

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA



**ANALISIS DEL SISTEMA DE COMANDO DE UN
CONVERTIDOR ELEVADOR DC-DC Y SUS APLICACIONES
EN ELECTRONICA DE POTENCIA**

INFORME DE SUFICIENCIA

**PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO ELECTRONICO**

**PRESENTADO POR:
LUIS ALEXANDER FUENTES BENDEZU**

**PROMOCION
2010-II**

**LIMA – PERU
2014**

**ANALISIS DEL SISTEMA DE COMANDO DE UN
CONVERTIDOR ELEVADOR DC-DC Y SUS APLICACIONES
EN ELECTRONICA DE POTENCIA**

DEDICATORIA

A mis padres y hermanos quienes me brindaron su apoyo incondicional para llegar a este momento tan importante en mi formación.

SUMARIO

El objetivo de este informe es el análisis y diseño del convertidor elevador DC-DC en modo de conducción continua y su sistema de control de voltaje; en primera instancia se muestra el diseño del convertidor elevador aplicando el método de síntesis basado en reglas topológicas; en segunda instancia se muestran las técnicas de control lineal y control en modo deslizante; ambas técnicas son usadas en el control del flujo de la corriente a través del inductor, para reducir el sobreimpulso y la amplitud de las oscilaciones; se expone a partir de las simulaciones la comparación entre ambas técnicas de control y se observa que la técnica de modo deslizante aplicado al control de corriente a través del inductor presenta una mejor respuesta dinámica en estado permanente, como es: menor tiempo de establecimiento, menor sobreimpulso, menor amplitud de las oscilación en comparación al sistema de control usando el método lineal.

Finalmente, se muestra la respuesta dinámica del voltaje en la carga, cuyo sistema de control consta de un lazo interno que controla el flujo de corriente a través del inductor y un lazo externo que controla el voltaje en la carga; por ello el sistema de control que proporciona la mejor respuesta dinámica, se obtiene utilizando la técnica de modo deslizante en el lazo de corriente y la técnica de control lineal en el lazo de voltaje, con menor sobreimpulso, menor amplitud de las oscilaciones y un mayor rango de trabajo alrededor del punto de operación en comparación con la técnica de control lineal en ambos lazos de control (lazo interno y lazo externo).

INDICE

DEDICATORIA

SUMARIO

INDICE

INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I	4
PLANTEAMIENTO DE INGENIERIA DEL PROBLEMA	4
1.1 Descripción del Problema.....	4
1.2 Objetivos del trabajo.....	6
1.2.1 Objetivo General	6
1.2.2 Objetivos Específicos	6
1.3 Evaluación del Problema	7
1.4 Limitaciones del Trabajo.....	7
1.5 Síntesis del trabajo	7
CAPITULO II	9
MARCO TEORICO.....	9
2.1 Antecedentes del Problema	9
2.2 Bases Teóricas	10
2.2.1 Convertidor elevador	11
2.2.2 Modelado lineal del convertidor Elevador.....	24
2.2.3 Método de control Lineal.....	29
2.2.4 Método de Control de Modo Deslizante (Sliding Mode Control (SMC)).....	31
2.2.5 Control en modo deslizante para convertidores DC-DC	38
2.3 Definición de Términos	41
CAPITULO III	43
METODOLOGIA DE DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL	43
3.1 Diseño del circuito Elevador.....	43
3.1.1 Diseño de componentes	43
3.2 Diseño de controlador del convertidor Elevador.....	45
3.2.1 Diseño del controlador de corriente – método lineal.....	46
3.2.2 Diseño del controlador de corriente – método Deslizante	50
3.2.3 Diseño del controlador de voltaje – Método lineal.....	51

CAPITULO IV.....	54
ANALISIS Y SIMULACION	54
4.1 Simulación Convertidor Elevador	54
4.2 Control de la corriente a través del inductor	58
4.2.1 Método Modo Deslizante	58
4.2.2 Método Lineal	61
4.3 Controlador de voltaje del convertidor	65
4.3.1 Control lineal de voltaje-Control Modo Deslizante de corriente.....	65
4.3.2 Control lineal de voltaje-Control lineal de corriente.....	72
4.4 Respuesta del voltaje de salida ante la variación de v_g y v_{ref}	78
CONCLUSIONES.....	83
RECOMENDACIONES	84
ANEXO A.....	85
BIBLIOGRAFIA.....	88

INTRODUCCION

Los convertidores estáticos de corriente continua a corriente continua (DC-DC), son parte esencial de la mayoría de equipos electrónicos por su extenso uso en sistemas de suministro de energía regulada DC, en aplicaciones de accionamientos motrices, rectificadores e inversores [1][18]; la gran aceptación se sustenta por la alta eficiencia y flexibilidad que ofrecen para el control y acondicionamiento de la energía eléctrica; a través de ellos se obtiene una tensión de salida regulada ya sea mayor o menor a la tensión de entrada. Cuando se requiere de una tensión de alimentación mayor a la tensión disponible (por ejemplo la tensión de una batería o de una celda solar), se recurre a un convertidor elevador DC-DC (Convertidor boost). La regulación de la tensión de salida se obtiene por medio de un esquema de control en lazo cerrado, logrando así cierta robustez y estabilidad ante variaciones del punto de operación que depende de los parámetros del convertidor.

Los controladores lineales de tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) son usados con frecuencia para este tipo de sistemas, el diseño de estos controladores se basa en modelos de pequeña señal; sin embargo el modelo de pequeña señal es sensible a la variación del punto de operación del convertidor, por lo que los controladores "lineales" pueden degradar el funcionamiento del convertidor elevador cuando presenta variaciones en su punto de operación [17]. La mejora del desempeño se logra incluyendo controladores adaptativos, en cuyo caso es necesario usar técnicas de estimación para los parámetros requeridos por el controlador, otra alternativa es el uso de esquemas de control basados en técnicas "no lineales" o en técnicas conocidas como de inteligencia artificial (controladores difusos, etc). A través de los primeros es posible considerar un modelo que incorpore casi la totalidad de la dinámica del sistema a regular, logrando así un controlador que es operativo en un rango de operación más amplio, mientras que en los segundos, no es necesario el conocimiento de un modelo formal del convertidor para la síntesis de una especie de reglas o inferencias heurísticas sobre las cuales se basa el controlador no lineal, lo que requieren estos últimos es un conocimiento preciso del comportamiento del sistema a controlar, como es el caso del convertidor elevador que es considerado un sistema no lineal. [20][23]

El problema de la regulación de la tensión de salida del convertidor elevador es abordado desde hace muchos años; además de su importancia práctica, la dinámica de este convertidor presenta un caso interesante desde el punto de vista teórico. Su interés reside en que se trata de un dispositivo conmutado cuya dinámica promedio es descrita por una ecuación bilineal de segundo orden con respuesta de fase no mínima, también presenta una entrada de control saturada y una incertidumbre muy marcada en sus parámetros (la resistencia de carga por ejemplo). A la fecha, se ha propuesto diferentes técnicas para abordar la regulación de la tensión de salida del convertidor elevador; estas incluyen controladores lineales de tipo adelanto-atraso (lead-lag), técnicas no lineales empleando retroalimentación de estados usando modelos linealizados, técnicas de pasividad y técnicas de balance de energía; sin embargo, En el proceso de seguimiento de la señal de referencia de voltaje, la corriente a través del inductor genera sobreimpulsos que pueden dañar el inductor, lo cual representa un problema para los controladores tradicionales, generando problemas en los componentes del circuito. En este caso, es claro que es necesario limitar la intensidad de corriente a través del inductor. Estos son los fundamentos que motivaron para realizar el presente informe, que coadyuvará al mejoramiento de la eficiencia en la regulación de la tensión de salida de energía.

Se utiliza la descripción y la explicación como métodos, para ello se plantea como objetivo general: Analizar la topología del convertidor elevador DC-DC, su comportamiento dinámico y diseño del sistema de control del convertidor elevador y como objetivos específicos se plantea los siguientes: Describir el funcionamiento y diseño del convertidor elevador en modo de conducción continua (CCM) con carga resistiva constante basado en reglas topológicas; diseñar el controlador de voltaje para el convertidor elevador empleando el método lineal y método deslizante en el lazo de corriente que atenué el pico de corriente; comparar el método lineal y el método deslizante en el lazo de corriente y su influencia en el control de voltaje.

El contenido del presente informe fue desarrollado en base a la bibliografía de referencia, considerando las fuentes más relevantes: Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of power electronics", USA, 2004 y Ned Mohan, "Power Electronics A First Course", USA, 2012 en el estudio del convertidor elevador DC-DC y el control lineal; de la misma manera, Vadim Utkin "Sliding Mode Control in Electromechanical System", London, 1999 y Hebert Sira-Ramírez, Ramon Silva-ortigoza "Control Design Techniques in power electronics Devices", London, 2006 en el estudio del control en modo deslizante.

Las simulaciones que se muestran en el informe se realizan en el software PSIM, que es una herramienta de simulación de circuitos electrónicos desarrollada por la empresa Powersim. Este software está especialmente diseñado para simulaciones de electrónica de potencia, control de motores y sistemas dinámicos.

Así mismo, el presente Informe está organizado en 4 capítulos:

Capítulo I, presenta el planteamiento de ingeniería del problema, en la que se considera la descripción del problema, el planteamiento de los objetivos del trabajo, la evaluación del Problema, las limitaciones del trabajo y culminando dicho capítulo con la síntesis del Informe.

Capitulo II, presenta el marco teórico conceptual, considerándose los antecedentes del problema (marco histórico), descripción del convertidor elevador DC-DC, descripción del control lineal y la descripción del control de modo deslizante.

Capitulo III, presenta la metodología de diseño del sistema de control, se detallas el diseño del controlador lineal y el controlador de modo deslizante para el lazo de corriente, así el diseño del controlador lineal para el lazo de voltaje.

Capitulo IV, presenta el análisis y simulación de los sistemas de control para el lazo de corriente utilizando el método de control lineal y método de control de modo deslizante, el resultado de la simulación proporciona una comparativa entre ambos métodos de control, también se muestra las simulaciones del control de voltaje (lazo interno controlador de corriente y lazo externo controlador de voltaje).

Finalmente se presenta las conclusiones y recomendaciones que derivan de las simulaciones; las conclusiones que resumen las apreciaciones consideradas y las recomendaciones respecto a los logros, deficiencias y carencias encontradas, que permitirá corregir o mantener las deficiencias encontradas.

CAPITULO I PLANTEAMIENTO DE INGENIERIA DEL PROBLEMA

1.1 Descripción del Problema

La necesidad de uso en el mercado, de las distintas formas de energía eléctrica así como las diferentes aplicaciones para las que son destinadas, impulsan el desarrollo del campo de la conversión y control de energía. Este desarrollo ayuda no solamente a mejorar el desempeño y rendimiento de maquinaria sino que además mejoran la calidad de la energía utilizada, es por esta razón, se ha visto conveniente la búsqueda y diseño de mejores y más óptimos convertidores, así como métodos de control que proporcionen una mejor respuesta dinámica del sistema, permitiendo un buen desempeño de los equipos en el uso de la energía; precisamente aquí inicia el estudio de los convertidores conmutados por su alto rendimiento en la conversión de la energía; dentro de este tipo de convertidores se encuentra el convertidor elevador de voltaje, ampliamente utilizado en control de motores eléctricos, corrector de factor de potencia, etc. En la figura 1.1 se muestra el convertidor elevador DC-DC como corrector del factor de potencia, en la figura 1.2 se muestra el circuito elevador como transformador de voltaje DC-DC.

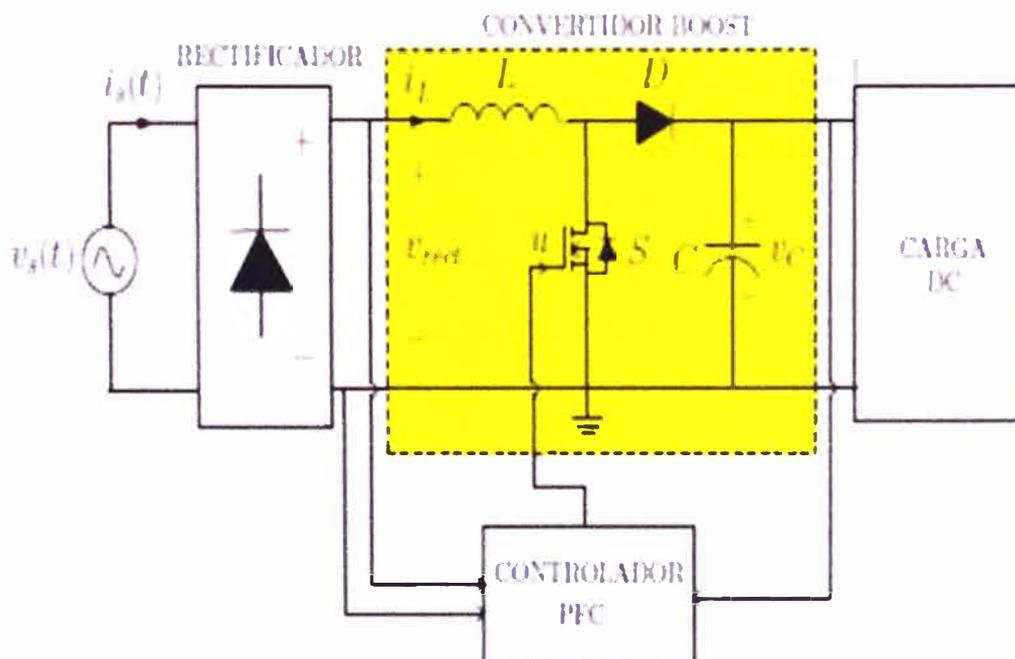


Figura 1.1 Convertidor elevador como corrector de factor de potencia.

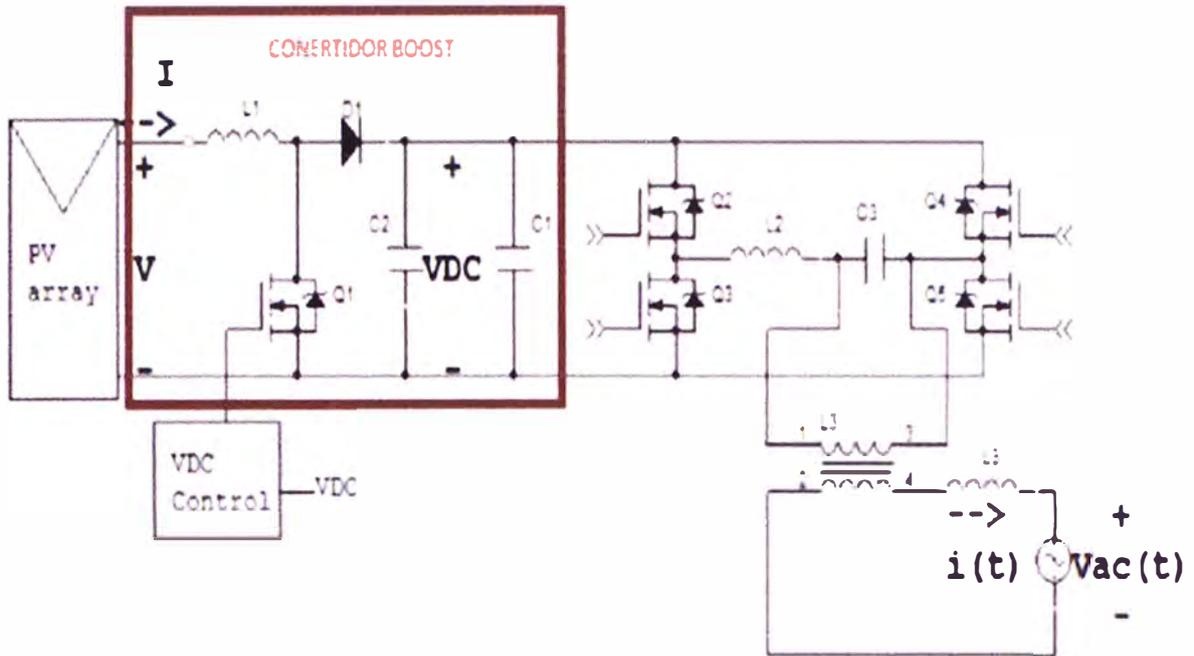


Figura 1.2 Convertidor elevador como convertidor DC-DC. (Fuente: [26])

El circuito elevador es un convertidor de conmutación DC-DC, este circuito proporciona alto rendimiento en la conversión de energía de un estado a otro; sin embargo, la respuesta dinámica del voltaje en la carga y flujo de corriente a través del inductor presenta altos sobreimpulsos y altos tiempo de establecimiento en lazo abierto, como se observa en la figura 1.3 que representa la respuesta dinámica del voltaje en la carga a lazo abierto.

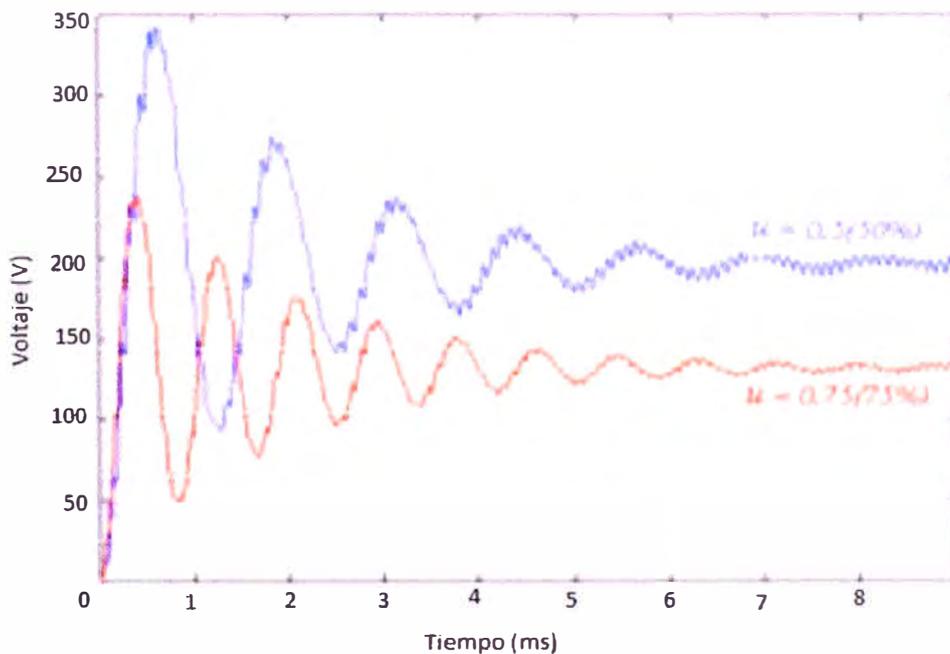


Figura 1.3 Respuesta de salida de voltaje del convertidor elevador sin regulador. (Fuente: [28])

Para mejorar la respuesta dinámica de la variable a controlar se adiciona en la mayoría de los casos un lazo de control, el cual actúa directamente sobre el elemento conmutador modificando su tiempo de conducción, logrando así mejorar el transitorio y conseguir mayor estabilidad frente a perturbaciones.

El análisis y diseño del lazo de control llega a presentar dificultades, debido a la naturaleza no lineal del convertidor elevador DC-DC en virtud al sistema de conmutación y su estructura variable; se realiza la aproximación de la dinámica no lineal del convertidor elevador, por un modelo lineal que permita diseñar reguladores con técnicas de control lineal ampliamente conocidas; sin embargo, los controladores lineales degradan su funcionamiento cuando el convertidor presenta variaciones en su punto de operación. La mejora del desempeño se logra incluyendo el empleo de controladores no lineales o técnicas conocidas como de inteligencia artificial, logrando así un controlador que es operativo en un rango de operación más amplio en su punto de operación en comparación a las técnicas de control lineal.

En el presente informe se propone la aplicación de un controlador en cascada para el convertidor elevador, un controlador de corriente (lazo interno) y el controlador de voltaje (lazo externo). Para el diseño del controlador de corriente en el lazo interno se aplica el método de control lineal o el método controlador no lineal (control modo deslizante); para el diseño del controlador de voltaje en el lazo externo se aplicara el método de control lineal, se considera el convertidor elevador como un sistema no lineal.

1.2 Objetivos del trabajo

1.2.1 Objetivo General

Analizar la topología del convertidor elevador DC-DC, su comportamiento dinámico y diseño del sistema de control de voltaje para el convertidor elevador.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Describir el funcionamiento y diseño del convertidor elevador en modo de conducción continua (CCM) con carga resistiva constante basado en reglas topológicas.
- Diseñar el controlador de voltaje para el convertidor elevador empleando el método lineal y método deslizante en el lazo de corriente para atenuar el pico de corriente.
- Comparar el método lineal y el método deslizante en el lazo de corriente y su influencia en el control de voltaje.

1.3 Evaluación del Problema

El convertidor tipo elevador es un circuito elevador de tensión, que usa las características del inductor y el capacitor como elementos almacenadores de energía para elevar la corriente proveniente de la fuente de alimentación y usarla para inyectarla al condensador, produciendo así un nivel de voltaje mayor en la carga en comparación al de la fuente de alimentación [19], bajo este concepto, se debe diseñar el convertidor elevador DC-DC en modo de conducción continua, para lo cual se debe limitar el valor de la inductancia. El inductor propuesto debe tener una corriente de saturación superior a la corriente máxima a conducir, si el inductor llega a saturarse, se produce una reducción en el valor real del inductor, la saturación del inductor podría ser originado por el sobreimpulso de la corriente a través del inductor, esta saturación ocasiona sobrecargas en los componentes del sistema, para evitar este inconveniente se propone el diseño de un controlador de corriente aplicando el control lineal y el control de modo deslizamiento, de igual manera se busca reducir el sobre pico de voltaje, para lo cual se diseña el controlador de voltaje. En sistemas de energía es necesario que el tiempo de estabilización sea corto en el rango de los milisegundos.

