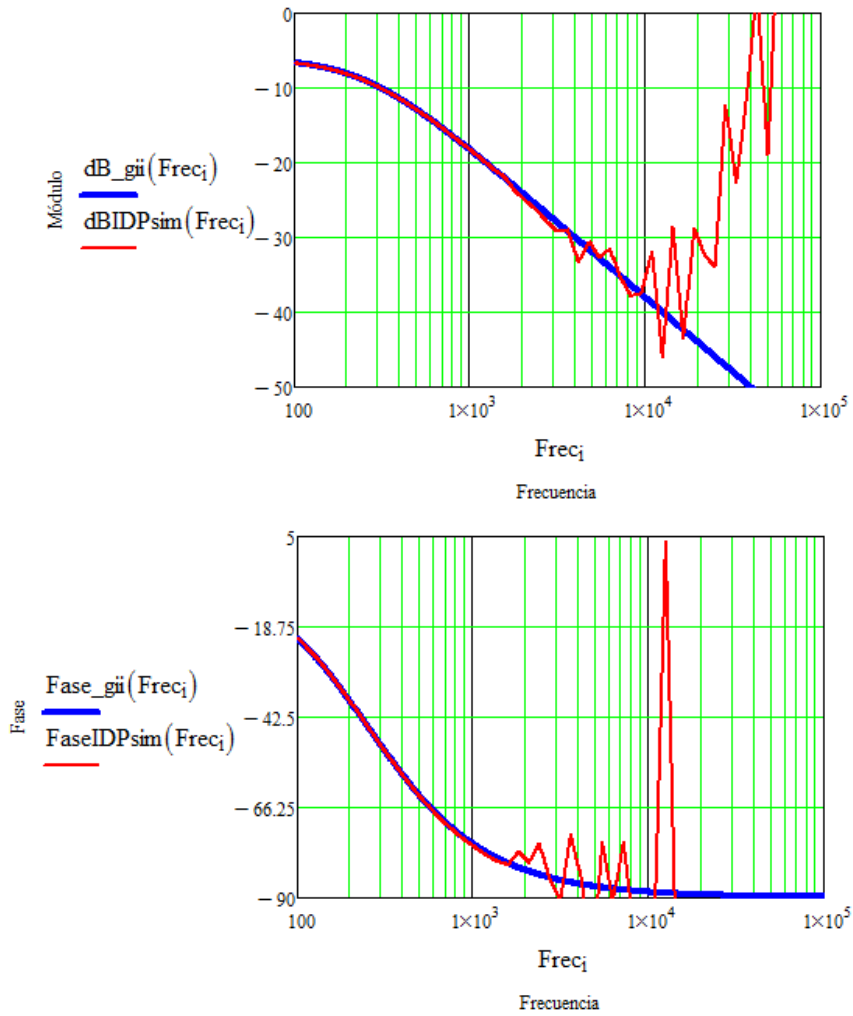
MCD 5. TENSIÓN DE SALIDA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$



MCD 6. CORRIENTE DE LA BOBINA RESPECTO CORRIENTE DE SALIDA:

$$G_{ii}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ d=0}}$$





**ANEXO 3. HOJA DE DATOS DE LAS APLICACIONES DEL
CIRCUITO INTEGRADO 3843**



Current Mode PWM Controller

FEATURES

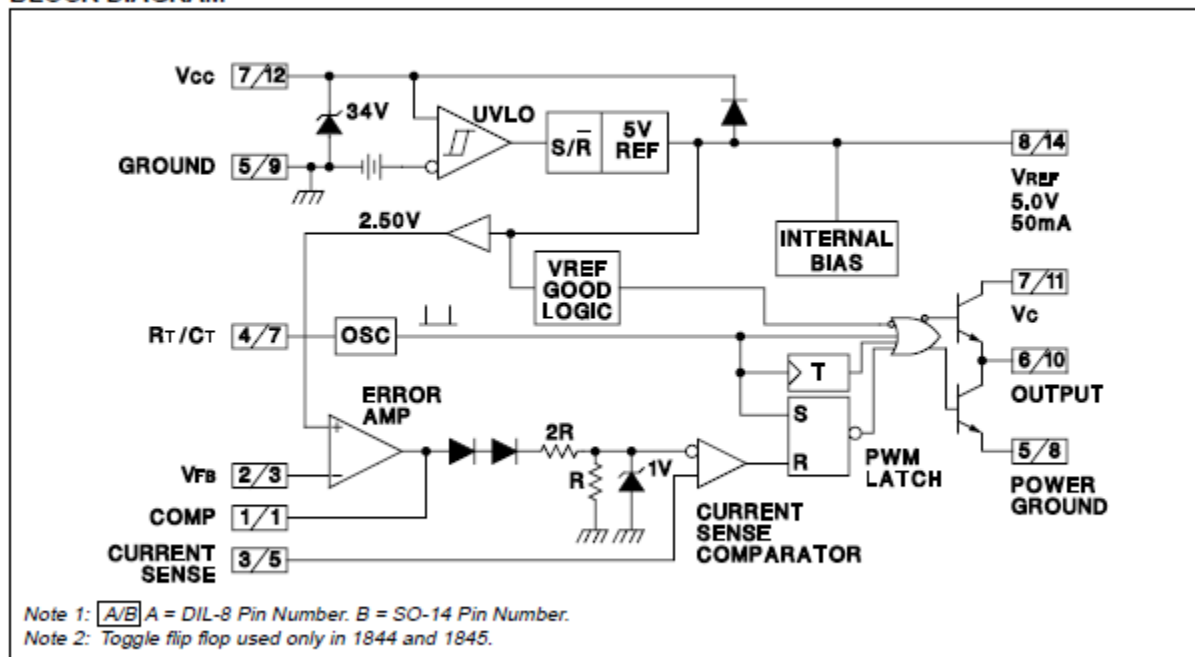
- Optimized For Off-line And DC To DC Converters
- Low Start Up Current (<1mA)
- Automatic Feed Forward Compensation
- Pulse-by-pulse Current Limiting
- Enhanced Load Response Characteristics
- Under-voltage Lockout With Hysteresis
- Double Pulse Suppression
- High Current Totem Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- 500kHz Operation
- Low RO Error Amp

DESCRIPTION

The UC1842/3/4/5 family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include under-voltage lockout featuring start up current less than 1mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input, logic to insure latched operation, a PWM comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N Channel MOSFETs, is low in the off state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC1842 and UC1844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off), ideally suited to off-line applications. The corresponding thresholds for the UC1843 and UC1845 are 8.4V and 7.6V. The UC1842 and UC1843 can operate to duty cycles approaching 100%. A range of zero to 50% is obtained by the UC1844 and UC1845 by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

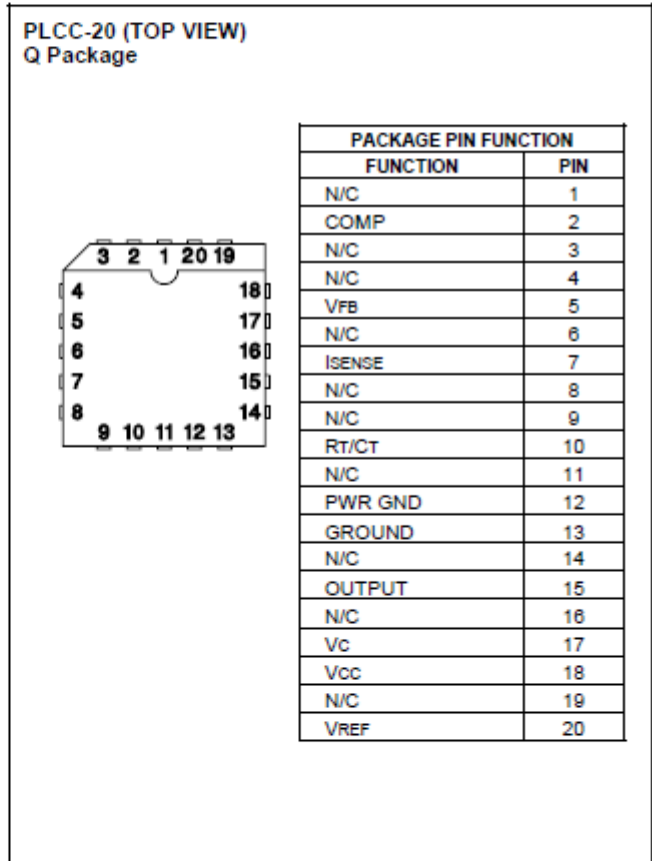
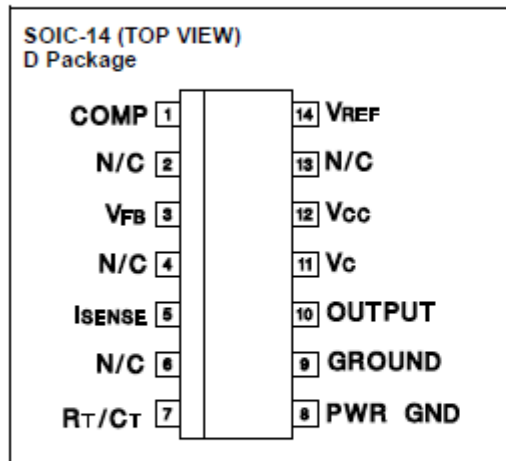
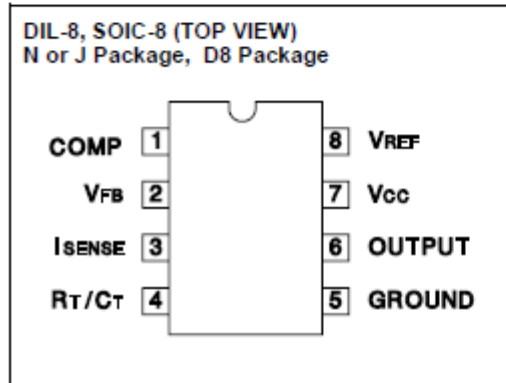
Supply Voltage (Low Impedance Source)	30V
Supply Voltage (I _{CC} < 30mA)	Self Limiting
Output Current	±1A
Output Energy (Capacitive Load)	5μJ
Analog Inputs (Pins 2, 3)	-0.3V to +6.3V
Error Amp Output Sink Current	10mA
Power Dissipation at TA ≤ 25°C (DIL-8)	1W
Power Dissipation at TA ≤ 25°C (SOIC-14)	725mW
Storage Temperature Range	-85°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1: All voltages are with respect to Pin 5.

All currents are positive into the specified terminal.

Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS



UC1842/3/4/5
UC2842/3/4/5
UC3842/3/4/5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $\text{VCC} = 15\text{V}$ (Note 5); $\text{RT} = 10\text{k}$; $\text{CT} = 3.3\text{nF}$; $\text{TA} = \text{TJ}$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{I}_\text{O} = 1\text{mA}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$12 \leq \text{VIN} \leq 25\text{V}$		6	20		6	20	mV
Load Regulation	$1 \leq \text{I}_\text{O} \leq 20\text{mA}$		6	25		6	25	mV
Temp. Stability	(Note 2) (Note 7)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Variation	Line, Load, Temp. (Note 2)	4.9		5.1	4.82		5.18	V
Output Noise Voltage	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$, $\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$ (Note 2)		50			50		μV
Long Term Stability	$\text{TA} = 125^{\circ}\text{C}$, 1000Hrs. (Note 2)		5	25		5	25	mV
Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy	$\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$ (Note 6)	47	52	57	47	52	57	kHz
Voltage Stability	$12 \leq \text{VCC} \leq 25\text{V}$		0.2	1		0.2	1	%
Temp. Stability	$\text{T}_{\text{MIN}} \leq \text{TA} \leq \text{T}_{\text{MAX}}$ (Note 2)		5			5		%
Amplitude	$\text{VPIN} 4$ peak to peak (Note 2)		1.7			1.7		V
Error Amp Section								
Input Voltage	$\text{VPIN} 1 = 2.5\text{V}$	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	μA
AVOL	$2 \leq \text{V}_\text{O} \leq 4\text{V}$	65	90		65	90		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 2) $\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	$12 \leq \text{VCC} \leq 25\text{V}$	60	70		60	70		dB
Output Sink Current	$\text{VPIN} 2 = 2.7\text{V}$, $\text{VPIN} 1 = 1.1\text{V}$	2	6		2	6		mA
Output Source Current	$\text{VPIN} 2 = 2.3\text{V}$, $\text{VPIN} 1 = 5\text{V}$	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
VOUT High	$\text{VPIN} 2 = 2.3\text{V}$, $\text{RL} = 15\text{k}$ to ground	5	6		5	6		V
VOUT Low	$\text{VPIN} 2 = 2.7\text{V}$, $\text{RL} = 15\text{k}$ to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V
Current Sense Section								
Gain	(Notes 3 and 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	$\text{VPIN} 1 = 5\text{V}$ (Note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
PSRR	$12 \leq \text{VCC} \leq 25\text{V}$ (Note 3) (Note 2)		70			70		dB
Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	μA
Delay to Output	$\text{VPIN} 3 = 0$ to 2V (Note 2)		150	300		150	300	ns

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $\text{VPIN} 2 = 0$.