1.4 Limitaciones del Trabajo

El presente informe se limita a la descripción, explicación y simulación del convertidor elevador y el sistema de control de corriente y voltaje. Se usa el método de control lineal y el método deslizante en el diseño del control del lazo de corriente, se analiza la influencia de ambos métodos sobre el control lineal de voltaje, de modo que nos permitirá identificar el método más apropiado para el control de voltaje del convertidor.

1.5 Síntesis del trabajo

En este informe se enfoca el convertidor de potencia DC-DC tipo elevador, el cual es ampliamente usado en sistemas de electrónica de potencia, se muestra el análisis del circuito elevador el cual se diseña según las especificaciones propuestas en el informe, así como los métodos para el diseño del sistema de control.

Convencionalmente, los convertidores DC-DC son controlados por el método lineal. Estos controladores ofrecen ventajas tales como frecuencias de conmutación fijas y error de estado estacionario cero y da un mejor rendimiento de pequeña señal para el punto de operación diseñado. Pero bajo la variación de parámetros y carga general, su rendimiento se degrada. Técnicas de control de modo deslizante son muy adecuadas para los convertidores DC-DC, ya que son sistemas de estructura inherentemente variable. Estos controladores son robustos en relación con las variaciones de los parámetros del

convertidor, la carga y perturbaciones en la línea. El objetivo principal de presente informe es el estudio del convertidor elevador DC-DC y los métodos de control aplicados en el convertidor DC-DC (control modelo lineal, y el modo de deslizante modelo no lineal).

En el informe se muestra el análisis de control lineal y el control de modo deslizante en el lazo de corriente; donde el control en Modo Deslizante proporciona una mejor respuesta en estado estacionario, mejor respuesta dinámica (corriente en el inductor y voltaje de salida), disminución del tiempo de establecimiento y la solidez frente a las perturbaciones e incertidumbre del sistema, significa que, es la opción más eficaz y adecuada para utilizar este sistema en sus diversas aplicaciones.

CAPITULO II MARCO TEORICO

2.1 Antecedentes del Problema

Las investigaciones realizadas en el área de convertidores electrónicos de potencia DC-DC son extensas, los controladores tipo lineal se emplean con mayor frecuencia en aplicaciones de control y descritos frecuentemente en electrónica de potencia [1][5][18]; donde se describe los conceptos de linealización y diseño de los controladores para los convertidores (elevador, reductor, reductor-elevador, etc).

En el ámbito del convertidor Elevador DC-DC la estrategia de control en modo deslizante se utiliza debido a las ventajas inherentes que ofrece como: robustez y mejor respuesta dinámica. En las referencias [11],[15],[16],[25] se ha aplicado esta técnica para mejorar la respuesta de la variable a controlar; así mismo se observa que las superficies propuestas tienen forma lineal, por ejemplo, intensidad de corriente en el inductor constante o una combinación lineal de la intensidad de corriente en el inductor y tensión de salida. Estas superficies presentan la particularidad de que son fáciles de implementar y de análisis teórico sencillo. Sin embargo, dicha técnica está todavía abierta a la investigación en cuanto a la incursión de superficies no lineales.

R. Venkataramanan (1986) [27], presenta la aplicación del control en modo deslizante para convertidores DC-DC y control de motores eléctricos, los conceptos de control de modo deslizante, el control equivalente son estudiados exhaustivamente en sistemas de estructura variable.

Francisco Javier Calvente Calvo (2001) [22], realizó el control en modo deslizante aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites, presenta a los convertidores de potencia (reductor, Elevador, reductor-Elevador) como cargadores y descargadores de baterías, aplicando el control de modo deslizante para regular los convertidores.

Matthew Douglas (2003) [10], desarrolla un rectificador de 2.4kW de factor de potencia unitario, para ser usada como fuente de alimentación en un cargador de batería, para ser empleado en un coche híbrido eléctrico/solar, utiliza el convertidor elevador como corrector del factor de potencia.

Carolina A. Evangelista (2012) [23], realiza el control no lineal de modo deslizante de segundo orden aplicado a la conversión de energía eólica, basados en generadores de inducción doblemente alimentados en configuraciones con recuperación de potencia de resbalamiento.

En base a la bibliografía revisada se afirma que una forma de hacer más eficiente la regulación y control del convertidor elevador es utilizar al menos el control de corriente por el modo deslizante, debido a su fácil implementación y esto permite un desempeño más eficiente en el flujo de voltaje y corriente.

2.2 Bases Teóricas

Convertidores Electrónicos

Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna.

El concepto inicial de convertidor se extiende para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes. La figura 2.1 muestra la estructura básica de un convertidor. [20][18]

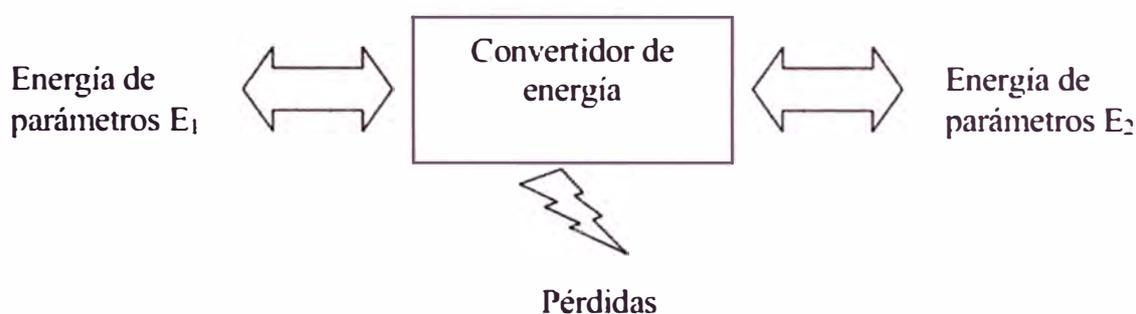


Figura 2.1 Estructura básica de un convertidor. (Fuente: [20])

Tipo de Convertidores

Los convertidores se clasifican según diferentes criterios. Uno de los más comúnmente utilizados es agruparlos según el formato de las energías de entrada y salida. Según este criterio se establece cuatro grandes grupos. [18][24]

- Convertidores AC-DC o rectificadores. Este tipo de convertidores transforman corriente alterna, monofásica o trifásica, en continua.
- Convertidores DC-DC. Este tipo de convertidores transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en uno distinto de salida, con la posibilidad de incluir aislamiento galvánico entre la entrada y salida.

- Convertidores DC-AC. Este tipo de convertidores reciben también el nombre de inversores. Básicamente, realizan una conversión de corriente continua en corriente alterna.
- Convertidores AC-AC. Este tipo de convertidores se utilizan ampliamente en el diseño de arrancadores suaves para reducir la intensidad demandada durante el arranque de los motores de inducción.

2.2.1 Convertidor elevador

El convertidor elevador (*up converter* o *boost*) DC-DC se presenta en la figura 2.2, donde v_g es la tensión DC de entrada, v es la tensión DC de salida, i_L es la intensidad de corriente a través del inductor; el circuito está compuesto por dos elementos pasivos que son el inductor y el capacitor. [3][20]

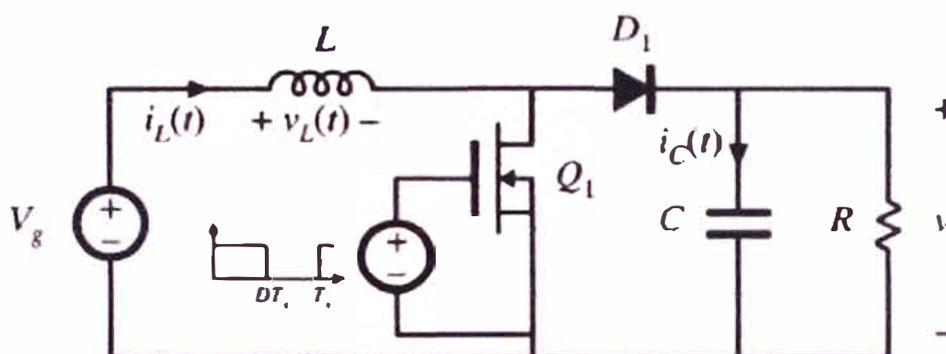


Figura 2.2 Circuito básico del convertidor Elevador.

(Fuente: [1])

El Diodo (D_1) y el Mosfet (Q_1) son modelados como componentes ideales y la resistencia r_L (resistencia interna del inductor) es considerada muy pequeña para fines de análisis del convertidor. Si los dos componentes de conmutación son ideales, su comportamiento es semejante al de un interruptor ideal, es decir puede estar abierto (*OFF*) o cerrado (*ON*) debido a que solo se tiene el control del MOSFET, el diodo cambiara con respecto a la polaridad en sus terminales y el flujo de corriente que atraviesa cuando está conduciendo.

En este conversor se cumple que v es mayor que v_g , razón por la que se le llama "Elevador". El interruptor S (Interruptor que representa al transistor Q_1 y al diodo D_1) conmuta a una frecuencia $f_s = \frac{1}{T_s}$. Cuando el interruptor S está conduciendo la energía entregada por la fuente de entrada v_g es acumulada en el inductor L , y cuando el interruptor es bloqueado esta energía, junto con la proveniente de v_g , es transferida a la carga.

Con los diferentes estados de los elementos semiconductores (Diodo y Mosfet) se definen los modos de conducción. Se distingue dos modos de operación, según la intensidad de corriente a través del inductor L y si dicha intensidad de corriente se anula o no en el período de operación T_s : Modo de Conducción Continua y Modo de Conducción Discontinua. [1][3]

a) Modos de Conducción

La operación de los convertidores DC-DC se clasifica por la continuidad de la intensidad de corriente a través del inductor. Los convertidores DC-DC tienen dos modos de operación que son Modo de Conducción Continua (CCM) y Modo de Conducción Discontinua (DCM). Un convertidor se diseña en uno de los modos de conducción mencionado de acuerdo a los requerimientos de operación deseada.

a.1) Modo de Conducción Continua (CCM)

Se dice que un convertidor elevador opera en Modo de Conducción Continua cuando la intensidad de corriente a través del inductor es continua de carga y descarga durante un periodo de conmutación.

El tipo de operación de un convertidor en CCM consiste en dos intervalos D_1T y D_2T ($D_1 + D_2 = 1$) durante un periodo de conmutación, en D_1T la corriente del inductor se incrementa linealmente y en D_2T disminuye linealmente como se muestra en la figura 2.3.

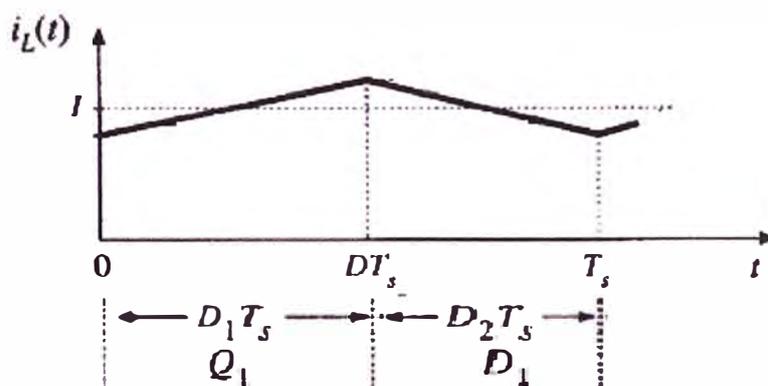


Figura 2.3 Forma de onda de la corriente a través del inductor en el modo de conducción continua (CCM). (Fuente: [1])

a.2) Modo de Conducción Discontinua (DCM)

Se dice que un convertidor elevador opera en Modo de Conducción Discontinua cuando la intensidad de corriente a través del inductor no es continua de carga y descarga durante un periodo de conmutación, es decir la corriente a través del inductor es cero durante un intervalo tiempo.

El tipo de operación de un convertidor en DCM consiste en tres intervalos D_1T , D_2T y D_3T ($D_1 + D_2 + D_3 = 1$) durante un periodo de conmutación. Durante el intervalo D_1T la intensidad de corriente a través del inductor se incrementa linealmente y durante el intervalo D_2T disminuye linealmente hasta llegar a cero, para luego mantener este valor durante el periodo D_3T , la forma de onda de la corriente a través del inductor durante el periodo de conmutación se muestra en la figura 2.4.

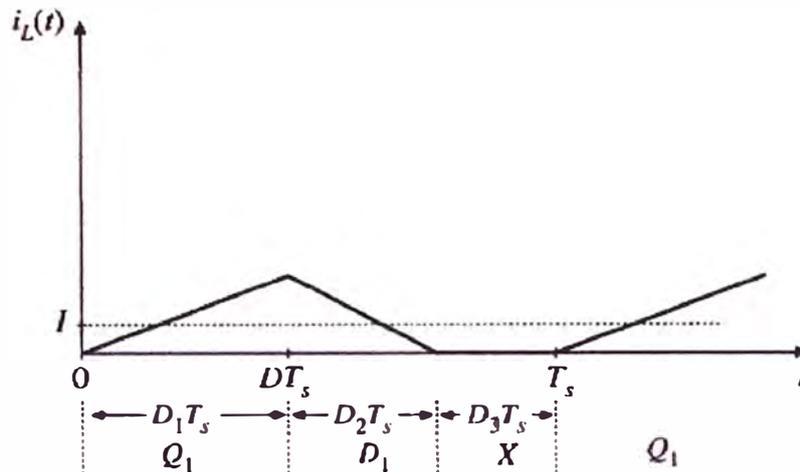


Figura 2.4 Forma de onda de la corriente a través del inductor en DCM. (Fuente: [1])

Para los modos de conducción descritos se precisa las siguientes características: En el Modo de Conducción Continuo toda la energía se transfiere a la carga, sin llegar a que la corriente se anule y en el Modo de Conducción Discontinuo la carga consume menos de lo que el circuito entrega en un ciclo de trabajo.

b) Análisis del Convertidos Elevador

Para el análisis se considera la topología básica del convertidor elevador representado en la figura 2.5; el cual consiste de un dispositivo semiconductor controlable MOSFET Q_1 , un diodo D_1 , un inductor L , un capacitor C y una resistencia R que representa la carga; se asume que los semiconductores son ideales para fines del análisis. [20][1][3]

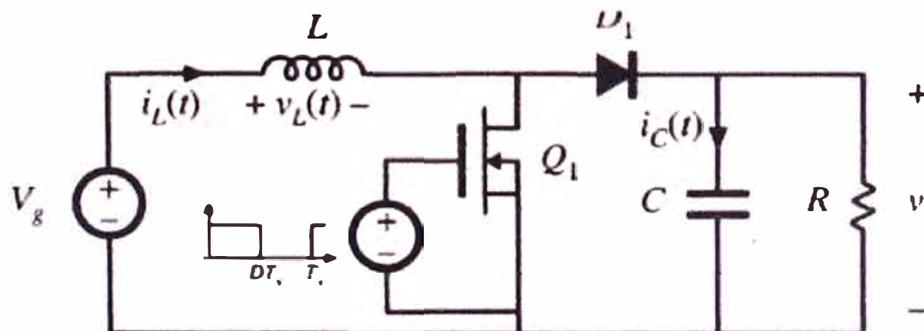


Figura 2.5 Topología básica del convertidor Elevador. (Fuente: [1])

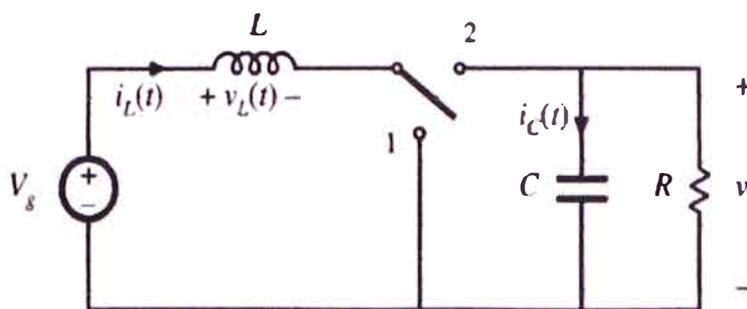


Figura 2.6 Representación de los semiconductores mediante un switch. (Fuente: [1])

El principio básico del convertidor Elevador consiste en dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor que representa el comportamiento del MOSFET Q_1 como se muestra en la figura 2.6.

Cuando el transistor Q_1 está en el estado *ON*, el diodo está inversamente polarizado, como consecuencia no hay una conexión entre la fuente de voltaje v_g y la carga del sistema, en este estado la bobina L almacena energía de la fuente, a la vez la carga es alimentada por el condensador C .

Cuando el transistor Q_1 está en el estado *OFF*, el diodo está directamente polarizado (el diodo está conduciendo), esto permite el flujo de energía entre la fuente de voltaje v_g , la carga del condensador C (hasta que se cargue completamente) y la carga del sistema. [1][3]

- **Descripción de operación de un convertidor**

Aplicando la aproximación de pequeñas ondulaciones para encontrar el estado estable del voltaje de salida en la carga y la intensidad de corriente a través inductor para el convertidor. Para obtener la dinámica del convertidor Elevador aplicaremos las leyes de corriente y voltaje de Kirchoff en cada una de las topologías del circuito. [1]

La primera topología del circuito se obtiene cuando el switch se encuentra en la posición 1, para $u = 1$, como se muestra en la figura 2.7.

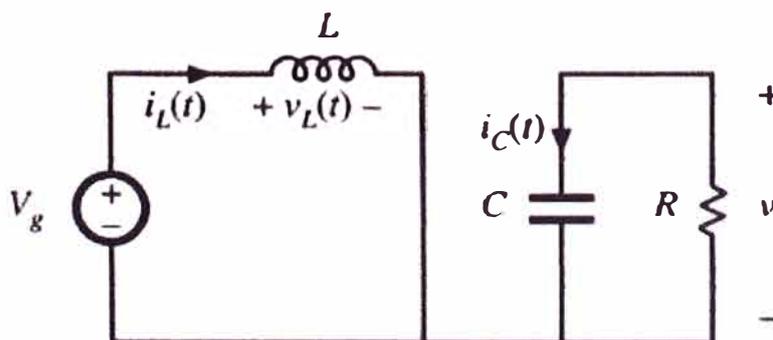


Figura 2.7 Topología del convertidor Elevador para $u = 1$. (Fuente: [1])

Para analizar el comportamiento del convertidor elevador cuando el switch se encuentra en la posición 1, se obtiene la dinámica del sistema descrita por las siguientes ecuaciones, teniendo en cuenta que el inductor no está conectado a la carga.

$$v_L = V_g \quad (2.1)$$

$$i_C = -\frac{v}{R} \quad (2.2)$$

Usando el principio de aproximación de pequeñas ondulaciones $v \approx V$, reemplazando en las ecuaciones se obtiene:

$$v_L = V_g \quad (2.3)$$

$$i_C = -\frac{V}{R} \quad (2.4)$$

La segunda topología del circuito se obtiene cuando el switch se encuentra en la posición 2, esto es cuando $u = 0$, el circuito que se obtiene se muestra en la figura 2.8.

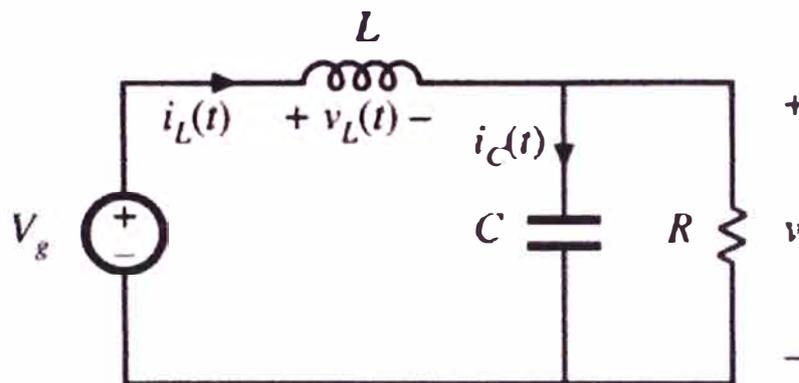


Figura 2.8 Topología del convertidor Elevador para $u = 0$. (Fuente: [1])

Cuando la posición del switch está configurada en la posición 2, se obtiene la dinámica del sistema descrita por las siguientes ecuaciones, teniendo en cuenta que el inductor está conectado a la carga.

$$v_L = V_g - v \quad (2.5)$$

$$i_C = i_L - \frac{v}{R} \quad (2.6)$$

El uso del principio de aproximación de pequeñas ondulaciones, $v \approx V$ y $i_L \approx I$ en las ecuaciones anteriores conduce a:

$$V_L = V_g - V \quad (2.7)$$

$$i_C = I - \frac{V}{R} \quad (2.8)$$

Las ecuaciones obtenidas se usan para graficar las formas de onda del voltaje del inductor y la intensidad de corriente en el capacitor como se muestra en la figura 2.9. Para el voltaje en el inductor durante el primer intervalo $v_L = V_g$, siendo V_g un voltaje positivo; para el voltaje en el inductor durante el segundo intervalo $v_L = V_g - V$, por definición en estado estable el voltaje aplicado en el inductor en un periodo de conmutación es cero [1][20], por lo que durante el segundo intervalo es necesario aplicar un voltaje negativo. Por lo tanto durante el segundo intervalo el voltaje sobre el inductor ($V_g - V$) necesita ser negativo, de donde se deduce que V es mayor que V_g .