Note 4: Gain defined as

$$A = \frac{\Delta \text{VPIN} 1}{\Delta \text{VPIN} 3}, 0 \leq \text{VPIN} 3 \leq 0.8\text{V}$$

Note 5: Adjust VCC above the start threshold before setting at 15V.

Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

Note 7: Temperature stability, sometimes referred to as average temperature coefficient, is described by the equation:

$$\text{Temp Stability} = \frac{V_{\text{REF}}(\text{max}) - V_{\text{REF}}(\text{min})}{\text{TJ}(\text{max}) - \text{TJ}(\text{min})}$$

$V_{\text{REF}}(\text{max})$ and $V_{\text{REF}}(\text{min})$ are the maximum and minimum reference voltages measured over the appropriate temperature range. Note that the extremes in voltage do not necessarily occur at the extremes in temperature.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq \text{TA} \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $\text{VCC} = 15\text{V}$ (Note 5); $\text{RT} = 10\text{k}$; $\text{CT} = 3.3\text{nF}$, $\text{TA} = \text{TJ}$.

PARAMETER	TEST CONDITION	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Section								
Output Low Level	$\text{ISINK} = 20\text{mA}$		0.1	0.4		0.1	0.4	V
	$\text{ISINK} = 200\text{mA}$		1.5	2.2		1.5	2.2	V
Output High Level	$\text{ISOURCE} = 20\text{mA}$	13	13.5		13	13.5		V
	$\text{ISOURCE} = 200\text{mA}$	12	13.5		12	13.5		V
Rise Time	$\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{CL} = 1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Fall Time	$\text{TJ} = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{CL} = 1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Under-voltage Lockout Section								
Start Threshold	X842/4	15	18	17	14.5	16	17.5	V
	X843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	V
Min. Operating Voltage After Turn On	X842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	V
	X843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
PWM Section								
Maximum Duty Cycle	X842/3	95	97	100	95	97	100	%
	X844/5	46	48	50	47	48	50	%
Minimum Duty Cycle				0			0	%
Total Standby Current								
Start-Up Current			0.5	1		0.5	1	mA
Operating Supply Current	$\text{VPIN} 2 = \text{VPIN} 3 = 0\text{V}$		11	17		11	17	mA
VCC Zener Voltage	$\text{ICC} = 25\text{mA}$	30	34		30	34		V

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $\text{VPIN} 2 = 0$.

Note 4: Gain defined as:

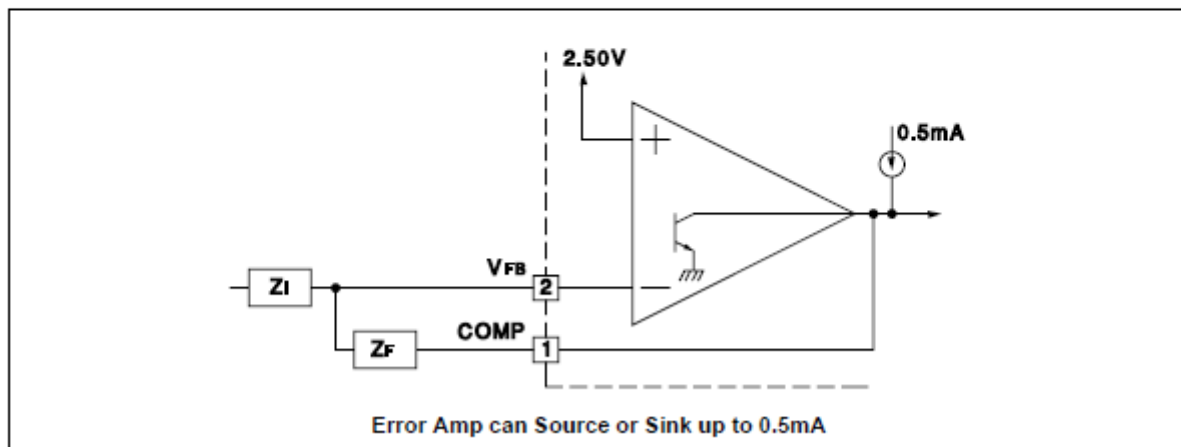
$$A = \frac{\Delta \text{VPIN} 1}{\Delta \text{VPIN} 3}, 0 \leq \text{VPIN} 3 \leq 0.8\text{V}.$$

Note 5: Adjust VCC above the start threshold before setting at 15V.