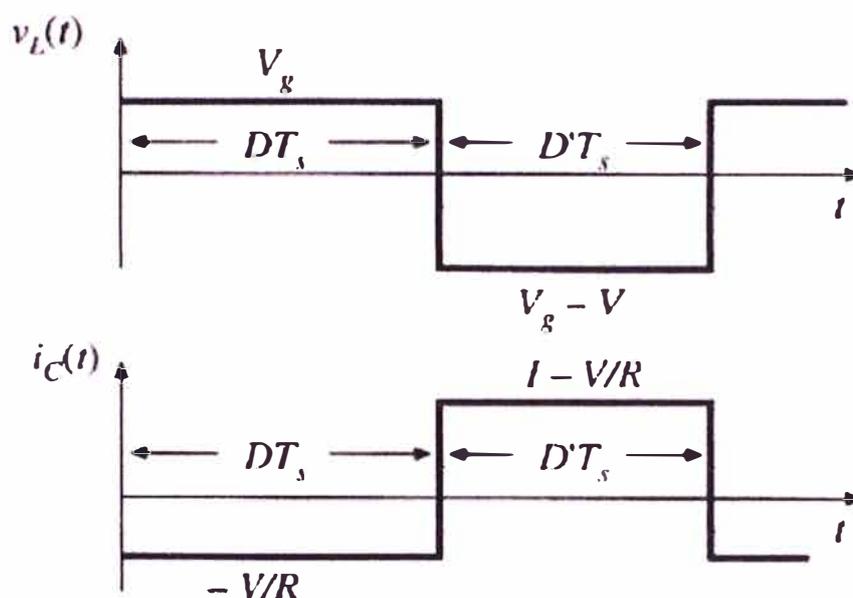


Figura 2.9 Forma de onda del voltaje en el inductor v_L y la corriente a través del capacitor i_C . (Fuente: [1])

El voltaje aplicado en el inductor sobre un periodo de conmutación T_s está dado por la siguiente expresión:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)DT_s + (V_g - V)D'T_s \quad (2.9)$$

Expresando la ecuación en términos de V_g y V ; igualando los términos de la expresión a cero.

$$V_g(D + D') - VD' = 0$$

Despejando el voltaje de salida en términos V_g y D' , obtenemos la relación de transformación de voltaje en el convertidor elevador.

$$V = \frac{V_g}{D'} \quad (2.10)$$

La relación de conversión de voltaje $M(D)$ es la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada de un convertidor DC-DC; prediciendo que la relación de conversión de voltaje está dado por:

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D} \quad (2.11)$$

La ecuación (2.11) se bosqueja en la figura 2.10, de donde se puede observar que en $D = 0$, el voltaje de salida es igual al voltaje de entrada ($V = V_g$). El voltaje de salida se incrementa cuando D se incrementa, un caso ideal es cuando el voltaje de salida V tiende a infinito, para ello D tiende a 1. Entonces el convertidor elevador ideal es capaz de producir cualquier voltaje de salida mayor que el voltaje de entrada.

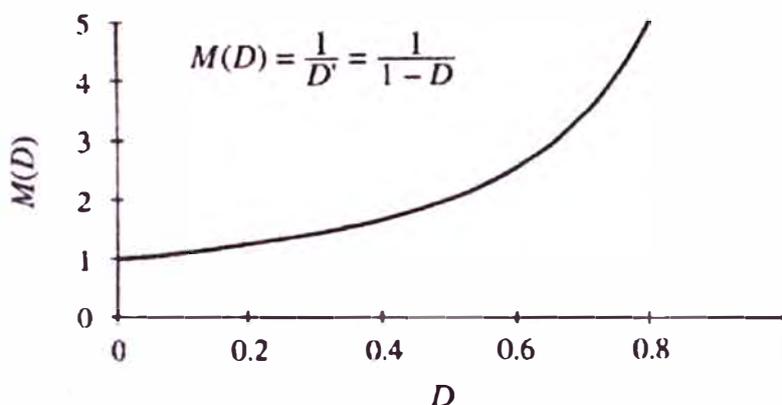


Figura 2.10 Relación de conversión $M(D)$ en el caso ideal. (Fuente: [1])

La componente DC de la intensidad de corriente a través del inductor es derivado para el uso en el principio de carga del capacitor. Durante el primer intervalo, el capacitor proporciona corriente a la carga y por ende el capacitor se descarga; durante el segundo intervalo, la corriente del inductor alimenta a la carga y adicionalmente recarga al capacitor. El cambio neto en la carga del condensador durante el periodo de cambio se encuentra integrando la forma de onda i_c de la figura 2.9.

$$\int_0^{T_s} i_c(t) dx = \left(-\frac{V}{R}\right)DT_s + \left(I - \frac{V}{R}\right)D'T_s \quad (2.12)$$

Coleccionando términos e igualando este resultado a cero.

$$-\frac{V}{R}(D + D') + ID' = 0$$

Por notación $D + D' = 1$, se despeja el término I en la expresión anterior y se obtiene:

$$I = \frac{V}{D'R} \quad (2.13)$$

Entonces la componente DC de la corriente a través del inductor (I) es igual a la corriente de la carga $\frac{V}{R}$ dividido por D' . Sustituyendo $V = \frac{V_g}{D'^2}$ en la ecuación (2.13) obtenemos:

$$I = \frac{V_g}{D'^2 R} \quad (2.14)$$

La ecuación es graficada en la figura 2.11.

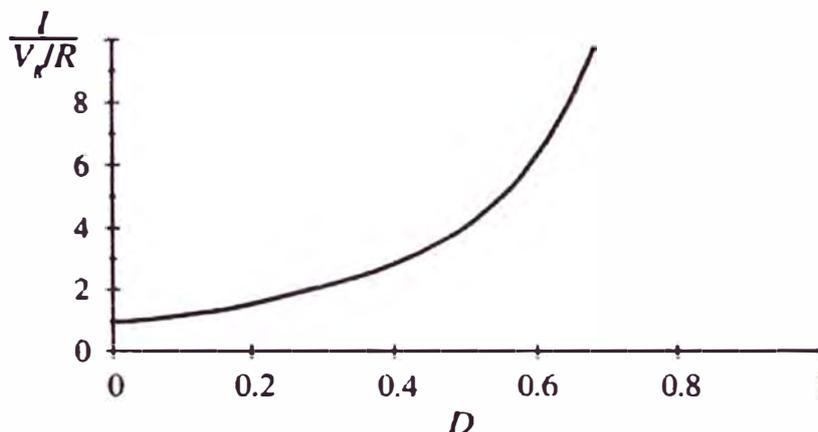


Figura 2.11 Variación de la componente DC (I) de la intensidad de corriente a través del inductor con D . (Fuente: [1])

La intensidad de corriente a través del inductor, el cual coincide con corriente de entrada DC en el convertidor elevador, es mayor que la corriente de la carga. Físicamente, este debería ser el caso: para extender que los elementos del convertidor son ideales, la potencia de entrada y salida en el convertidor son iguales; por lo tanto, si el voltaje de salida del convertidor es mayor que el voltaje de entrada del convertidor, la corriente de entrada necesita ser mayor que la corriente de salida.

En la práctica la intensidad de corriente a través del inductor tiene caídas de tensión directa en el semiconductor, la resistencia del inductor r_L y otras fuentes de pérdidas de potencia, así cuando el ciclo de trabajo se acerca a uno, la corriente del inductor se convierte muy grande y los componentes no ideales dejan una gran pérdida de potencia, en consecuencia la eficiencia del convertidor elevador decrece rápidamente en altos ciclos de trabajo. [1][18]

A continuación se va a revisar la forma de onda de la corriente del inductor $i_L(t)$ y derivar una expresión para el rizado de la corriente del inductor Δi_L . La forma de onda del voltaje en el inductor $v_L(t)$ se muestra en la figura 2.9, a partir de allí podemos revisar directamente la forma de onda de la corriente del inductor. Durante el primer intervalo,

cuando el switch está en la posición 1, la pendiente de la forma de onda de la intensidad de corriente a través del inductor está dada por la siguiente expresión:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g}{L} \quad (2.15)$$

Del mismo modo durante el segundo intervalo, cuando el switch está en la posición 2, la pendiente de la forma de la intensidad de corriente a través del inductor está dada por la siguiente expresión:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g - V}{L} \quad (2.16)$$

La forma de onda de la intensidad de corriente a través del inductor es graficada en la figura 2.12. Durante el primer intervalo, la variación de la corriente es $2\Delta i_L(t)$, que es igual a la pendiente multiplicado por la longitud del intervalo.

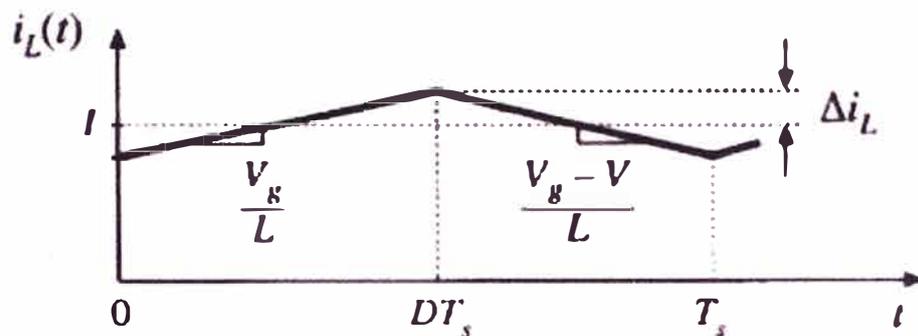


Figura 2.12 Forma de onda de la corriente del inductor. (Fuente: [1])

$$2\Delta i_L = \frac{V_g}{L} DT_s$$

$$\Delta i_L = \frac{V_g}{2L} DT_s \quad (2.17)$$

La expresión (2.17) se usa para seleccionar el valor del inductor L tanto que un valor dado de Δi_L es obtenido. [1]

De la misma manera, la forma de onda del voltaje en el capacitor $v_C(t)$ es graficada, y una expresión derivada para la magnitud de rizado pico del voltaje de salida Δv_C . La forma de onda de la corriente del capacitor $i_C(t)$ está dado por la figura 2.9.

Durante el primer intervalo, la pendiente de la forma de onda del voltaje en el capacitor $v_C(t)$ está dado por:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{-V}{RC} \quad (2.18)$$

Durante el segundo intervalo, la pendiente de la forma de onda del voltaje en el capacitor $v_c(t)$ es expresado como:

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = \frac{I}{C} - \frac{V}{RC} \quad (2.19)$$

La forma de onda del voltaje en el capacitor se muestra en la figura 2.13, durante el primer intervalo, la variación de voltaje en el capacitor es $2\Delta v$, que es igual a la pendiente multiplicado por la longitud del intervalo. [1]

$$-2\Delta v = \frac{-V}{RC} DT_s$$

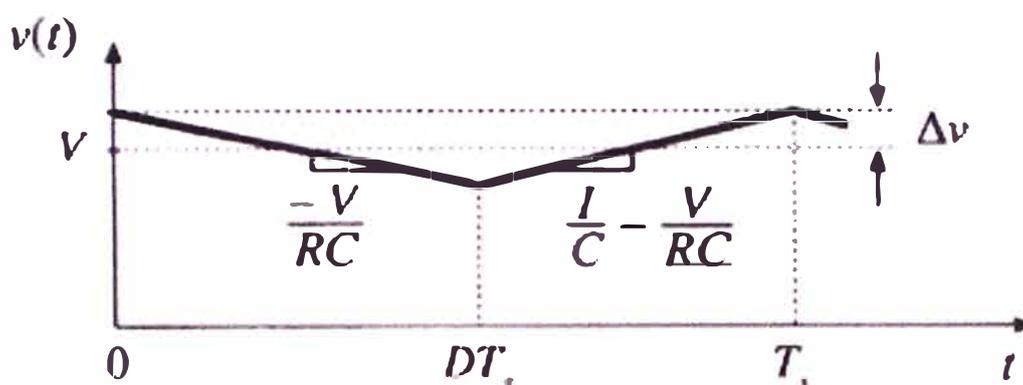


Figura 2.13 Forma de onda del voltaje de salida v . (Fuente: [1])

$$\Delta v = \frac{V}{2RC} DT_s \quad (2.20)$$

La ecuación (2.20) se usa para determinar el valor del capacitor C ; el cual limita la magnitud del rizo de voltaje Δv . [1]

c) Análisis en el Límite de la Conducción Continua y Discontinua

La forma de onda de la intensidad de corriente a través del inductor $i_L(t)$ y la intensidad de corriente que fluye a través del diodo $i_D(t)$ son graficadas en a figura 2.14 para el modo de conducción continua. La forma de onda de la intensidad de corriente a través inductor contiene una componente DC (I), además de las ondulaciones de conmutación de amplitud pico Δi_L . Durante el segundo intervalo, la corriente del diodo es idéntica a la corriente del inductor, la mínima corriente que fluye por el diodo durante el segundo sub intervalo es igual a $(I - \Delta i_L)$. El diodo es un interruptor que opera en un solo cuadrante, de manera que para operar en modo de conducción continua requiere que esta corriente permanezca positiva, en la figura 2.15 se muestra la forma de onda de la intensidad de corriente a través del inductor y la forma de onda de la intensidad de corriente a través del diodo en el Modo de Conducción Discontinuo. [1][5]

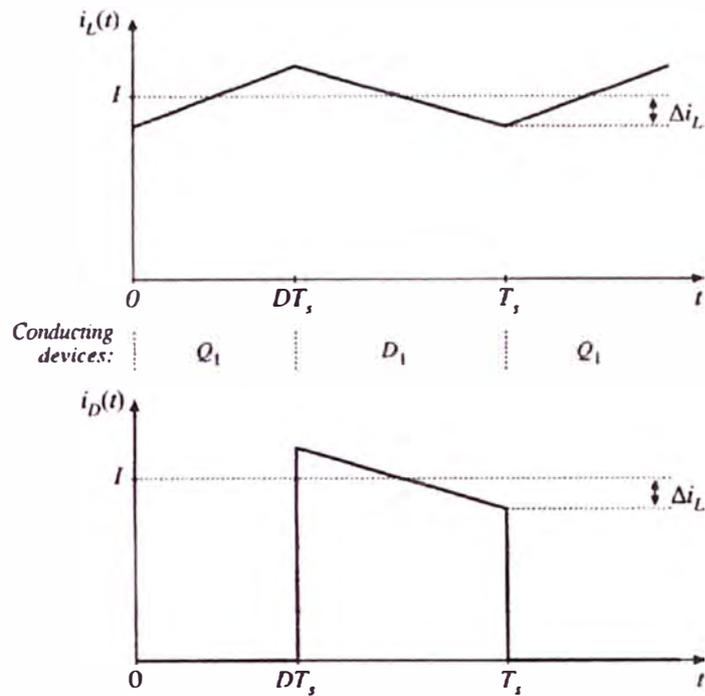


Figura 2.14 Forma de onda de la corriente en el inductor i_L y corriente a través del diodo i_D en CCM. (Fuente: [1])

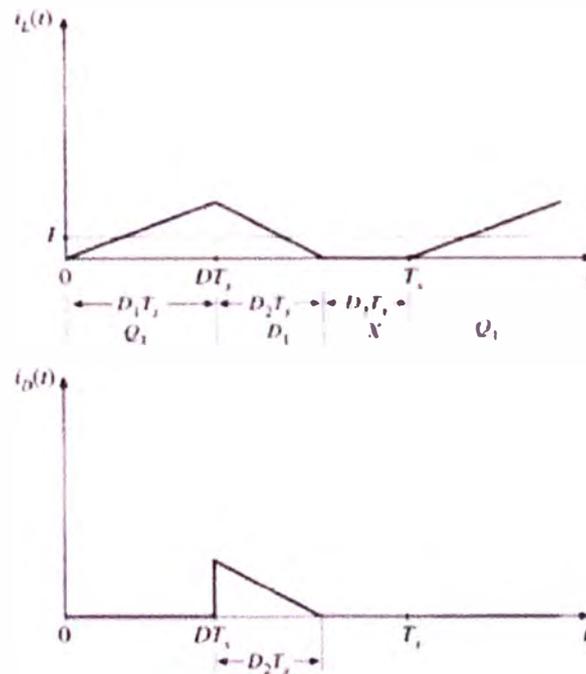


Figura 2.15 Forma de onda de la corriente del inductor i_L y corriente a través del diodo i_D en DCM. (Fuente: [1])

La magnitud del rizado depende de la amplitud del voltaje ($V_g - V$), en la inductancia y el tiempo de conducción del rizado DT_s , así como la no dependencia de la carga o resistencia de carga. La magnitud del rizado de la intensidad de corriente a través del inductor varía con la amplitud del voltaje aplicado en el lugar de la corriente aplicada.

Si se considera que la resistencia de la carga es incrementada, entonces la intensidad de corriente DC a través del inductor I disminuye, pero la magnitud del rizado permanece invariante, si nosotros continuamos aumentando el valor de la resistencia de la carga, finalmente se alcanza el punto en el que $I = \Delta i_L$, como se muestra en la figura 2.16. El cual se llama límite entre la conducción continua y discontinua.

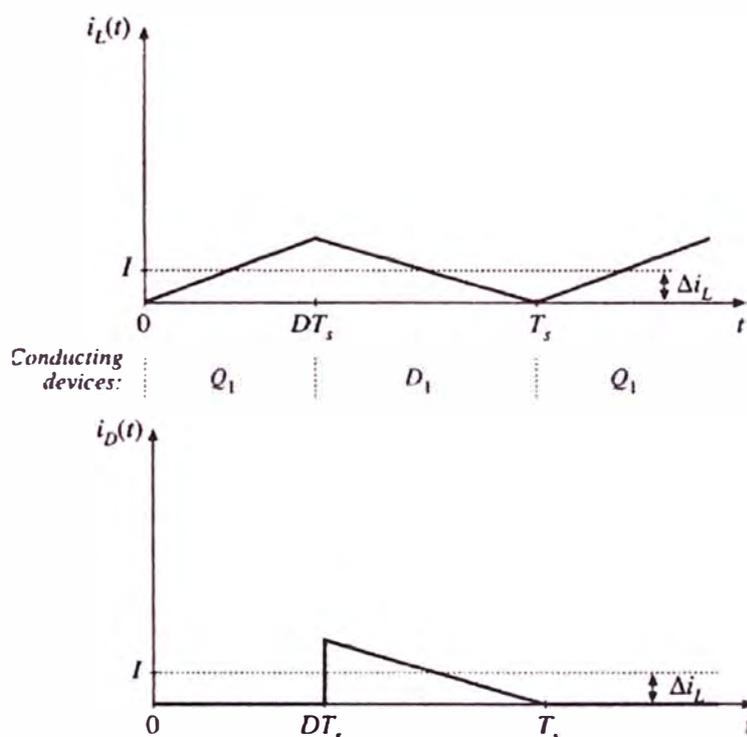


Figura 2.16 Forma de onda de i_L e i_D en el límite de CCM y DCM.

(Fuente: [1])

La figura 2.16 sugiere una manera para encontrar el límite entre el modo de conducción continua y el modo de conducción discontinua, para asegurar que el circuito está operando en modo de conducción continua (CCM) se debe cumplir la siguiente desigualdad. [1]

$$I > \Delta i_L \text{ para CCM} \quad (2.21)$$

$$\frac{V_g}{D'^2 R} > \frac{DT_s V_g}{2L}$$

$$\frac{2L}{RT_s} > DD'^2 \quad (2.22)$$

d) Limitaciones del convertidor Elevador

La característica de transformación de tensión del convertidor elevador ideal, se deriva a partir del inductor y el interruptor de voltaje por la relación de transformación dado

por $\frac{1}{1-D}$, donde D es el ciclo de trabajo del interruptor. Esta ganancia ideal se reduce debido a las pérdidas parásitas en los semiconductores, caída de tensión y la resistencia interna de la inductancia de corriente continua. La figura 2.17 muestra la ganancia de tensión del convertidor elevador en modo de conducción continua (CCM) trazado frente a D para varios valores de R y la resistencia interna de la inductancia (expresado como un porcentaje de resistencia de carga r). [1][5]

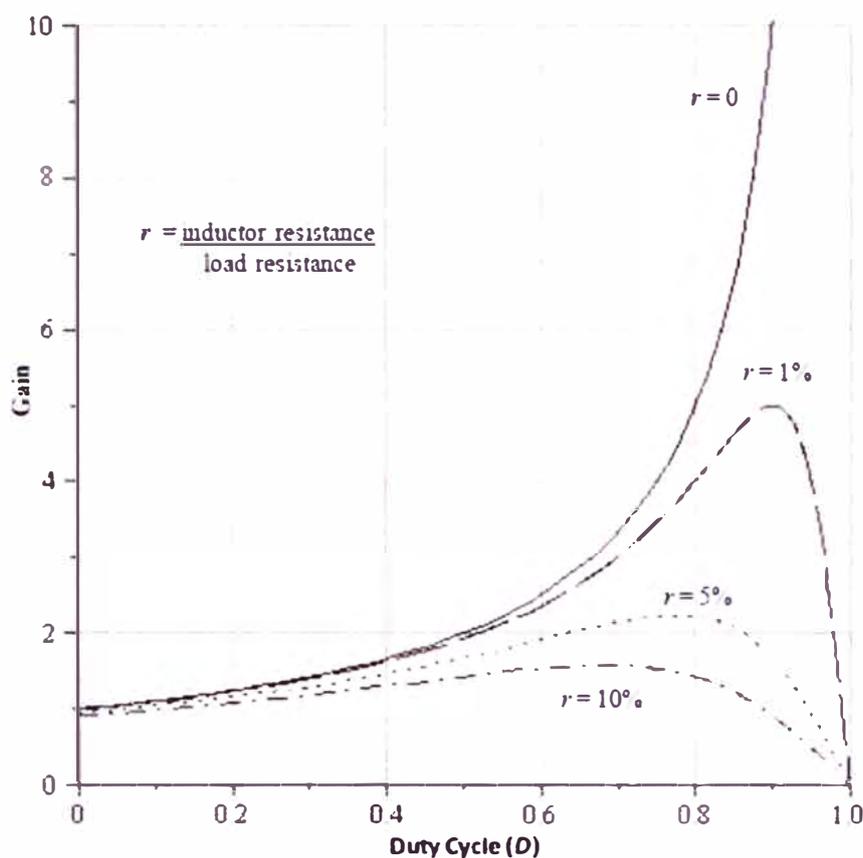


Figura 2.17 Ganancia del circuito Elevador vs Ciclo de trabajo D .

(Fuente: [1])

Dos problemas con la función de transformación de tensión del convertidor elevador son evidentes a partir de la figura 2.17:

- La característica $\frac{1}{1-D}$ requiere grandes ciclos de trabajo para las grandes alzas de voltaje. Los ciclos de trabajo grandes son un problema en las frecuencias altas cuando el interruptor no tenga tiempo suficiente para apagarse antes del inicio del próximo periodo de conmutación.
- La resistencia parásita del inductor produce una ganancia límite en ciclos de trabajo grandes y tiene como resultado una baja eficiencia del convertidor. La energía disipada produce el calentamiento y requiere de una gestión térmica adicional.

2.2.2 Modelado lineal del convertidor Elevador

El modelado es la representación de los fenómenos físicos por medios matemáticos, en ingeniería se modela el comportamiento dominante de un sistema a través de expresiones matemáticas.

El rizado de conmutación es pequeño en un convertidor bien diseñado que funciona en modo de conducción continua; de tal manera que el convertidor pase por alto el rizado de conmutación y sea posible modelar la variación AC subyacente en la forma de onda del convertidor, por ejemplo al suponer que alguna variación AC se introduce en el ciclo del convertidor, tal como:

$$d(t) = D + D_m \cos w_m t \quad (2.23)$$

Donde D y D_m son constantes y $|D_m| \ll D$, y la frecuencia de modulación w_m , es mucho más pequeño que la frecuencia de conmutación $w_s = 2\pi f_s$, como se muestra en la figura 2.18 [1]:



Figura 2.18 Forma de onda promedio. (Fuente: [1])

Se detalla un método para derivar el modelo en pequeña señal de convertidor elevador en CCM. El rizo de conmutación para las formas de onda de la intensidad de corriente a través inductor y el voltaje del capacitor son removidos sobre un periodo de conmutación para los valores promedios hallados.

Donde $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ denota el promedio de $x(t)$ sobre un intervalo de longitud T_s .

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) \tau \quad (2.24)$$

Se emplea la aproximación básica de eliminar el rizado de conmutación de alta frecuencia por un valor promedio en un periodo de conmutación. Sin embargo, al valor medio se le permite variar de un periodo de conmutación a la siguiente de tal manera que

las variaciones de baja frecuencia se modelan. En efecto, la "media móvil" de la ecuación (2.24) constituye el filtrado de paso bajo de la onda [1].

Se debe tener en cuenta que los principios del balance de carga del inductor y el condensador predicen que el lado derecho de las ecuaciones (2.25) y (2.26) son cero cuando el convertidor opera en equilibrio. Las ecuaciones (2.25) y (2.26) describen cómo la intensidad de corriente del inductor y el cambio de voltaje del condensador son nulos cuando la tensión media en el inductor y la intensidad de corriente del condensador se aplica durante un período de conmutación [1].

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} \quad (2.25)$$

$$C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_C(t) \rangle_{T_s} \quad (2.26)$$

Seguidamente se obtiene un modelo AC de pequeña señal del convertidor Elevador a partir de la figura 2.6, el análisis comienza como de costumbre, por la determinación de la forma de onda de voltaje y corriente de la bobina y el condensador. Cuando el switch se encuentra en la posición 1 se obtiene el circuito de la figura 2.19. La tensión de inductor y corriente del condensador son:

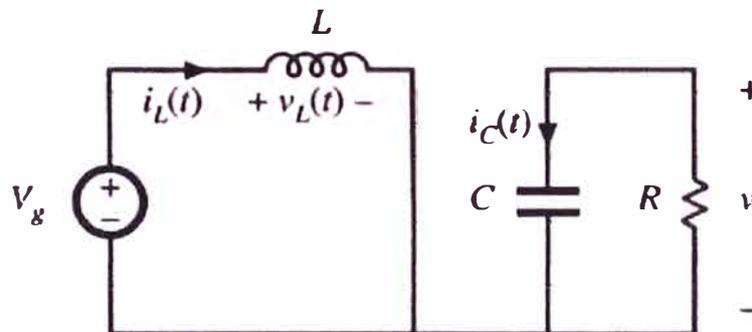


Figura 2.19 Topología del convertidor elevador en la posición 1. (Fuente: [1])

$$v_g(t) = v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = \frac{-v(t)}{R}$$

Realizando la aproximación de pequeña ondulación, se reemplaza los valores promedios de baja frecuencia definidos en las siguientes ecuaciones.

$$v_L(t) = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.27)$$

$$i_c(t) = C \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{-\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (2.28)$$

Por lo tanto, durante el primer intervalo, se obtiene la corriente del inductor $i_L(t)$ y el cambio de tensión del condensador $v(t)$ esencialmente con pendiente constante dadas por las ecuaciones (2.27) y (2.28), cuando el switch de conmutación se encuentra en la posición 2, se obtiene el circuito de la figura 2.20, el voltaje del inductor y corriente del condensador son:

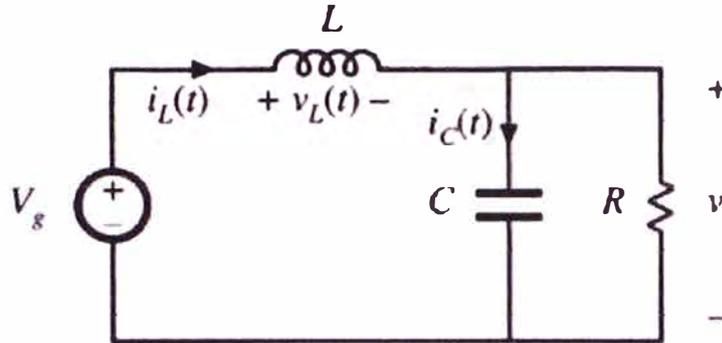


Figura 2.20 Topología del convertidor elevador en la posición 2. (Fuente: [1])

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v(t)}{R}, \quad v_L(t) = v_g(t) - v(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Utilizando la aproximación de pequeñas ondulaciones, reemplazando los valores de $i_L(t)$ y $v(t)$ con sus valores promediados.

$$i_c(t) = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \dots \dots \dots (2.29)$$

$$v_L(t) = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} \dots \dots \dots (2.30)$$

Durante el segundo intervalo, el cambio de la intensidad de corriente en el condensador y tensión en el inductor con pendiente constante son expresados por las ecuaciones (2.29) y (2.30) respectivamente. Hallando los valores promedio del voltaje del inductor sobre un periodo T_s :

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_L(\tau) d\tau \tag{2.31}$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} T_s \left(d(t) \cdot \langle v_g(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \cdot (\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}) \right)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \cdot \langle v(t) \rangle_{T_s}$$

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \cdot \langle v(t) \rangle_{T_s} \tag{2.32}$$

Para la forma de onda del capacitor:

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_c(\tau) d\tau \quad (2.33)$$

$$\langle i_c(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} T_s \left(-d(t) \cdot \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} + d'(t) \cdot \left(\langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \right) \right)$$

$$C \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} + d'(t) \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (2.34)$$

Para construir un modelo AC de pequeña señal en un punto de funcionamiento de reposo (I, V) , se supone que el voltaje de entrada $v_g(t)$ y el Ciclo de trabajo $d(t)$ son iguales a algunos valores de reposo dados V_g y D , mas algunas pequeñas variaciones de corriente alterna superpuestas definidas por $\hat{v}_g(t)$ y $\hat{d}(t)$ [1].

$$\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = V_g + \hat{v}_g(t) \quad (2.35)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2.36)$$

En respuesta a esta entrada, la corriente del inductor promediado $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$, la tensión del condensador promediado $\langle v(t) \rangle_{T_s}$, y la corriente de entrada promedio $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$, cuyas formas de onda será igual a los correspondientes valores de reposo I , V y I_g más algunas pequeñas variaciones de corriente alterna superpuestas $\hat{i}(t)$, $\hat{i}_g(t)$ y $\hat{v}(t)$ [1].

$$\langle i(t) \rangle_{T_s} = I + \hat{i}(t) \quad (2.37)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = V + \hat{v}(t) \quad (2.38)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = I_g + \hat{i}_g(t) \quad (2.39)$$

$$d'(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (2.40)$$

Con la suposición de que las variaciones de corriente alterna son de pequeña magnitud en comparación con los valores de reposo DC [1].

$$|\hat{v}_g(t)| \ll |V_g| \quad (2.41)$$

$$|\hat{d}(t)| \ll |D| \quad (2.42)$$

$$|\hat{i}(t)| \ll |I| \quad (2.43)$$

$$|\hat{v}(t)| \ll |V| \quad (2.44)$$

Entonces de las ecuaciones no lineales de la corriente del capacitor y el voltaje del inductor pueden ser linealizados. Esto se hace mediante la inserción de los valores promedio en las ecuaciones obtenidas para $i_c(t)$ y $v_L(t)$.

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \cdot \langle v(t) \rangle_{T_s}$$

$$L \frac{d(I + \hat{i}(t))}{dt} = V_g + \hat{v}_g(t) - (D' - \hat{d}(t)) \cdot (V + \hat{v}(t))$$

Multiplicando la ecuación y coleccionando términos.

$$L \frac{dI}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = (V_g - D' \cdot V) + (\hat{v}_g(t) - D' \cdot \hat{v}(t) + V \cdot \hat{d}(t)) + (\hat{d}(t) \cdot \hat{v}(t))$$

De la ecuación anterior cada uno de los términos no lineales de segundo orden es mucho menor en magnitud en comparación a los términos lineales de primer orden; por lo que se prescinde de los términos de segundo orden. También por definición los términos DC en el lado derecho de la ecuación son iguales a los términos DC en el lado izquierdo o cero [1]. Teniendo en cuenta los términos de corriente alterna no lineales y los términos DC, ordenando los términos AC de primer orden en ambos lados de la ecuación se obtiene.

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - D' \cdot \hat{v}(t) + V \cdot \hat{d}(t) \quad (2.45)$$

La ecuación de condensador se linealiza de manera similar.

$$C \frac{d\langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} - d'(t) \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s}$$

$$C \frac{d(V + \hat{v}(t))}{dt} = -\frac{(V + \hat{v}(t))}{R} + (D' - \hat{d}(t)) \cdot (I + \hat{i}_L(t))$$

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = -\frac{V}{R} + D' \cdot I + \left(-\frac{\hat{v}(t)}{R} + D' \hat{i}_L(t) - I \cdot \hat{d}(t) \right) - \hat{d} \cdot \hat{i}_L(t)$$

$$C \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = -\frac{\hat{v}(t)}{R} + D' \hat{i}_L(t) - I \cdot \hat{d}(t) \quad (2.46)$$

De las ecuaciones 2.45 y 2.46 se obtienen las funciones de transferencia.

$$S \cdot L \cdot \hat{i}_L(s) = \hat{v}_g(s) - D' \cdot \hat{v}(s) + V \cdot \hat{d}(s) \quad (2.47)$$

$$C \cdot S \cdot \hat{v}(s) = -\frac{\hat{v}(s)}{R} + D' \cdot \hat{i}_L(s) - I \cdot \hat{d}(s) \quad (2.48)$$

El punto de operación es: $I = \frac{V^2}{R \cdot V_g}$

De las ecuaciones se obtienen las siguientes funciones de transferencia.

$$Q = D' \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \omega_o = \frac{D'}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V}{D'} \cdot \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{D' \cdot R})}{(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2)} \quad (2.49)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{1}{D'} \cdot \frac{1}{(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2)} \quad (2.50)$$

$$G_{id}(s) = \frac{2V}{D'^2 \cdot R} \cdot \frac{(1 + \frac{s \cdot R \cdot C}{2})}{(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2)} \quad (2.51)$$

$$G_{ig}(s) = \frac{1}{D'^2 \cdot R} \cdot \frac{(1 + s \cdot R \cdot C)}{(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2)} \quad (2.52)$$

$$G_{vi} = \frac{D' \cdot R}{2} \cdot \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{D'^2 \cdot R})}{1 + s \cdot \frac{R \cdot C}{2}} \quad (2.53)$$

Funciones de transferencia del convertidor elevador, (Fuente: Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, USA, 2004).

2.2.3 Método de control Lineal

Para hacer uso de la teoría de control lineal diversos bloques del sistema de la figura 2.21 son linealizados alrededor del punto de operación en estado estacionario. Un sistema de control de realimentación como se muestra en la figura 2.21, donde el voltaje de salida a controlar es comparado con el voltaje de referencia v_{ref} ; de donde se obtiene la señal de error e_{rr} . El error e_{rr} entre las dos señales de control actúa como la entrada al controlador para producir la señal de control v_c , esta señal de control actúa como la entrada del modulador PWM para producir la señal de conmutación $q(t)$ en el convertidor DC-DC, el valor promedio de la señal de conmutación $d(t)$ como se muestra en la figura 2.21. [5][21]

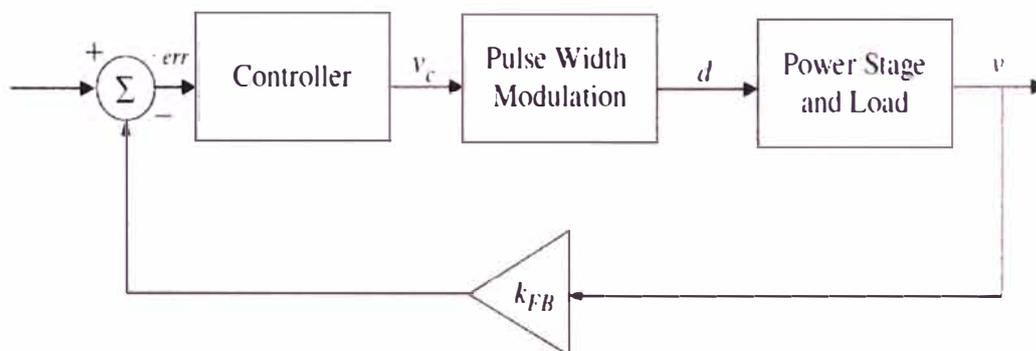


Figura 2.21 Lazo de control de realimentación. (Fuente: [5])

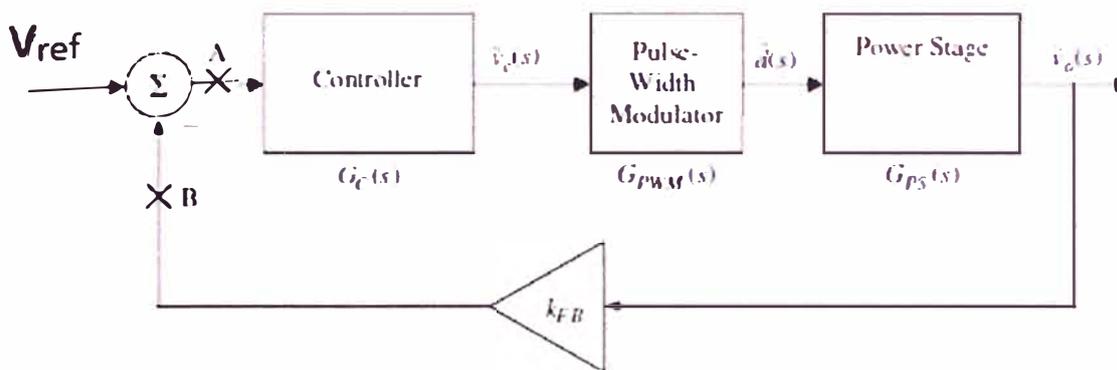


Figura 2.22 Representación del sistema de control de señal pequeña. (Fuente: [5])

El diagrama de bloques del sistema linealizado es como se muestra en la Figura 2.22, donde la entrada de referencia a este sistema de realimentación controlada es v_{ref} , y la tensión de salida está siendo regulada por este valor de referencia. En la Figura 2.22, la función $G_{PWM}(s)$ representa la función de transferencia del modulador de ancho de pulso, y $G_{PS}(s)$ es la función de transferencia de la planta a controlar. En el camino de realimentación, la función de transferencia es de la red de detección de la señal de salida que se representa por un K_{FB} ganancia simple, por lo general menor que la unidad. $G_c(s)$ es la función de transferencia del controlador de retroalimentación que necesita ser determinado para satisfacer los objetivos de control. [5][21]

a) Función de transferencia de Lazo

Es la respuesta a lazo cerrado (con realimentación) que se tiene que optimizar. Usando la teoría de control lineal, podemos alcanzar este objetivo, garantizando ciertas características de la función de transferencia de lazo.

b) Frecuencia de Cruce

La frecuencia en el cual la ganancia es igual a la unidad, es definida como la frecuencia de cruce f_c . Esta frecuencia de cruce es un buen indicador del ancho de banda del sistema de retroalimentación de bucle cerrado, que determina la velocidad de la respuesta dinámica del sistema de control a diversas perturbaciones.

c) Ganancia de margen de fase

Para el sistema de retroalimentación de bucle cerrado sea estable, la frecuencia de cruce f_c , el retardo de fase introducido por la función de transferencia de bucle debe ser inferior a 180° . En f_c , el ángulo de fase de la función de transferencia de lazo medido con respecto a -180° , es definido como el margen de fase ϕ_{PM} .

$$\phi_{PM} = \phi_L + 180^\circ \quad (2.54)$$

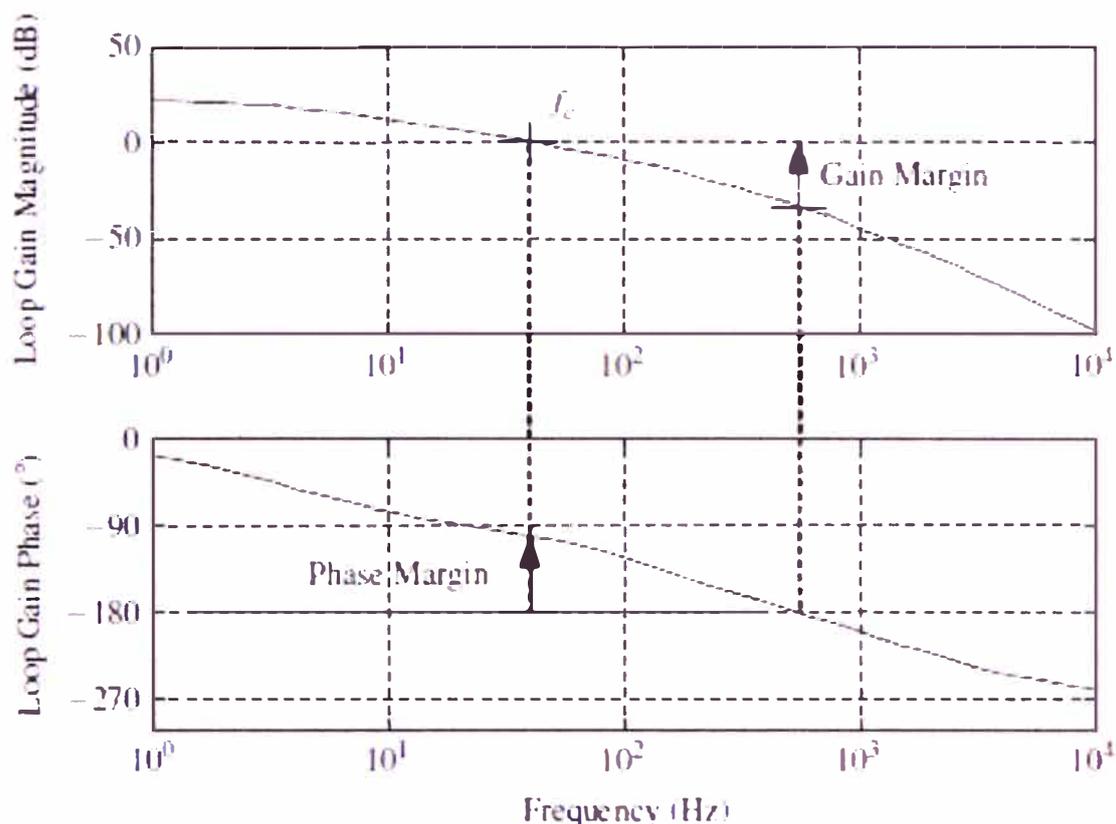


Figura 2.23 Definición de frecuencia de cruce, margen de ganancia y margen de fase.
(Fuente: [5])

d) **Diseño del compensador**

Una red compensadora está diseñada para un sistema regulador DC. El compensador está diseñado para alcanzar el margen de fase adecuada y un buen rechazo a las perturbaciones. El compensador de adelanto y controlador PD se utilizan usualmente para mejorar el margen de fase y extender el ancho de banda del bucle de retroalimentación, esto conduce a un mejor rechazo de las perturbaciones de alta frecuencia. Los compensadores de retardo y controladores PI, se utilizan para aumentar la ganancia de bucle de baja frecuencia. Esto conduce a un mejor rechazo de las perturbaciones de baja frecuencia y muy pequeño error de estado estacionario. Más complicados compensadores pueden lograr ventajas de ambos enfoques.

El modelo de convertidor de pequeña señal promediada derivado en la sección 2.2.2 se utiliza en la siguiente sección para encontrar los efectos de retroalimentación sobre la función de transferencia de pequeña señal del regulador. [5][18]

2.2.4 **Método de Control de Modo Deslizante (Sliding Mode Control (SMC))**

En la formulación de cualquier problema de control, por lo general, debe haber discrepancias entre la planta real y el modelo matemático desarrollado por el diseño del

controlador. Esta falta de coincidencia puede ser debido a la variación en los parámetros del sistema o la aproximación de comportamiento de la planta compleja por un modelo sencillo.