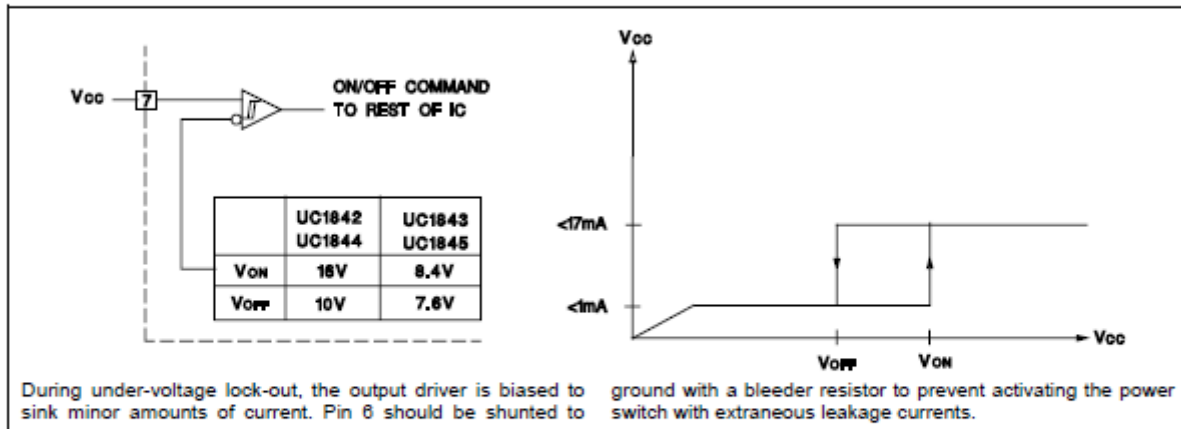
Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