Se debe ser cuidadoso asegurado que el controlador resultante tiene la capacidad de producir los niveles de rendimiento requeridos en la práctica a pesar de los desajustes de la planta/modelo. Esto despertó un gran interés en el desarrollo de métodos de control sólidos, que busca resolver este problema. La metodología de control por modo deslizante da una forma particular de diseño de controladores robustos. [9][27]

El control de modo deslizante es un tipo particular de los sistemas de control de estructura variable (VSCS), que se caracteriza por un conjunto de leyes de control de realimentación y una regla de decisión. La regla de decisión, denominado la función de conmutación, tiene en su entrada alguna medida del comportamiento actual del sistema y produce como salida el controlador de retroalimentación en particular, que debe ser usado en ese instante de tiempo. Una estructura de sistema variable (VSS), se considera como una combinación de los subsistemas, donde cada subsistema tiene una estructura de control fijo y es válido para regiones especificadas del comportamiento del sistema.

En el control en modo deslizante, el VSCS está diseñado para conducir y a continuación, limitar el estado del sistema a estar dentro de la zona de la función de conmutación. Este enfoque tiene dos ventajas:

- El comportamiento dinámico del sistema puede ser tolerado por el valor de referencia particular elegido para la función de conmutación.
- La respuesta a lazo cerrado se vuelve totalmente insensible a una clase particular de incertidumbre.

La última propiedad de invariancia hace claramente esta metodología, un candidato apropiado para el control robusto. Además, la capacidad de especificar directamente el rendimiento, hace del control en modo deslizante un método atractivo desde el punto de vista de diseño.

El control en modo deslizante es tema de muchas investigaciones y aplicaciones en sistemas eléctricos y mecánicos. Recientes trabajos muestran la eficiencia del control en modo deslizante aplicados a los convertidores conmutados, control de motores, robótica, etc. Algunos de los principales campos de investigación sobre el tema se muestran en la Figura 2.24. [9][27]

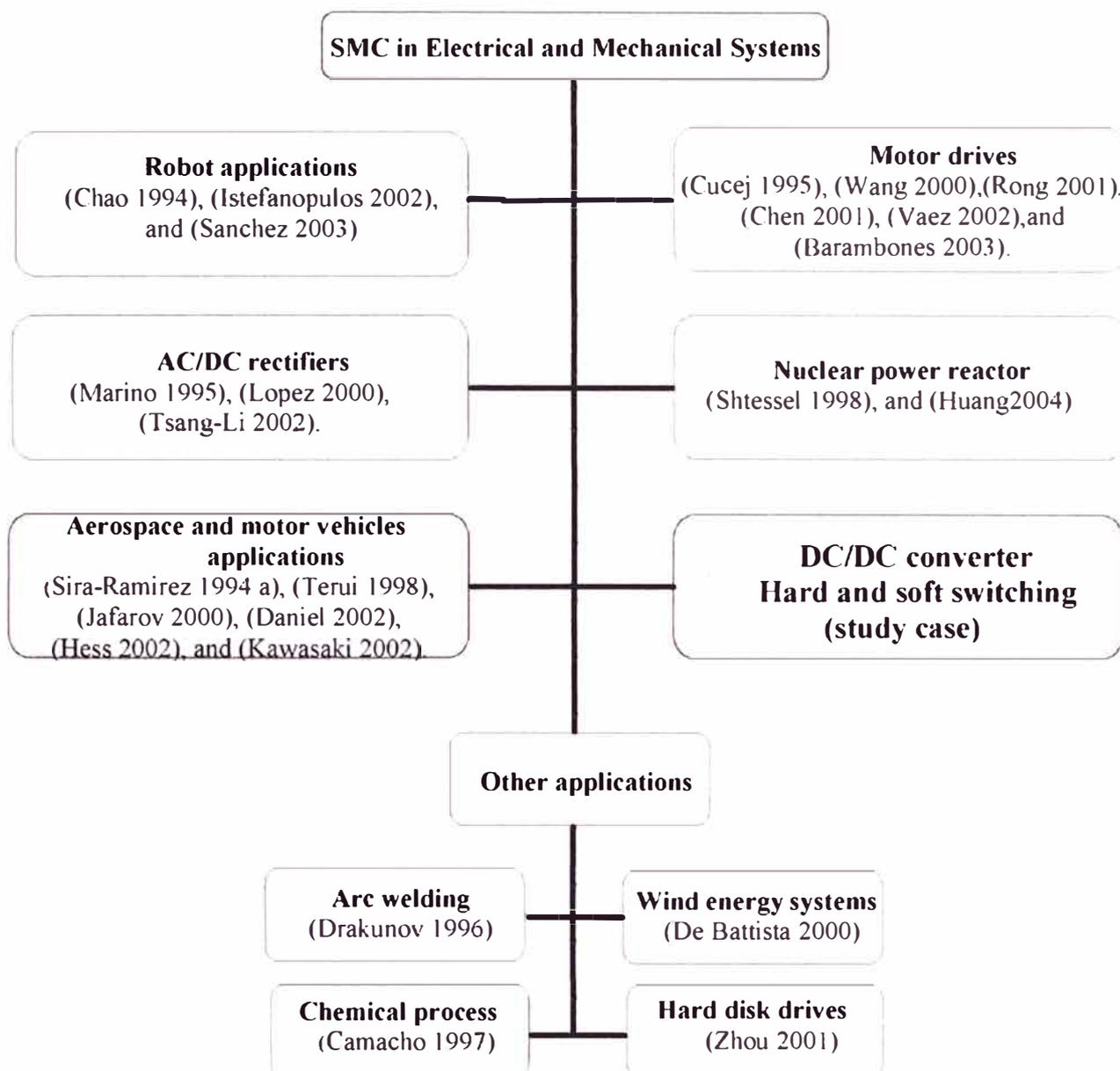


Figura 2.24 Principales campos de investigación del control de modo deslizante.

(Fuente: [9])

La figura 2.24 muestra las aplicaciones del control en modo deslizante en los sistemas eléctricos y mecánicos. La figura describe las seis áreas principales en las que el control en modo deslizante se ha aplicado y ampliamente investigadas, también se muestra algunas otras áreas en las que menos aplicaciones e investigaciones se han desarrollado pero que tienen un futuro prometedor.

a) **Sistemas de estructura variable con modos deslizantes**

Un sistema de estructura variable consiste en un conjunto de dos o más estructuras o subsistemas continuos junto con una lógica de conmutación adecuada [23]. Una propiedad interesante de los sistemas de estructura variable es la posible existencia de modos deslizantes en las superficies de discontinuidad de la estructura. Si la trayectoria

del sistema alcanza las proximidades de una región en la que existe un modo deslizante, el movimiento ya no se alejará de la región excepto posiblemente a través de las fronteras de la región [22].

Por ejemplo, supongamos que en un sistema de estructura variable de segundo orden existe un modo deslizante en un segmento del plano de fase \mathfrak{R} . Entonces, las trayectorias que tocan el segmento \mathfrak{R} , permanecen sobre \mathfrak{R} excepto si llegan a los extremos del segmento, donde, posiblemente, pueden escapar de la región (Figura 2.25).

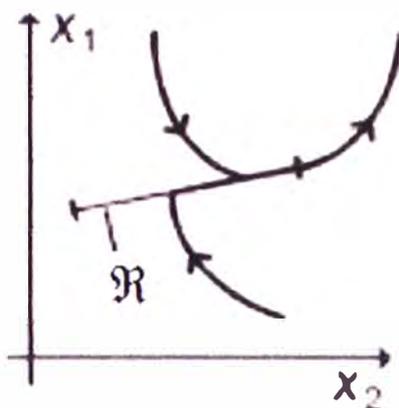


Figura 2.25 Trayectorias en el plano de fase mínima de estructura variable de segundo orden. (Fuente: [22])

A \mathfrak{R} también se le llama región de deslizamiento. Cuando la trayectoria evoluciona sobre la región \mathfrak{R} se dice que el sistema está en modo deslizante. Cuando un sistema se encuentra en modo deslizante puede tener cualquier comportamiento dinámico, como tender hacia un punto de equilibrio asintóticamente estable dentro de \mathfrak{R} o seguir una trayectoria de amplitud creciente que lo lleve a abandonar la región de deslizamiento.

Para que exista un modo deslizante en una superficie de discontinuidad entre dos estructuras, las trayectorias en ambos lados de la superficie deben dirigirse hacia la superficie [22].

b) **Conceptos fundamentales del control por Modo Deslizante**

El control en modo deslizante se define como la aplicación de una señal de control que conmuta a alta frecuencia y consigue llevar el estado del sistema a un campo escalar $s(x)$, denominado superficie de deslizamiento. La superficie es definida por el diseñador del sistema de control con el objeto que el estado cumpla las especificaciones deseadas. La principal ventaja de este control es su robustez ante perturbaciones cuando estas tienen cotas conocidas. A continuación, se realizará el análisis de esta técnica cuando se considere un sistema no lineal de la forma. [20][22]

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.55)$$

Donde $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}$ y las funciones f y g son campos vectoriales suaves con $g(x) \neq 0$ para todo x . La señal de control u es discontinua y toma los valores de cero o uno. Sus puntos de discontinuidad corresponden con los cambios de estructura del sistema. [2] [22]

b.1) Control en modo deslizante

Definimos la siguiente ley de control o lógica de conmutación:

$$u = \begin{cases} 1, & s(x) > 0 \\ 0, & s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.56)$$

La superficie S se denomina superficie de discontinuidad o superficie de conmutación, la función $s(x)$ se denomina función de conmutación y determina la siguiente superficie de dimensión $n - 1$.

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n \mid s(x) = 0\} \quad (2.57)$$

Las trayectorias de estado es orientado en dirección hacia el plano de conmutación $s(x) = 0$ en el espacio de estado $x^T = (x_1, x_2, \dots, x_n)$. Por lo tanto, el modo de deslizamiento se produce en el plano (Figura 2.26.) y la ecuación de movimiento se deben encontrar alrededor del plano de conmutación. [2][22]

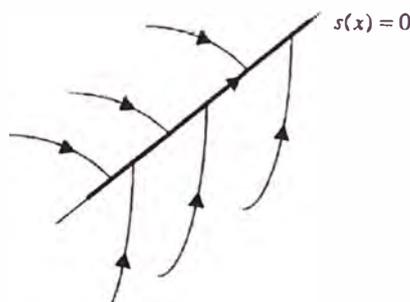


Figura 2.26 Modo Deslizante sobre el plano $S(x) = 0$. (Fuente: [1])

Si hay alguna región \mathfrak{R} donde existe un modo deslizante, esta región es un subconjunto de S , $\mathfrak{R} \subset S$. Se dice que el convertidor está controlado en modo deslizante cuando se utiliza la ley de control (ecuación 2.56) y hay una región \mathfrak{R} donde existe un modo deslizante.

b.2) Existencia de modo deslizante

En las proximidades de los puntos de \mathfrak{R} , la función de conmutación $s(x)$ y su derivada temporal deben tener signos opuestos en la proximidad de una superficie de discontinuidad $S = 0$. Las condiciones de existencia de modo deslizante se expresa de la siguiente forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dS(x)}{dt} < 0 ; s(x) > 0 \\ \frac{dS(x)}{dt} > 0 ; s(x) < 0 \end{array} \right. \quad \text{ó} \quad \left\{ \begin{array}{l} \lim_{s \rightarrow +0} \dot{S} < 0 \\ \lim_{s \rightarrow -0} \dot{S} > 0 \end{array} \right. \quad (2.58)$$

Es decir, cuando el sistema está fuera de la superficie, el movimiento del sistema con respecto al tiempo $\frac{dS(x)}{dt}$ es en tal dirección que se dirige hacia la superficie. [2], [22].

b.3) Regulación ideal en modo deslizante

La posible creación de un modo deslizante se aprovecha como se explica a continuación. Supongamos que un convertidor debe regular la tensión de su salida v , a un valor constante, v_r . Supongamos que se utiliza una ley de control de la forma (ecuación 2.56) con la siguiente función de conmutación.

$$S = v_r - v \quad (2.59)$$

La superficie de conmutación correspondiente es la siguiente.

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n : v = v_r\} \quad (2.60)$$

Si S fuera una región de deslizamiento y la trayectoria alcanzara esa superficie de deslizamiento, se habría conseguido una regulación ideal del sistema, porque a partir de entonces evolucionaría en modo deslizante cumpliendo siempre $v = v_r$.

Poder conseguir funciones del sistema invariantes como en este ejemplo, es lo que impulsa el estudio de los sistemas de estructura variable con modos deslizantes [22].

c) Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita

c.1) Ley de control con “Capa límite”

La ley de control (ecuación 2.56) no es físicamente realizable, porque implicaría, en el caso de modo deslizante, una frecuencia de conmutación infinita. Una forma más realista de especificar la lógica de conmutación es la siguiente.

$$u = \begin{cases} 1, & s(x) \geq \Delta \\ 0, & s(x) \leq -\Delta \end{cases} \quad (2.61)$$

$$u \in \{0, 1\} \quad |s(x)| \geq \Delta$$

Siendo Δ una constante positiva. Con esta ley de control, la frecuencia de conmutación en modo deslizante puede ser finita. A cambio, el movimiento deslizante no ocurrirá estrictamente sobre la superficie $s(x) = 0$, sino en un entorno de ella denominado “capa límite” o “boundary layer” que cumple $|s(x)| \geq \Delta$.

Obsérvese que u no está determinado cuando $|s(x)| < \Delta$, esto deja abierta la forma de implementar la ley de control. Una posibilidad es que u mantenga el valor que tenía la última vez que $|s|$ fue igual a " Δ ". Se dice en ese caso que el control tiene histéresis.

c.2) Definición de modo deslizante

En el sistema (ecuación 2.55), la región \mathcal{R} que pertenece a la superficie de conmutación S definida en (ecuación 2.58), es una región de deslizamiento, o una región en la cual el sistema entra en modo deslizante si:

- Ninguna de las trayectorias de las dos estructuras contiguas a la superficie de conmutación está contenida en la superficie \mathcal{R} .
- Para cualquier ε positivo, se pueden encontrar dos números positivos Δ y δ tales que cualquier trayectoria del sistema (ecuación 2.55) con el control (ecuación 2.56), que comience en un entorno de \mathcal{R} de dimensión n y radio δ solamente puede abandonar el entorno de \mathcal{R} , de dimensión n y radio ε en un entorno de la frontera de \mathcal{R} , de radio ε .

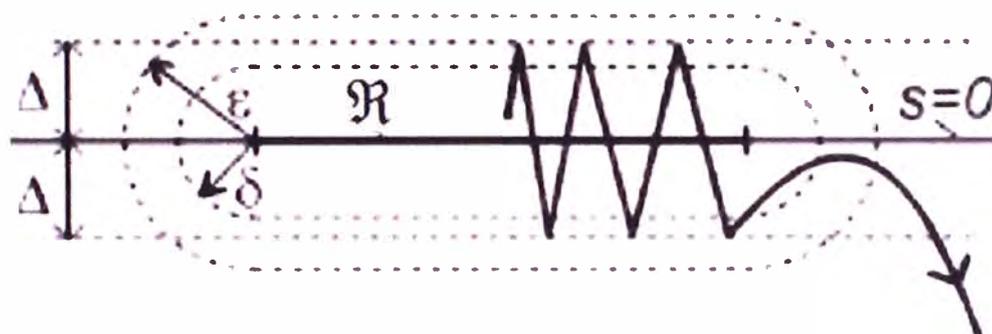


Figura 2.27 Posible trayectoria de un sistema en las proximidades de una región de deslizamiento \mathcal{R} . (Fuente: [22])

c.2) Dinámica deslizante ideal

De la definición anterior se desprende que la trayectoria en modo deslizante se hace todo lo próxima que se quiera a $s = 0$, en la región \mathcal{R} , escogiendo el valor de Δ suficientemente pequeño. La dinámica del sistema en modo deslizante cuando Δ tiende a cero se conoce como dinámica deslizante ideal.

d) Método del control equivalente

El método del control equivalente es un procedimiento que permite obtener las condiciones de existencia de deslizamiento sobre la superficie de conmutación y las ecuaciones de la dinámica deslizante ideal correspondiente.

d.1) Control equivalente

Supongamos que en el sistema (ecuación 2.55) se utiliza el control (ecuación 2.61). El control equivalente $u_{eq}(x)$, se obtiene de igualar a cero la primera derivada temporal de $s(x)$ a lo largo de las trayectorias del sistema, y de la ecuación resultante despejar el control u .

$$\dot{s} = \nabla s(x) \cdot \dot{x} = \nabla s(x) \cdot (f(x) + g(x)u) = 0 \Rightarrow u = u_{eq}(s) \quad (2.62)$$

g) Estabilidad en gran señal

Si existe una región de deslizamiento alrededor del punto de equilibrio x_e , se asegura que si las condiciones iniciales están suficientemente cerca de x_e entonces la trayectoria del sistema tiende a la región de deslizamiento. Si además el punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal es asintóticamente estable y Δ es suficientemente pequeño entonces la trayectoria 'deslizará' hacia el estado de equilibrio. Además, perturbaciones 'pequeñas' no sacarán al sistema del modo deslizante.

Para conocer con precisión la cuenca de atracción del estado de equilibrio o la magnitud de las perturbaciones que soporta el sistema, es necesario un análisis más detallado de cada caso concreto. Este análisis es riguroso utilizando por ejemplo funciones de Lyapunov o utilizando la simulación numérica. [2], [22].

g.1) Ley de control con histéresis

La ley de control (ecuación 2.56) se puede implementar con un comparador con histéresis como el de la Fig. 28 escogiendo H menor o igual a " Δ ".

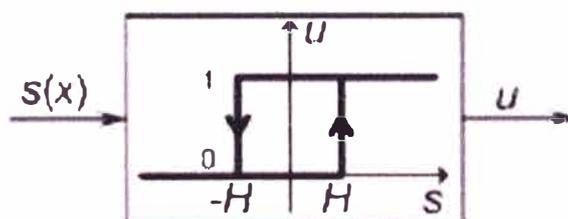


Figura 2.28 Bloque que simboliza un comparador de histéresis (Fuente: [22]).

2.2.5 Control en modo deslizante para convertidores DC-DC

En los circuitos controlados por dispositivos de conmutación, en los que la variable de control asume sólo un conjunto discreto de valores de conmutación, es natural considerar las estrategias del control en modo deslizante para sintetizar la política de conmutación natural desde un punto de vista tecnológico y desde un punto de vista teórico. En el pasado, el método de promediado de espacio de estado ha sido ampliamente

utilizado para analizar convertidor DC-DC. En el método de espacio de estado promedio, se identifican los modelos de circuitos lineales y la ecuación de espacio de estado para cada uno de las posibles posiciones de conmutación del convertidor durante el período de interruptor. Estas ecuaciones de espacio de estado se promedian sobre el período de conmutación, lo que lleva a un modelo equivalente de baja frecuencia del convertidor. El modelo de baja frecuencia obtenido es linealizado con el fin de aplicar la teoría de control lineal para diseñar compensadores de retroalimentación. En esencia, un promedio de espacio de estado proporciona un método de caracterización de baja frecuencia para convertidores, permitiendo el uso en el dominio de frecuencia para el diseño. Las técnicas de modo deslizante pertenecen a la categoría de diseño de dominio del tiempo; que se utilizan para caracterizar el sistema bajo las condiciones de pequeña señal y de gran señal. El control en modo deslizante utiliza realimentación de estado y directamente configura la respuesta a lazo cerrado deseada en el dominio del tiempo, o en términos de ecuaciones diferenciales. La característica más importante del enfoque de modo deslizante es la baja sensibilidad a variaciones de los parámetros del sistema [2].

a) **Sistemas Bilineales**

Los convertidores DC-DC de uso general se clasifican en convertidores tipo reductor, elevador, reductor-elevador y buck. Algunos de estos convertidores DC-DC se asume con una formulación de espacio de estado unificado en la forma de un sistema bilineal definido en R^n , [3].

$$\dot{x} = Ax + uBx \quad (2.63)$$

Donde x es el vector de estado; A y B son matrices con entradas reales constantes; u es un control escalar tomando valores del conjunto discreto $U = \{0,1\}$. Para el sistema de los convertidores se diseña un control discontinuo como.

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (2.64)$$

Donde $s(x)$ es una función de conmutación escalar en el control de modo deslizante:

$$s(x) = c^T x \quad (2.65)$$

Con el vector $c = \left[\frac{\partial s}{\partial x} \right]$ y $c \in R^n$ denota el gradiente de la función escalar s con respecto al espacio de estado vector x . La proyección de movimiento de sistema (2.63) en el colector s se obtiene como:

$$\dot{s} = c^T \dot{x} = c^T Ax + uc^T Bx \quad (2.66)$$

$$\dot{s} = c^T \dot{x} = c^T Ax + \frac{1}{2} c^T Bx - \frac{1}{2} \text{sign}(s) c^T Bx \quad (2.67)$$

Para que exista el control en el modo deslizamiento en la vecindad $s = 0$, el sistema necesita satisfacer la convergencia (para $s=0$) y la condición de deslizamiento $s \cdot \dot{s} < 0$, el cual implica que:

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot \left(c^T Ax + \frac{1}{2} c^T Bx \right) - \frac{1}{2} |s| c^T Bx < 0 \quad (2.68)$$

A partir de esta desigualdad se obtiene la condición necesaria para que exista el control en modo de deslizamiento.

Si existe el modo de deslizamiento, entonces en la vecindad de $s = 0$, las siguientes relaciones se cumplen:

$$\dot{s}_{s>0} = c^T Ax < 0 \quad (2.69)$$

$$\dot{s}_{s<0} = c^T Bx > -c^T Ax \quad (2.70)$$

La ecuación de movimiento del sistema (2.63) en el modo deslizante se deriva por el método de control equivalente. El control equivalente del control discontinuo U se calcula estableciendo formalmente S y resolviendo la ecuación (2.67) de U para obtener. [2]

$$u_{eq} = -\frac{c^T Ax}{c^T Bx} \quad (2.71)$$

La ecuación de movimiento de deslizamiento se rige por:

$$\dot{x} = Ax + u_{eq} Bx \quad (s(x) = 0) \quad (2.72)$$

Para la existencia del control en modo deslizante ($s = 0$), el correspondiente control equivalente satisface:

$$0 < u_{eq} = -\frac{c^T Ax}{c^T Bx} < 1 \quad (2.73)$$

Prueba del control en modo deslizante.

Si existe la relación, ($S\dot{S} < 0$), la segunda línea de la ecuación (2.67) afirman que:

$$\frac{1}{2} c^T Bx > \left| \frac{1}{2} c^T Bx + c^T Ax \right| \quad (2.74)$$

Resolver esta desigualdad conduce a:

$$0 < u_{eq} = -\frac{c^T Ax}{c^T Bx} < 1 \quad (2.75)$$

Se debe tener en cuenta que la condición ($\dot{S}S < 0$) define un dominio de atracción de la vecindad de deslizamiento. Es la tarea del diseñador de control para garantizar que esta condición se cumple siempre, tanto en comportamiento transitorio y en estado estacionario. Esto también implica opciones cuidadosas de condiciones iniciales. [2]

2.3 Definición de Términos

Función de Transferencia.- Es un modelo matemático, que a través de un cociente relaciona la respuesta de un sistema (modelada) a una señal de entrada o excitación (también modelada). En la teoría de control, a menudo se usan las funciones de transferencia para caracterizar las relaciones de entrada y salida de componentes o de sistemas, que se describen mediante ecuaciones diferenciales lineales e invariantes en el tiempo.

Sistemas de estructura variable.- Son un tipo de sistemas no lineales en los que la dinámica del sistema en lazo cerrado, adopta dos o más estructuras diferentes según el valor de la entrada de control [3].

Los sistemas con modo deslizante, son un tipo especial de sistemas de estructura variable, en los cuales la dinámica del sistema es atraída hacia una superficie en el espacio de estado conocida como superficie de deslizamiento.

Convertidor Elevador.- Es un transformador de voltaje DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), y al menos un elemento para almacenar energía (condensador, bobina o combinación de ambos). Frecuentemente se añaden filtros contruidos con inductores y condensadores para mejorar el rendimiento.

Convertidor electrónico de potencia.- Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna.

El concepto inicial de convertidor se extiende para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes.

Electrónica de Potencia.- Se utiliza para diferenciar el tipo de aplicación que se le da a dispositivos electrónicos, en este caso para transformar y controlar voltajes y corrientes de niveles significativos. Se diferencia así este tipo de aplicación de otras de la electrónica denominadas de baja potencia o también de corrientes débiles.

En este tipo de aplicación se reencuentran la electricidad y la electrónica, pues se utiliza el control que permiten los circuitos electrónicos para controlar la conducción (encendido y apagado) de semiconductores de potencia para el manejo de corrientes y voltajes en aplicaciones de potencia. Esto al conformar equipos denominados convertidores estáticos de potencia.

Sistemas bilineales.- Se dice que un sistema es bilineal, cuando este es independientemente lineal en el control u y lineal en las variables de estado, pero no en ambos, la dinámica contiene no linealidades [3].

Control en modo deslizante.- Es un método de control no lineal que altera la dinámica de un sistema no lineal mediante la aplicación de una señal de control discontinua que obliga al sistema a "deslizante" a lo largo de un campo escalar $s(x)$, denominado superficie de deslizamiento. [2][3]

Boundary layer.- es el entorno alrededor de la superficie deslizante $s(x) = 0$, en que ocurre estrictamente el modo deslizante que cumple $|s(x)| \leq \Delta$, donde Δ tiene que ser pequeño, caso ideal $\Delta = 0$. [22]

CAPITULO III METODOLOGIA DE DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

3.1 Diseño del circuito Elevador

El objetivo es diseñar un convertidor elevador que convierta una entrada de 200v a una salida de 400v y trabaje a una potencia máxima de 4K watts; la frecuencia de conmutación es de 50kHz, En general, una frecuencia de conmutación más rápido conduce a pequeño tamaño de los componentes, pero las pérdidas de conmutación en el circuito aumentan.

Las especificaciones del convertidor elevador esta listado en la siguiente tabla:

Tabla 3.1 Especificaciones del convertidor elevador.

Voltaje de entrada nominal	200 voltios.
Voltaje deseado	400 voltios.
Potencia Máxima	4K watts.
Potencia Mínima	1K watts.
Frecuencia de conmutación	50kHz.
Ondulación de voltaje	$\Delta v < 1\%v$
Ondulación de corriente i_L	$\Delta i_L < 10\%i_L$
Tipo de conducción	CCM

3.1.1 Diseño de componentes

Se considera que el voltaje de entrada dado por la tabla es el voltaje nominal:

$$v_{g_{nom}} = 200 \text{ voltios} \quad (3.1)$$

Si el voltaje de entrada para el convertidor DC-DC varía según:

$$v_{g_{max}} = 240 \text{ voltios} \quad (3.2)$$

$$v_{g_{min}} = 160 \text{ voltios} \quad (3.3)$$

Hallando la relación de transformación de voltaje. $\frac{v}{v_g} = \frac{1}{1-D}$

$$v_{g_{min}} = 160 \text{ v.} \rightarrow \frac{400}{160} = \frac{1}{1 - D_{max}} \rightarrow D_{max} = 0.6$$

$$v_{g_{nom}} = 200 \text{ v.} \rightarrow \frac{400}{200} = \frac{1}{1 - D_{nom}} \rightarrow D_{nom} = 0.5$$

$$v_{g_{max}} = 240 \text{ v.} \rightarrow \frac{400}{160} = \frac{1}{1 - D_{min}} \rightarrow D_{min} = 0.4$$

Hallando la corriente máxima y mínima a través de la carga.

$$P_{o_{max}} = 4000 = VI_{o_{max}} \rightarrow I_{o_{max}} = 10 \text{ A} \quad (3.4)$$

$$P_{o_{min}} = 1000 = VI_{o_{min}} \rightarrow I_{o_{min}} = 2.5 \text{ A} \quad (3.5)$$

Hallando el valor de la resistencia de la carga $\frac{v}{I_o}$.

$$R_{max} = \frac{v}{I_{o_{min}}} = 160 \text{ ohm} \quad (3.6)$$

$$R_{min} = \frac{v}{I_{o_{max}}} = 40 \text{ ohm} \quad (3.7)$$

De la ecuación que representa el rizo del voltaje de Salida.

$$\Delta v = \frac{vDT_s}{2RC}$$

Se debe determinar el valor del Capacitor que asegure que el rizo del voltaje de salida sea menor que el 1% del voltaje de salida:

$$\Delta v < 1\%v \quad (3.8)$$

Reemplazando la ecuación en la desigualdad.

$$\frac{vDT_s}{2RC} < 1\%v$$

Para D_{max} y R_{max} .

$$C > 3.75\mu F \quad (3.9)$$

Para D_{max} y R_{min} .

$$C > 15\mu F \quad (3.10)$$

Para D_{min} y R_{max} .

$$C > 2.5\mu F \quad (3.11)$$

Para D_{min} y R_{min} .

$$C > 10\mu F \quad (3.12)$$

De la ecuación que representa el rizado de corriente a través del inductor.

$$\Delta i_L = \frac{v_g DT_s}{2L}$$

Se debe determinar el valor del Inductor que asegure que el rizo del corriente a través del inductor sea menor que el 10% del voltaje de salida:

$$\Delta i_L < 10\% i_L \quad (3.13)$$

Reemplazando la ecuación en la desigualdad.

$$\frac{v_g D T_s}{2L} < 10\% i_L$$

Para el voltaje de entrada $v_g = 240$ voltios y $D = 0.4$.

$$L > 0.576 \text{mF} \quad (3.14)$$

Para el voltaje de entrada $v_g = 160$ voltios y $D = 0.6$

$$L > 0.304 \text{mF} \quad (3.15)$$

Para garantizar que el circuito del convertidor Elevador trabaja en Modo de Conducción Continua debe cumplirse la siguiente relación.

$$\frac{2L}{R_{\max} T_s} > D \cdot D'^2$$

De la ecuación la expresión $D \cdot D'^2$ toma su máximo valor en $D = \frac{1}{3}$, reemplazando las variables en la ecuación se obtiene:

$$L > 0.237 \text{mH} \quad (3.16)$$

De las ecuaciones se eligen los valores de la resistencia, el condensador y el inductor.

$$C = 50 \mu\text{F} , L = 5 \text{mH} \text{ y } R = 40 \text{ ohm.}$$

3.2 Diseño del controlador del convertidor Elevador

Se plantea el diseño de un controlador en cascada.

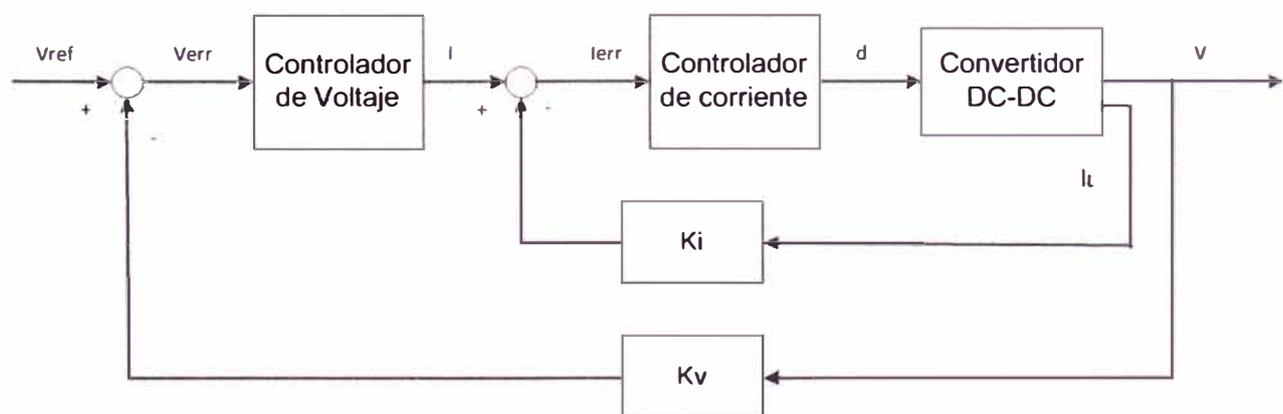


Figura 3.1 Estructura del controlador del convertidor Elevador DC-DC. (Fuente: E.P.)

3.2.1 Diseño del controlador de corriente – método lineal

El sistema de control de realimentación a diseñar se muestra en la figura 3.2, donde la intensidad de corriente a través del inductor se compara con un valor de referencia I_{ref} . El error de la corriente ($I_{ref} - i_L$) es compensada en el controlador, el cual produce una corriente de control $i_c(t)$. Esta corriente de control actúa como la entrada a la modulación de ancho de pulso (PWM), para producir una señal de conmutación q para la fuente de polos en el convertidor DC-DC. El valor medio de esta señal de conmutación es d , como se muestra en la figura 3.2. [1][5]

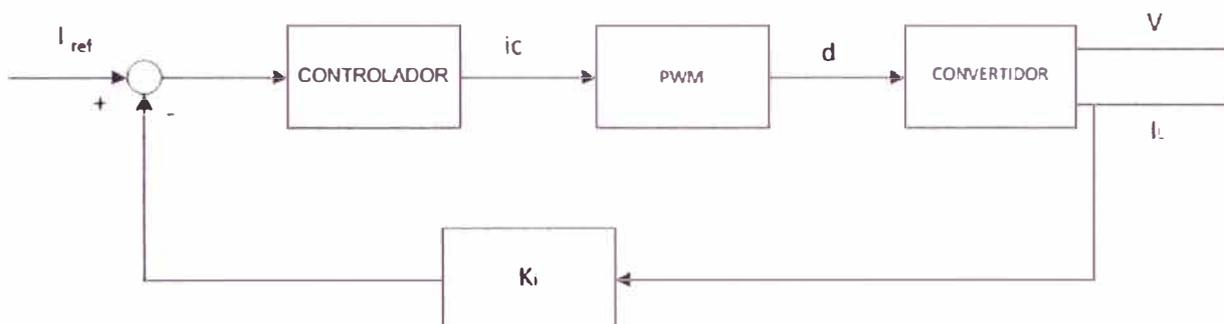


Figura 3.2 Diagrama de bloques en lazo cerrado del control de corriente.

(Fuente: E.P.)

En el diagrama de bloques del sistema representado en la figura 3.2, la función de transferencia general de bucle abierto está dado por:

$$G_{oL}(s) = G_{ci}(s)G_{pwm}(s)G_P(s) \quad (3.17)$$

Donde $G_1(s)$ esta dado por la ecuación de:

$$G_1(s) = G_{pwm}(s)G_P(s) \quad (3.18)$$

$G_{ci}(s) =$ función de transferencia de amplificador de errores compensados.

Para un $G_1(s)$ dado, la función de transferencia del amplificador de errores compensados $G_{ci}(s)$ debe adaptarse correctamente, de modo que $G_{oL}(s)$ cumpla con los requisitos del desempeño que se espera en la fuente de alimentación. [5][18]

En la elección de la función de transferencia del controlador de corriente $G_{ci}(s)$, la introducción de un par de polos en la función de transferencia de la siguiente forma.

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{ci} \left(\frac{s}{w_{zi}} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{w_{pi}} + 1 \right)} \quad (3.19)$$

Reemplazando los valores de L, C, D y R del convertidor Elevador.

$$G_{id}(s) = \frac{0.08s+80}{1 \cdot 10^{-6}s^2+0.0005s+1} \quad (3.29)$$

A partir de donde se grafica el diagrama de bode de ganancia y voltaje.

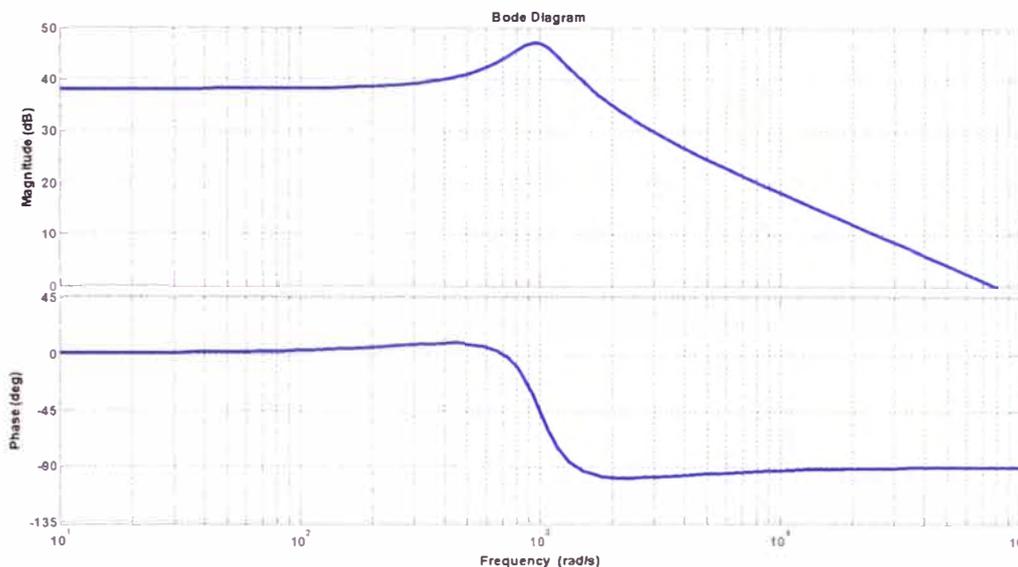


Figura 3.4 Diagrama de Bode de la función de transferencia del convertidor $G_{id}(s)$.
(Fuente: E.P.)

Elegimos la frecuencia de cruce.

$$f_{ci} = 2\text{kHz} \quad \omega_{ci} = 12566.4 \text{ rad/s} \quad k_i = 0.5$$

Se desea diseñar el compensador de función de transferencia:

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{ci} \left(\frac{s}{\omega_{zi}} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{\omega_{pi}} + 1 \right)} \quad (3.30)$$

G_{ci} : Controlador del lazo de corriente.

ω_{zi} : Zero del controlador de lazo de corriente.

ω_{pi} : Polo del controlador de lazo de corriente.

K_{ci} : Ganancia del controlador.

El margen de fase del sistema compensado debe ser $\phi_{PM} = 60^\circ$ en la frecuencia de corte elegida.

$$\phi_{PM} = 180^\circ + \phi_P + \phi_{ci} \quad (3.31)$$

$$\phi_{ci} = 60^\circ$$

$$K_{bi} = \tan\left(45 + \frac{\text{impulso}}{2}\right) \quad (3.32)$$

$$\text{Impulso} = 60^\circ \quad \text{y} \quad K_{bi} = 3.732$$

$$w_{zi} = \frac{w_{ci}}{K_{bi}} = 3367.9 \quad (3.33)$$

$$w_{pi} = K_{bi} w_{ci} = 46897.7 \quad (3.34)$$

Para hallar la ganancia del controlador, del diagrama de bode se determina que la ganancia en el punto de la frecuencia de cruce es:

$$|G_p|_{f_c} = 16.5\text{dB} = 6.683$$

$$k_{ci} = |G_{ci}|_{f_c} \frac{w_{zi}}{K_{bi}} = 1080.28$$

$$G_{ci} = 15046 \cdot \frac{s + 3367.19}{s \cdot (s + 46897.7)}$$

3.2.2 Diseño del controlador de corriente – método Deslizante

Se sabe que la señal de entrada u toma valores discretos $U = \{0,1\}$, y la dinámica del convertidor elevador está dado por:

$$\frac{dx_1}{dt} = (u - 1) \frac{1}{L} x_2 + \frac{E}{L} \quad (3.35)$$

$$\frac{dx_2}{dx} = (1 - u) \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \quad (3.36)$$

Donde $x_1 = i_L$ y $x_2 = v$. [3]

Para el diseño del control de un convertidor elevador, una corriente deseada se obtiene a partir del bucle de tensión externa como.

$$2 \cdot i_{ref} = \frac{v^2}{R \cdot v_g} \quad (3.37)$$

Donde v es la tensión del condensador de salida deseada. La función de conmutación para el control de la corriente interna se define como:

$$s = 2i_{ref} - i_L \quad (3.38)$$

Con el fin de hacer cumplir que la corriente x_1 realice el seguimiento a la corriente deseada i_{ref} , el control deseado u es diseñado como:

$$u = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s)) \quad (3.39)$$

Bajo este esquema de control, el control equivalente de u se deriva formalmente por la solución de $\dot{s} = \dot{x}_1 = 0$, para la entrada de control u :

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_g}{x_2} \quad (3.40)$$

Donde x_2 es la tensión de salida del bucle de tensión lenta. La ecuación de movimiento del bucle de tensión exterior durante el modo de deslizamiento en el interior del bucle de corriente se obtiene sustituyendo el control equivalente 3.40 en la ecuación 3.36. [2]

$$\dot{x}_2 = \frac{-1}{RC} \left(x_2 - \frac{v^2}{x_2} \right) \quad (3.41)$$

Esta ecuación es resuelta explícitamente como:

$$x_2(t) = (v^2 + (x_2^2(t_h) - v^2)e^{-2(t-t_h)/RC})^{1/2} \quad (3.42)$$

Donde t_h representa el instante de llegada a la vecindad de deslizamiento $s = 0$ y $x_2(t_h)$ es la tensión de salida en tiempo de t_h . Aparentemente, x_2 tiende a v asintóticamente cuando t tiende a infinito. [2]

El dominio de atracción de la vecindad de deslizamiento $s = 0$ se encuentra aplicando la condición de convergencia $s \cdot \dot{s} < 0$ al sistema 3.35 y 3.36.

$$x_2 > v_g \text{ o } 0 < u_{eq} = 1 - \frac{v_g}{x_2} < 1 \quad (3.43)$$

La condición implica que mientras la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada, el método de modo deslizante puede ser ejecutado. Este requisito es esencial para el convertidor elevador DC-DC y la consideración cuidadosa de las condiciones iniciales para garantizar la convergencia de $s = 0$. [2]

3.2.3 Diseño del controlador de voltaje – Método lineal

Para el diseño del lazo de voltaje (lazo externo), La función de transferencia que representa la etapa de potencia es $\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}}$.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}} = G_{vi} = \frac{D' \cdot R}{2} \cdot \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{D'^2 \cdot R})}{1 + s \cdot \frac{R \cdot C}{2}} \quad (3.44)$$

$$G_{vi} = \frac{-0.005s + 10}{0.001s + 1}$$

En la ecuación (3.45) se presenta la función de transferencia del compensador de voltaje (red de compensación PI):

$$G_{cv}(s) = K_v \frac{(1 + \frac{s}{w_{zv}})}{s \cdot (1 + \frac{s}{w_{pv}})} \quad (3.45)$$

Siguiendo el mismo procedimiento para la obtención del controlador de corriente por el método promedio, se diseña el compensador de voltaje, para lo cual se define:

Frecuencia de corte del compensador de voltaje y el margen de fase (ϕ_{PM}).

$$w_{cv} = 800 \text{ y } \phi_{PM} = 60^\circ$$

Para el control de voltaje en el convertidor por el método descrito, se obtiene los siguientes valores.

$$G_{vi} = \frac{D' \cdot R}{2} \cdot \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{D'^2 \cdot R})}{1 + s \cdot \frac{R \cdot C}{2}} \quad (3.46)$$

Reemplazando los valores de L,C,D y R del convertidor Elevador.

$$G_{vi}(s) = \frac{-0.005s + 10}{0.001s + 1} \quad (3.45)$$

A partir de donde se grafica el diagrama de bode de ganancia y voltaje.

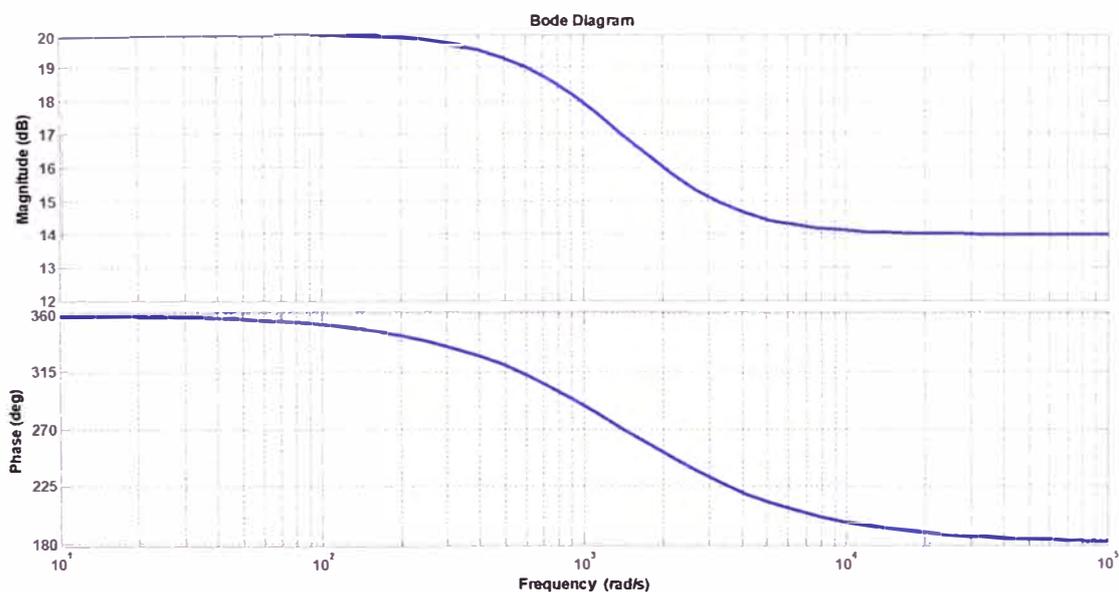


Figura 3.5 Diagrama de Bode de la F.T. del convertidor $G_{vi}(s)$. (Fuente: E.P.)

Elegimos la frecuencia de cruce.

$$f_{cv} = 254.648\text{Hz} \quad w_{cv} = 1600 \text{ rad/s} \quad k_v = 0.01$$

Se desea diseñar el compensador de función de transferencia:

$$G_{cv}(s) = \frac{K_{cv} \left(1 + \frac{s}{w_{zv}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{w_{pv}}\right)} \quad (3.46)$$

G_{cv} : Controlador del lazo de voltaje.

w_{zv} : Zero del controlador de lazo de voltaje.

w_{pv} : Polo del controlador de lazo de voltaje.

K_{cv} : Ganancia del controlador de lazo de voltaje.

El margen de fase del sistema compensado debe ser $\phi_{PM} = 60^\circ$ en la frecuencia de corte elegida.

$$\phi_{PM} = 180^\circ + \phi_P + \phi_{cv}$$

$$\phi_{cv} = 60^\circ$$

$$K_{bv} = \tan\left(45 + \frac{\text{impulso}}{2}\right)$$

$$\text{Impulso} = -351^\circ$$

$$K_{bv} = 1.17 \quad (3.47)$$

$$w_{zv} = \frac{w_{cv}}{K_{bv}} = 1367.52 \quad (3.48)$$

$$w_{pv} = K_{bv} w_{cv} = 1872. \quad (3.49)$$

Para hallar la ganancia del controlador del diagrama de bode se determina que la ganancia en el punto de la frecuencia de cruce es:

$$|G_p|_{fc} = 20\text{dB} = 10 \quad \text{Entonces: } |G_{cv}|_{fc} = 5$$

$$k_{cv} = |G_{cv}|_{fc} \frac{w_{zv}}{K_{bv}} = 5844.1$$

$$G_{cv} = 8000 \cdot \frac{s + 1367.52}{s \cdot (s + 1872.)}$$

Para el caso de la simulación, para obtener la mejor respuesta dinámica, tomemos una ganancia de 4000, y variemos $w_{zv} = 1100$ rad/s como se observa en la función de transferencia del controlador.

$$G_{cv} = 4000 \cdot \frac{s + 1100.}{s \cdot (s + 1872.)} \quad (3.50)$$

CAPITULO IV ANALISIS Y SIMULACION

En esta sección se muestra las simulaciones del convertidor elevador a lazo abierto; la simulación del convertidor elevador a lazo cerrado con el controlador de corriente (lazo interno), para el método de control lineal y método de control de modo deslizante, se muestra la simulación del convertidor elevador a lazo cerrado para el control de voltaje (compensador de voltaje diseñado), se incluye un lazo interno como controlador de corriente (control lineal o control en modo deslizante), se incluye también la respuesta del voltaje de salida ante la variación del voltaje de alimentación y la respuesta del voltaje de salida ante la variación del voltaje de referencia.

4.1 Simulación del Convertidor Elevador

La figura 4.1 muestra el circuito del convertidor elevador elaborado mediante el software de simulación PSIM.

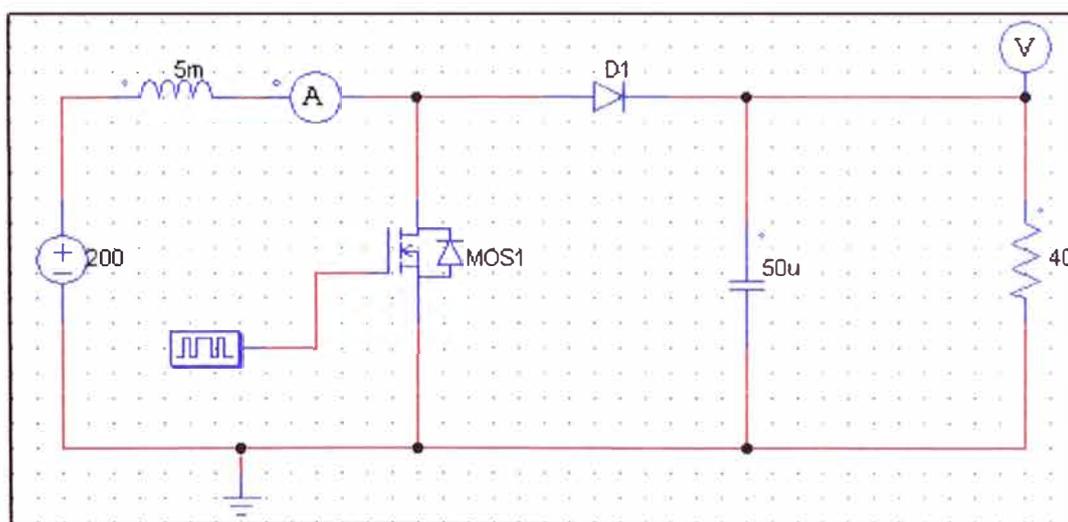


Figura 4.1 Circuito Elevador en PSIM. (Fuente: E.P.)

El convertidor Elevador diseñado para una entrada 200 voltios DC y un voltaje deseado de 400 voltios en la carga, el dispositivo de conmutación debe tener una frecuencia de conmutación mayor que 50kHz, el valor del capacitor es de 50 μ F y el valor del inductor es de 5mH, considerando que el valor de la resistencia interna del inductor es muy pequeña.

Para un ciclo de trabajo $D = 0.5$ y una frecuencia de $f_s = 50\text{kHz}$ y un voltaje de alimentación de $v_g = 200\text{ voltios}$, voltaje de salida $v = 400\text{ voltios}$.

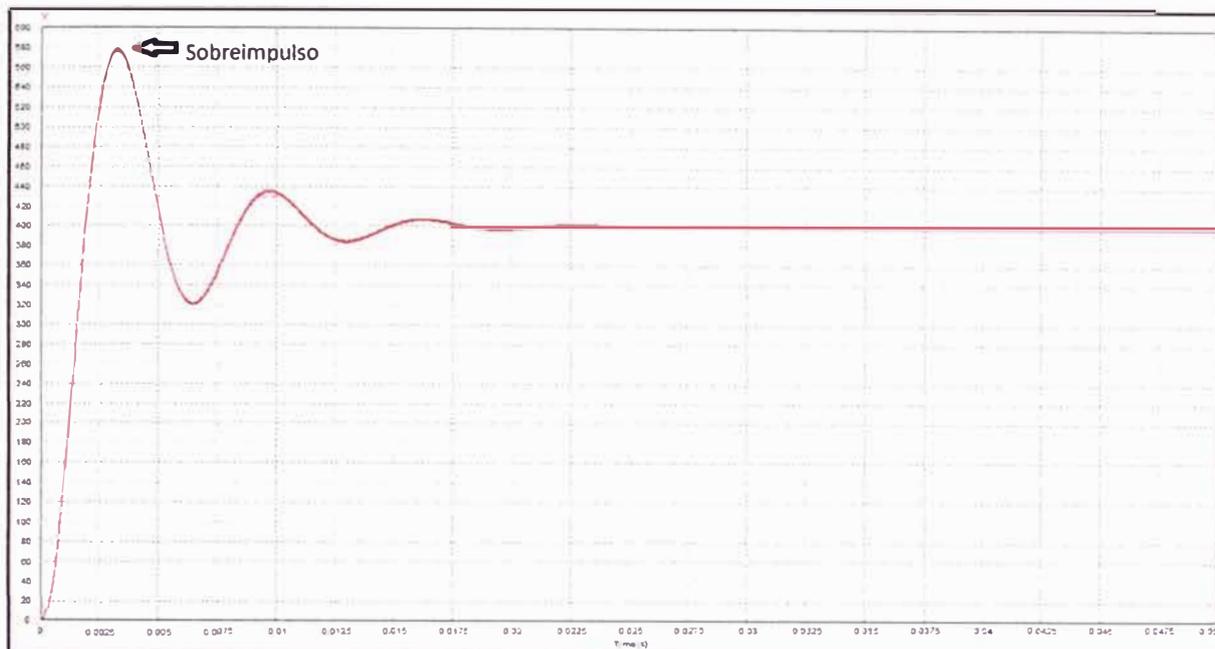


Figura 4.2 Respuesta del voltaje de salida para $D = 0.5$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.)

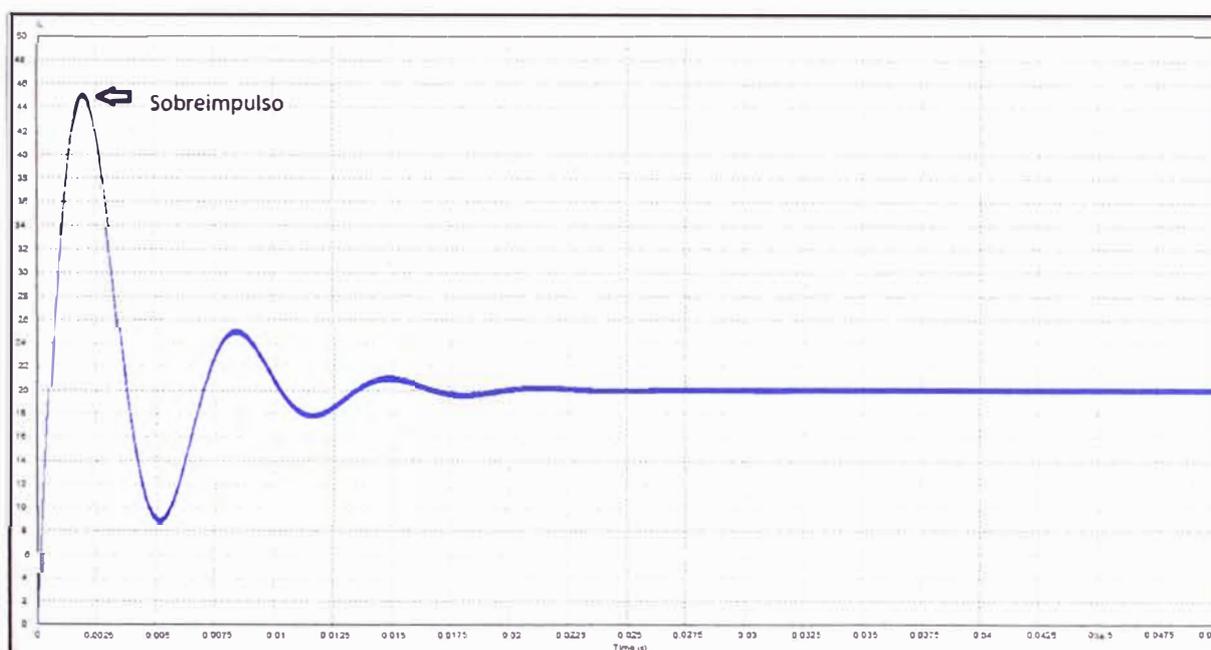


Figura 4.3 Respuesta de la corriente a través del inductor i_L para $D = 0.5$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.)

La figura 4.2 muestra la respuesta del voltaje de salida en la carga, donde se observa oscilaciones, un sobrepulso de voltaje de 45% y un tiempo de establecimiento de 0.025 seg . La figura 4.3 muestra la respuesta de la corriente en el inductor, de donde se observa que presenta oscilaciones, un sobrepulso de corriente de 125% y un tiempo de establecimiento de 0.025 seg .

Para un ciclo de trabajo de $D = 0.44$ y una frecuencia de $f_s = 50\text{kHz}$, una entrada de $v_g = 200\text{ voltios}$, voltaje de salida $v = 360\text{ voltios}$.

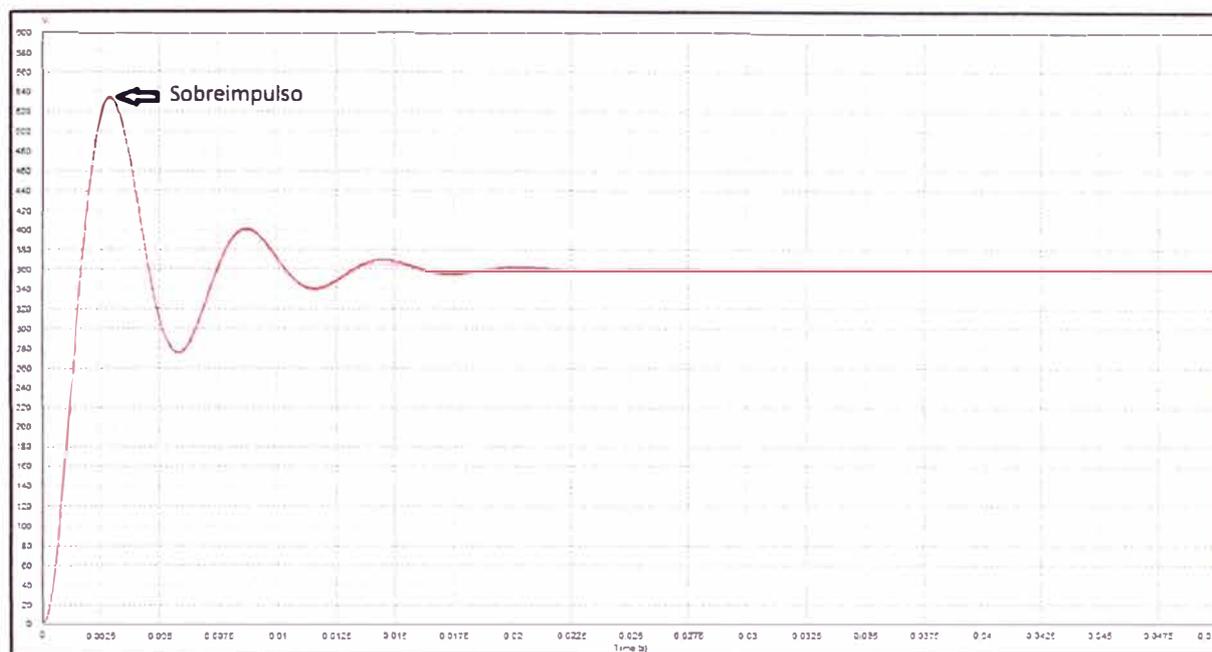


Figura 4.4 Respuesta del voltaje de salida para $D = 0.44$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.)

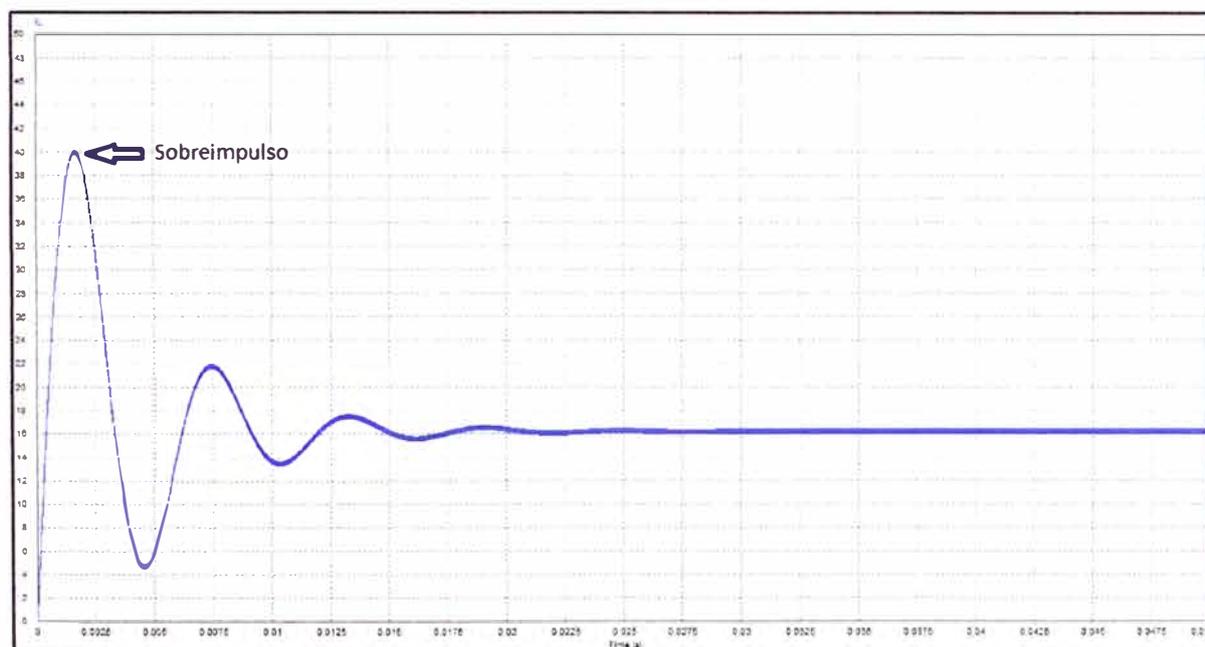


Figura 4.5 Respuesta de la corriente a través del inductor i_L para $D = 0.44$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.).

La figura 4.4 muestra la respuesta del voltaje de salida en la carga, donde se observa oscilaciones, un sobrepulso de voltaje de 48.73% y un tiempo de establecimiento de 0.025 seg. La figura 4.5 muestra la respuesta de la corriente en el inductor, de donde se

observa que presenta oscilaciones, un sobreimpulso de corriente de 150% y un tiempo de establecimiento de 0.025 *seg*.

Para un ciclo de trabajo de $D = 0.388$ y una frecuencia de $f_s = 50\text{kHz}$, una entrada de $v_g = 200$ voltios, voltaje de salida $v = 327$ voltios.

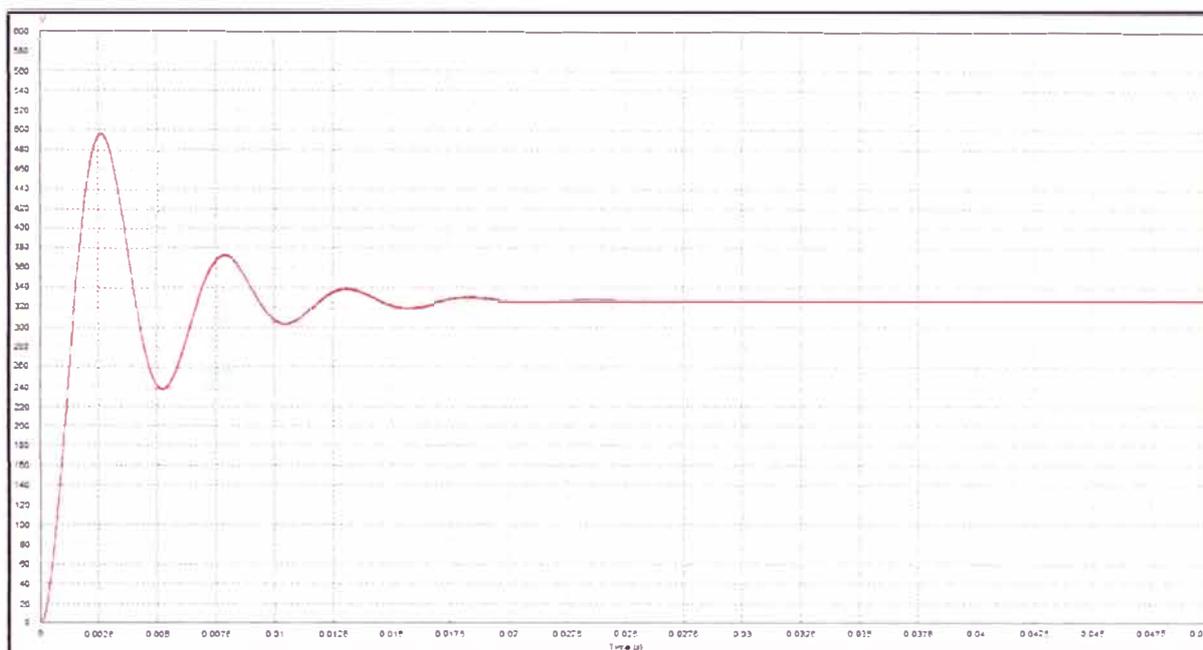


Figura 4.6 Respuesta del voltaje de salida para $D = 0.388$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.)

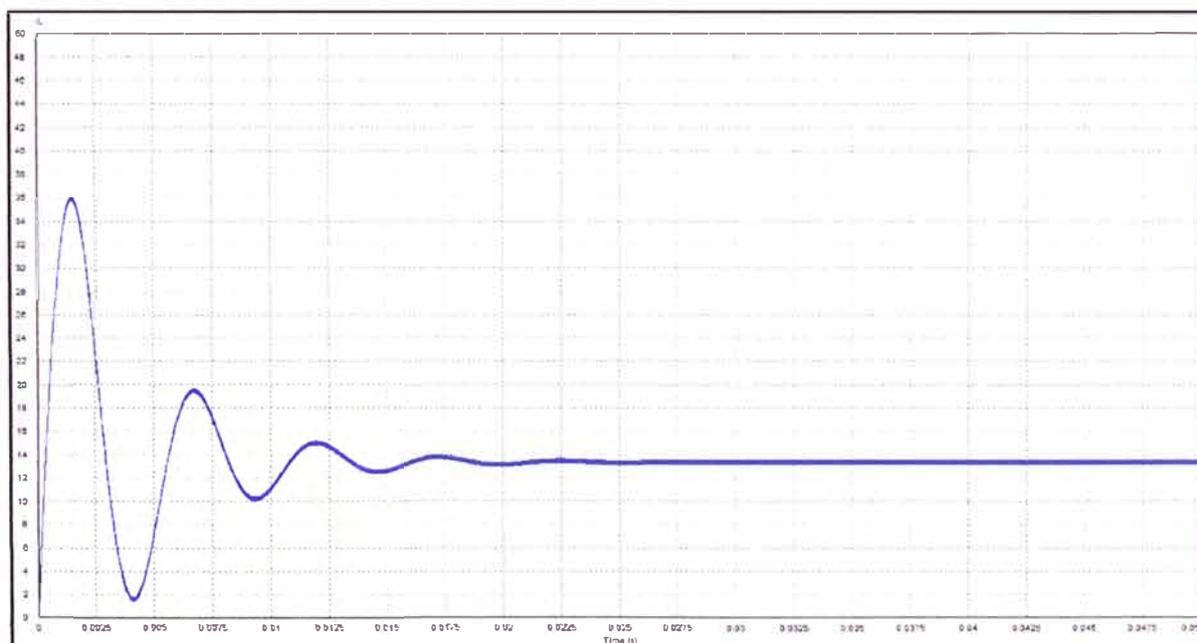


Figura 4.7 Respuesta de la corriente a través del inductor i_L para $D = 0.388$ en lazo abierto. (Fuente: E.P.)

La figura 4.6 muestra la respuesta del voltaje de salida en la carga, donde se observa oscilaciones, un sobreimpulso de voltaje de 52.57% y un tiempo de establecimiento de

0.025 *seg.* La figura 4.7 muestra la respuesta de la corriente en el inductor, de donde se observa que presenta oscilaciones, un sobreimpulso de corriente de 169.5% y un tiempo de establecimiento de 0.025 *seg.*

Tabla 4.1 Respuesta de voltaje en la carga y corriente a través del inductor a lazo abierto.

	voltaje de salida v	Sobre pico de voltaje	Corriente sobre el inductor i_L	Sobre pico de corriente
D=0.5	400 V	45%	20 A	125%
D=0.444	360 V	48.73%	16 A	150%
D=0.388	327 V	52.57%	13.38 A	169.5%

4.2 Control de la corriente a través del inductor

En esta sección se presenta el control de la intensidad de corriente a través del inductor, se emplea el método de control de modo deslizante (control no lineal) y el método de control lineal, se observa los tiempos de establecimiento, las ondulaciones y los máximos sobreimpulso.

4.2.1 Método de Modo Deslizante

En este apartado se presenta la simulación del sistema, convertidor elevador y el respectivo controlador de la intensidad de corriente a través del inductor, se usa el método de control en modo deslizante. La figura 4.8 muestra el diagrama de bloques del sistema a simular.

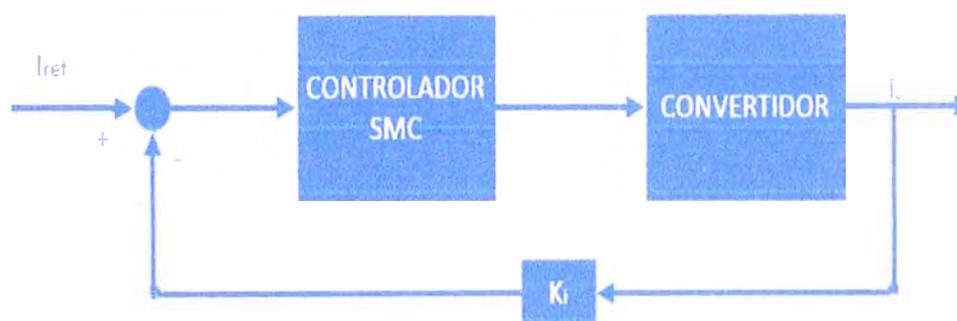


Figura 4.8 Diagrama de bloques del controlador de corriente de modo deslizante en lazo cerrado. (Fuente: E.P.)

En figura 4.9 se muestra el esquema del sistema, el convertidor elevador y el circuito del sistema de control de la intensidad de corriente a través del inductor empleando el controlador de modo deslizante en lazo cerrado. Se muestra la simulación para diferentes valores de referencia.

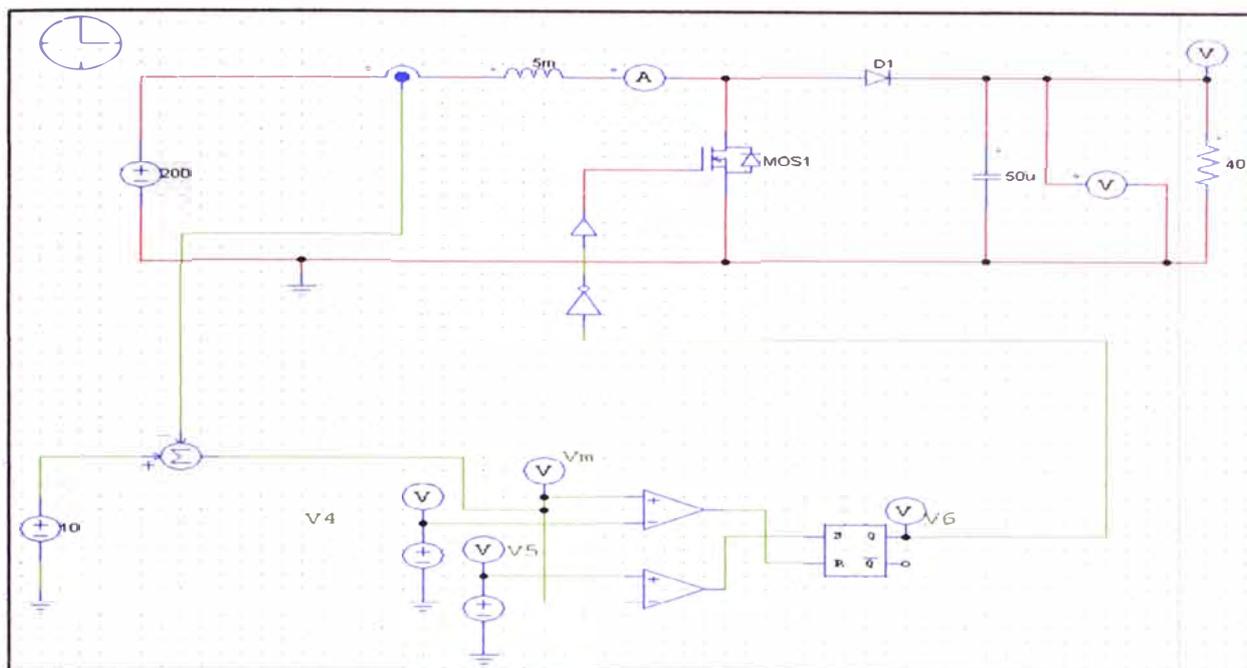


Figura 4.9 Esquema del controlador por modo deslizante, lazo cerrado de corriente.
(Fuente: E.P.)

La figura 4.10 muestra en la gráfica la forma de onda de la corriente a través del inductor para una entrada de referencia $I_{ref} = 10 \text{ Amp}$. El valor deseado es $I_L = 20 \text{ Amp}$. Se emplea el comparador por histéresis para realizar el control de corriente, entre el valor de corriente censada y el valor de corriente deseado, cuyo voltaje de histéresis $V_H = 0.6 \text{ volt}$.

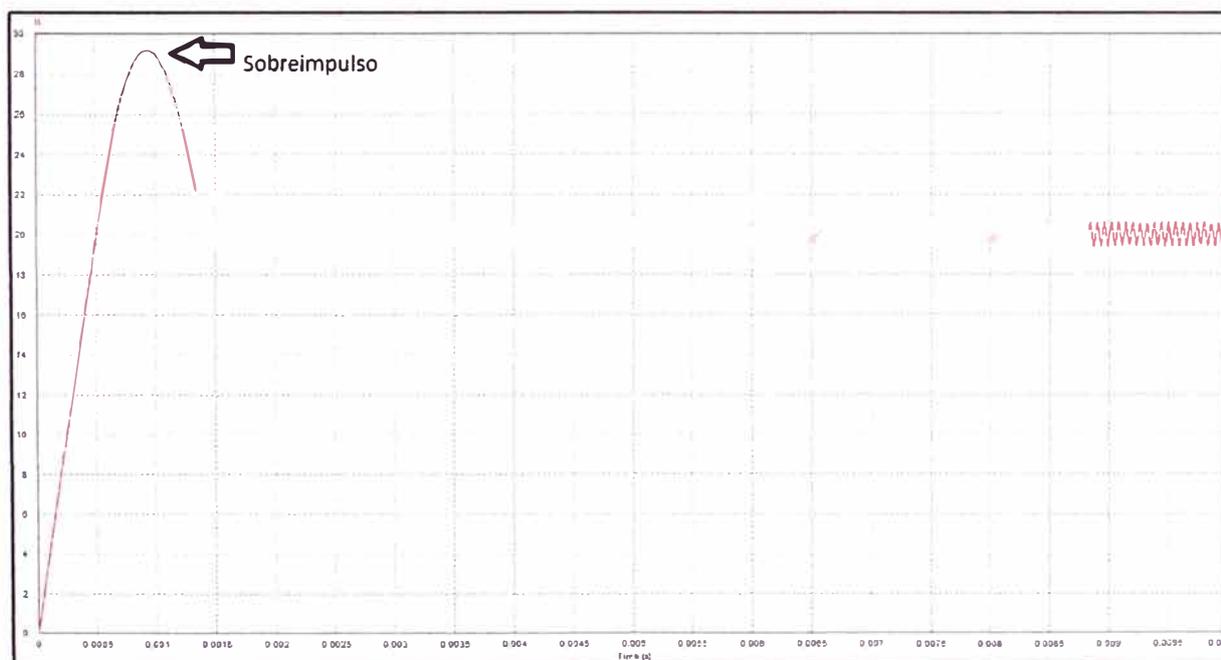


Figura 4.10 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 10 \text{ Amp}$. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.10 muestra la respuesta de corriente a través del inductor, se observa que el máximo valor alcanzado por la intensidad de corriente a través del inductor es 29.18 A, de donde se determina que el máximo sobreimpulso es de $M_p = 45\%$, así mismo se observa que para el sistema el tiempo de establecimiento (t_s) es: $t_s = 0.0014 \text{ seg}$.

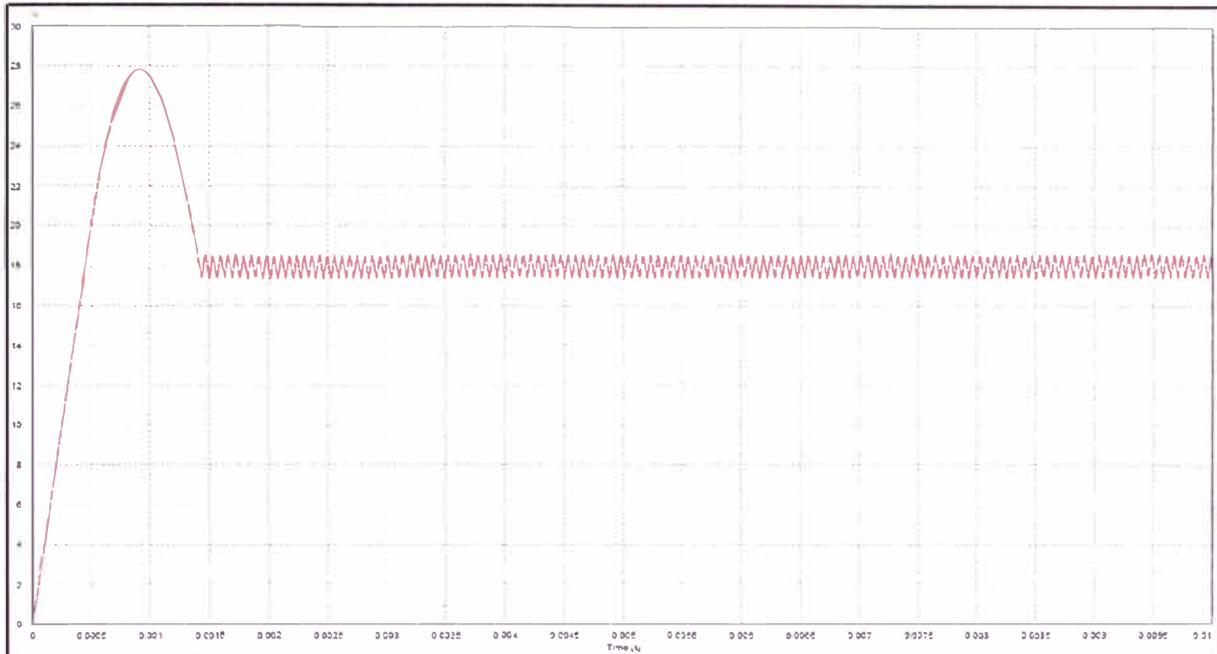


Figura 4.11 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 9 \text{ Amp}$. (Fuente: E.P.)

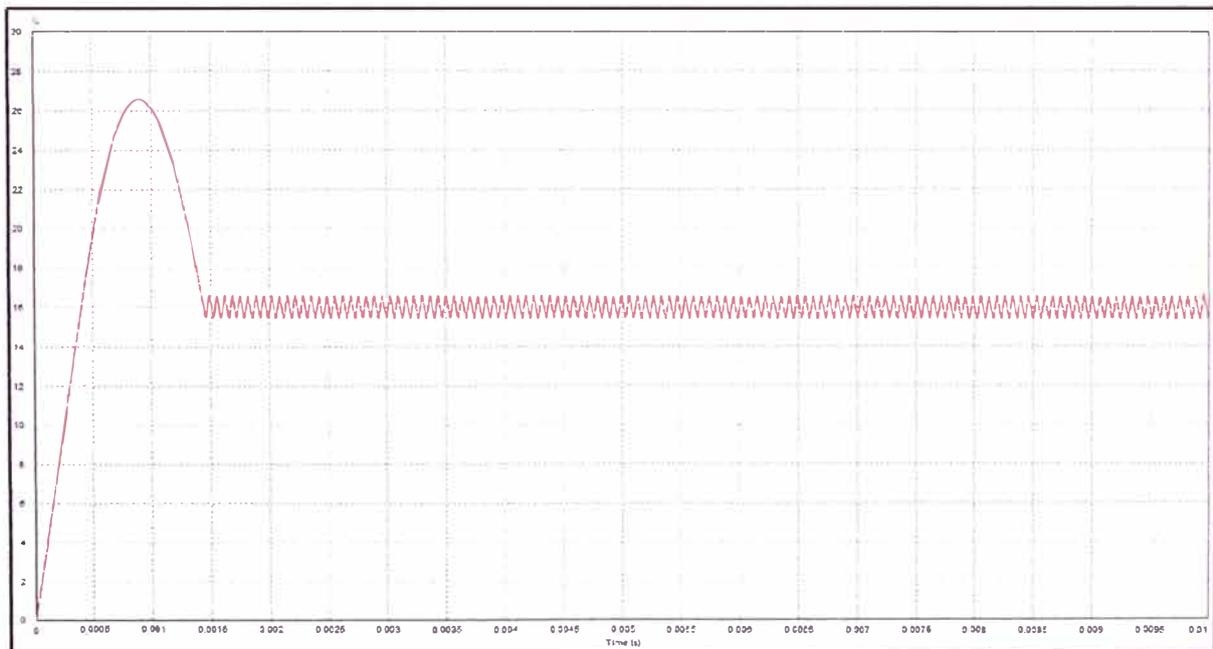


Figura 4.12 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 8 \text{ Amp}$. (Fuente: E.P.)

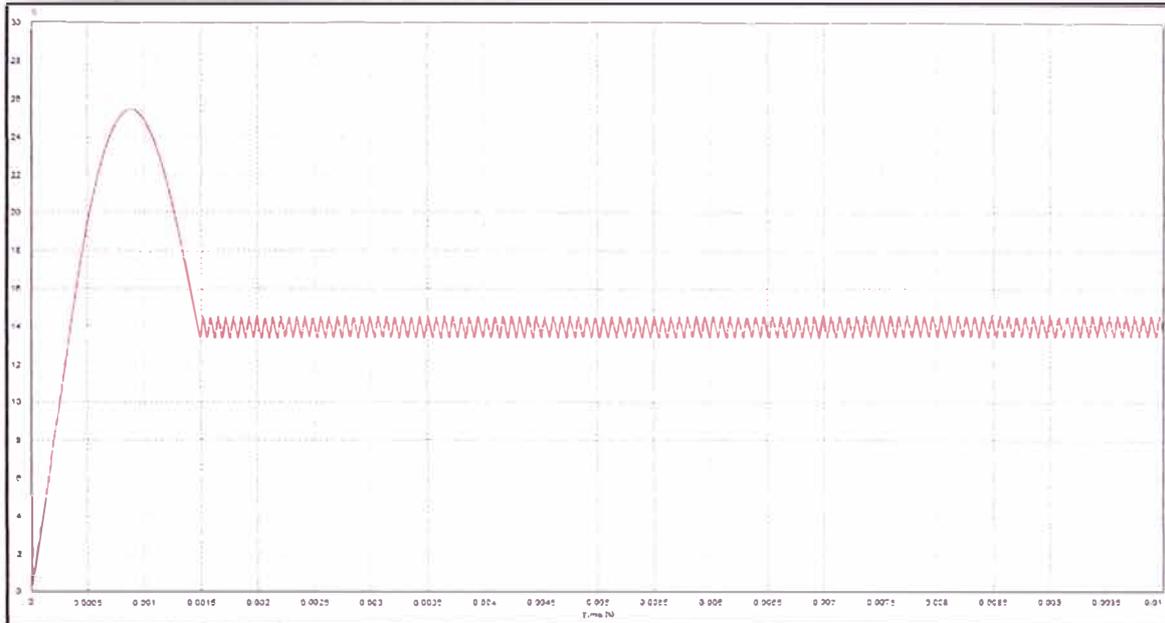


Figura 4.13 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 7 \text{ Amp}$. (Fuente: E.P.)

En la tabla 4.2 se muestra los valores del máximos sobreimpulsos M_p y el valor del tiempo de establecimiento t_s para los diferentes valores de entradas de referencia en el control de la intensidad de corriente usando el control de modo deslizante, a partir de las figuras 4.10, 4.11, 4.12 y 4.13, de donde se determina que el máximos sobreimpulso aumenta cuando la corriente de referencia se va alejando del punto de operación.

Tabla N° 4.2 Respuesta de la corriente a través del inductor en lazo cerrado con el controlador de corriente método deslizante.

Valor de Referencia	Valor de i_L	M_p	t_s (seg)
$i_{ref} = 10 \text{ Amp}$	$i_L = 20 \text{ Amp}$	45%	0.0014
$i_{ref} = 9 \text{ Amp}$	$i_L = 18 \text{ Amp}$	54.667%	0.0014
$i_{ref} = 8 \text{ Amp}$	$i_L = 16 \text{ Amp}$	66.125%	0.0015
$i_{ref} = 7 \text{ Amp}$	$i_L = 14 \text{ Amp}$	81.43%	0.0015

4.2.2 Método Lineal

En este apartado se presenta la simulación del sistema, convertidor elevador y el respectivo controlador de la intensidad de corriente a través del inductor, se usa el controlador diseñado empleando la técnica de control lineal. La figura 4.14 muestra el diagrama de bloques del sistema a simular.

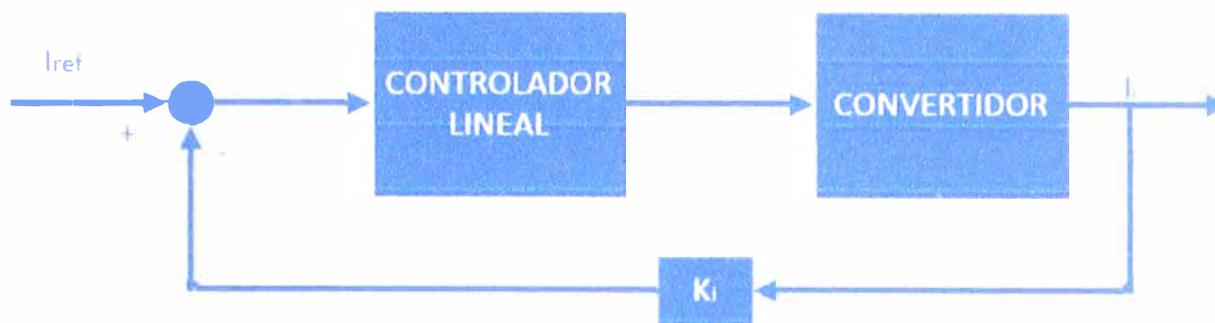


Figura 4.14 Diagrama de bloques del controlador de corriente usando el método lineal en lazo cerrado. (Fuente: E.P.)

En figura 4.15 se muestra el esquema del sistema, el convertidor elevador y el circuito del sistema de control de la intensidad de corriente a través del inductor empleando el controlador de modo deslizante en lazo cerrado. Se muestra la simulación para diferentes valores de referencia.