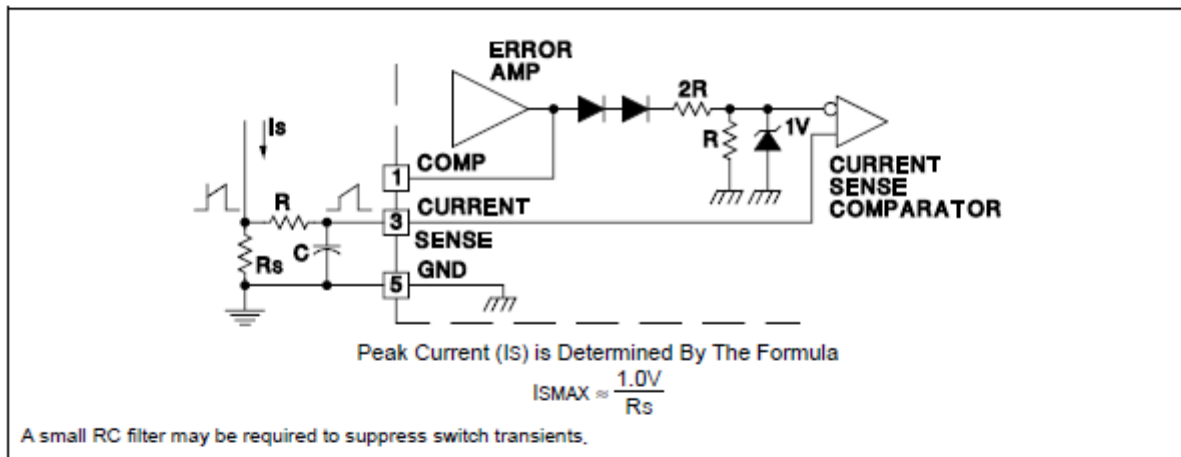
ERROR AMP CONFIGURATION



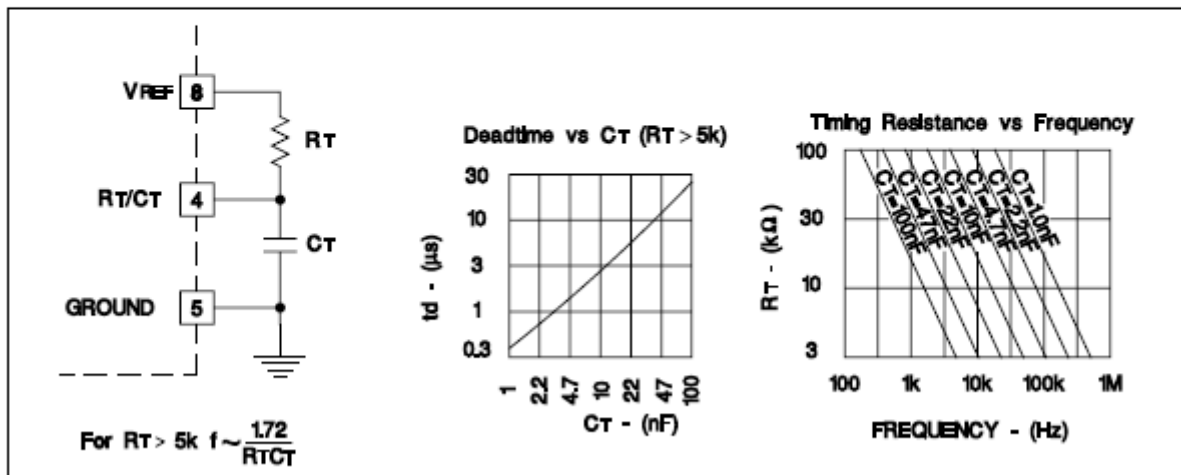
UNDER-VOLTAGE LOCKOUT



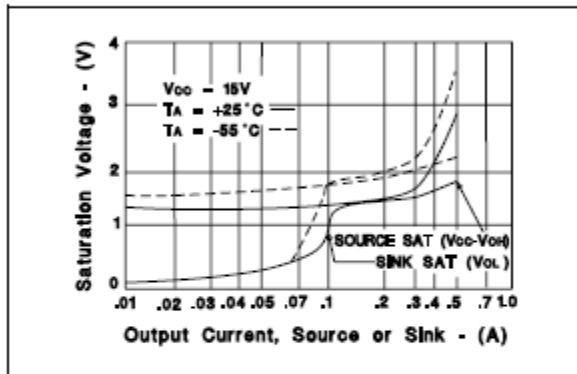
CURRENT SENSE CIRCUIT



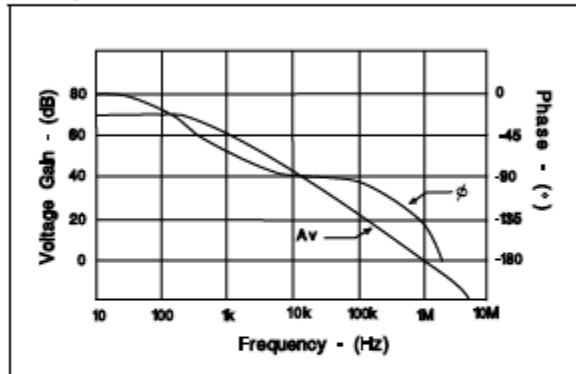
OSCILLATOR SECTION



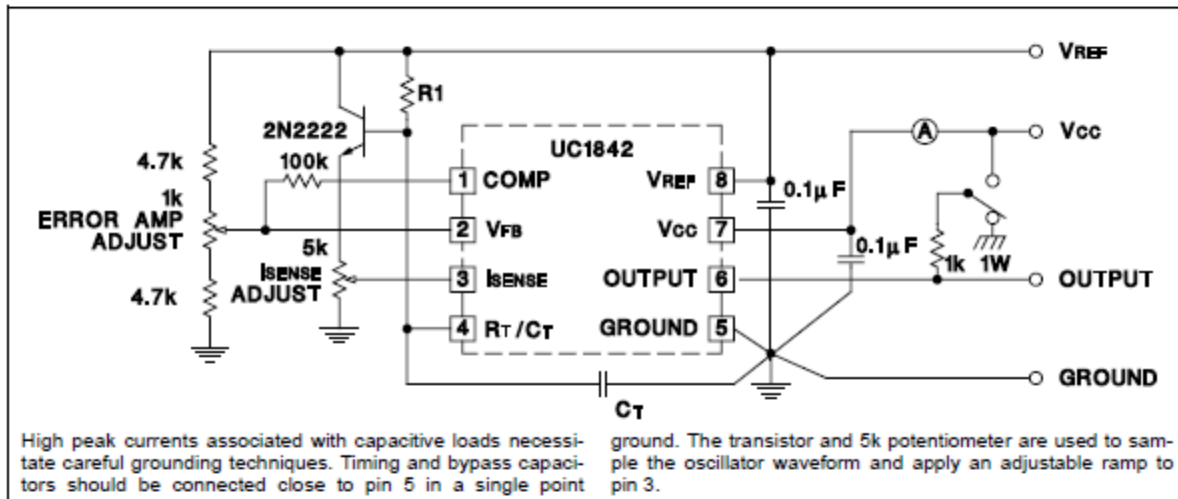
OUTPUT SATURATION CHARACTERISTICS



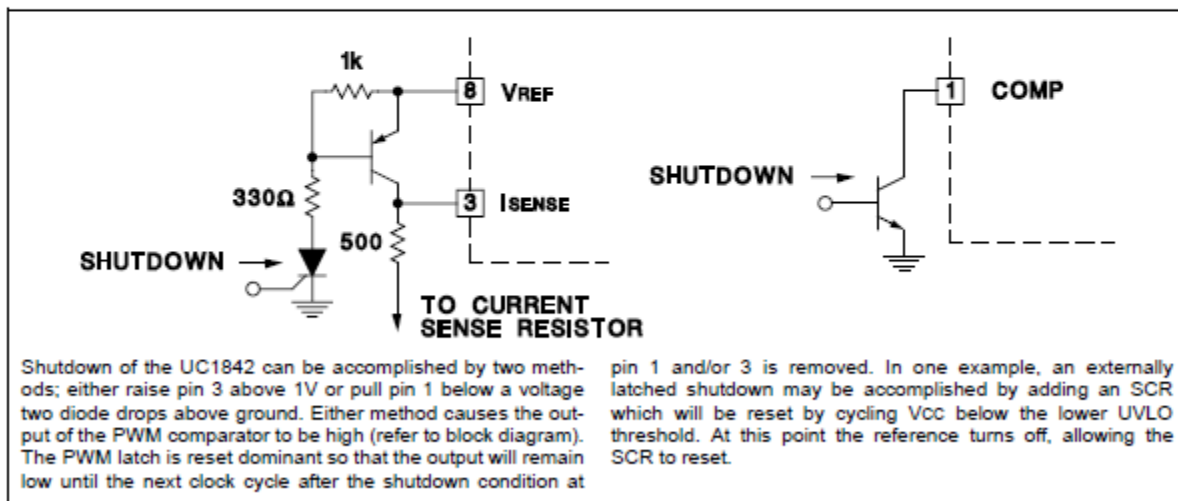
ERROR AMPLIFIER OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE



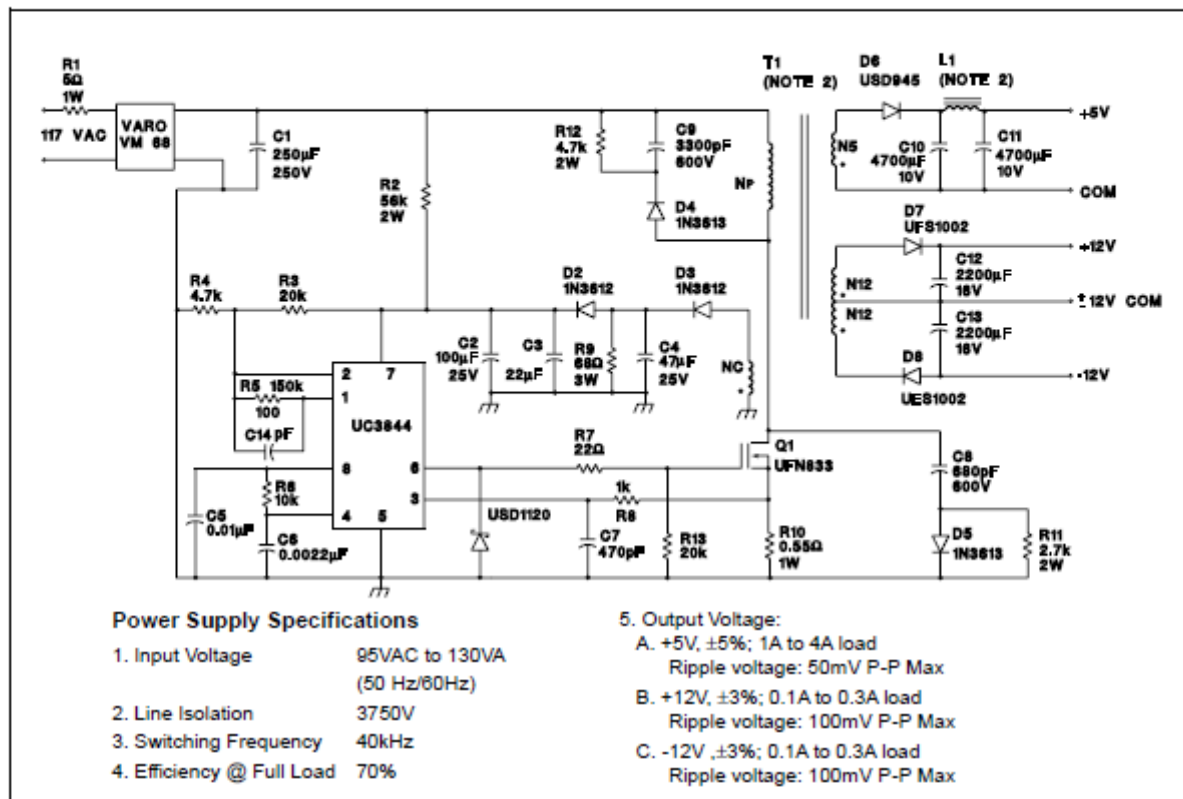
OPEN-LOOP LABORATORY FIXTURE



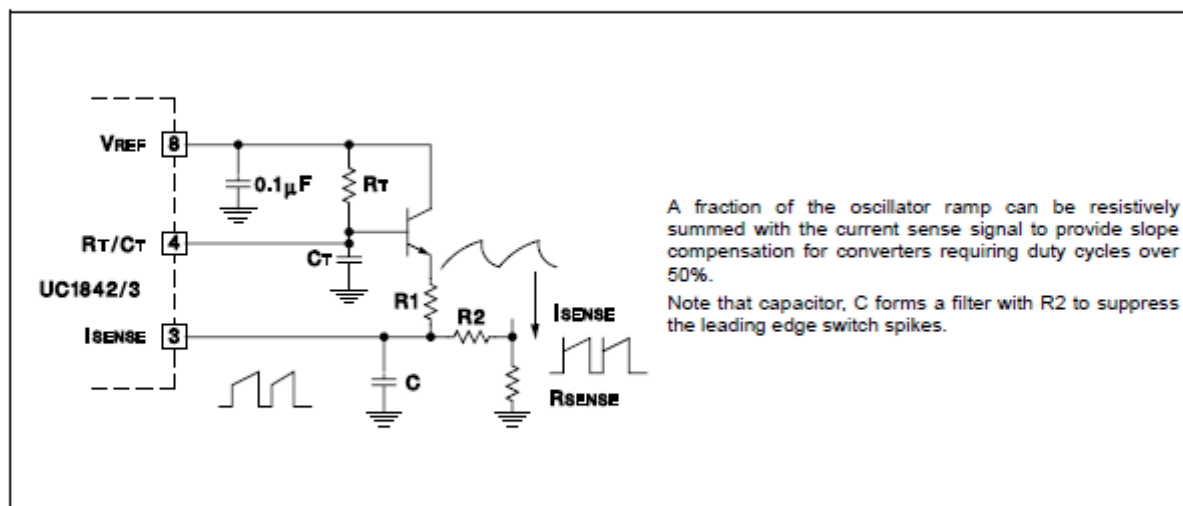
SHUT DOWN TECHNIQUES



OFFLINE FLYBACK REGULATOR



SLOPE COMPENSATION



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

REFERENCIAS

- [1] Lloyd H Dixon “Control Loop Cookbook”, Power Supply Design Seminar, Unitrode 1996
- [2] Robert W. Erickson and Dragan Maksimović “Fundamentals of Power Electronics”
- [3] CHEN Xiao-fei, ZOU Xue-cheng, CHENG Jun, YU Kai, LIN Shuang-xi “System Modeling and Stability Design for Peak Current Buck Power Converter”
- [4] “Modelado dinámico de convertidores CC-CC” - Área de Tecnología Electrónica – Universidad de Oviedo.

Página web: www.ate.uniovi.es/sebastian/Doctorado/MODINAM.PPT
- [5] R. D. Middlebrooks, S Cuk “A general Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages”
- [6] Ridley Engineering, Inc. “An Accurate and Practical Small-Signal model for Current – Mode - Control”
- [7] Raymond B. Ridley, Bo H. Cho and Fred C. Lee, “Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop – Controlled Switching Regulator”.
- [8] Multi-Phase Converters, Richard Redl, Electronic Feasibility Investigations.
- [9] Marian K. Kazimerczuk “Pulse with Modulated DC-DC Power Converters”
- [10] Jian Sun, “Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode”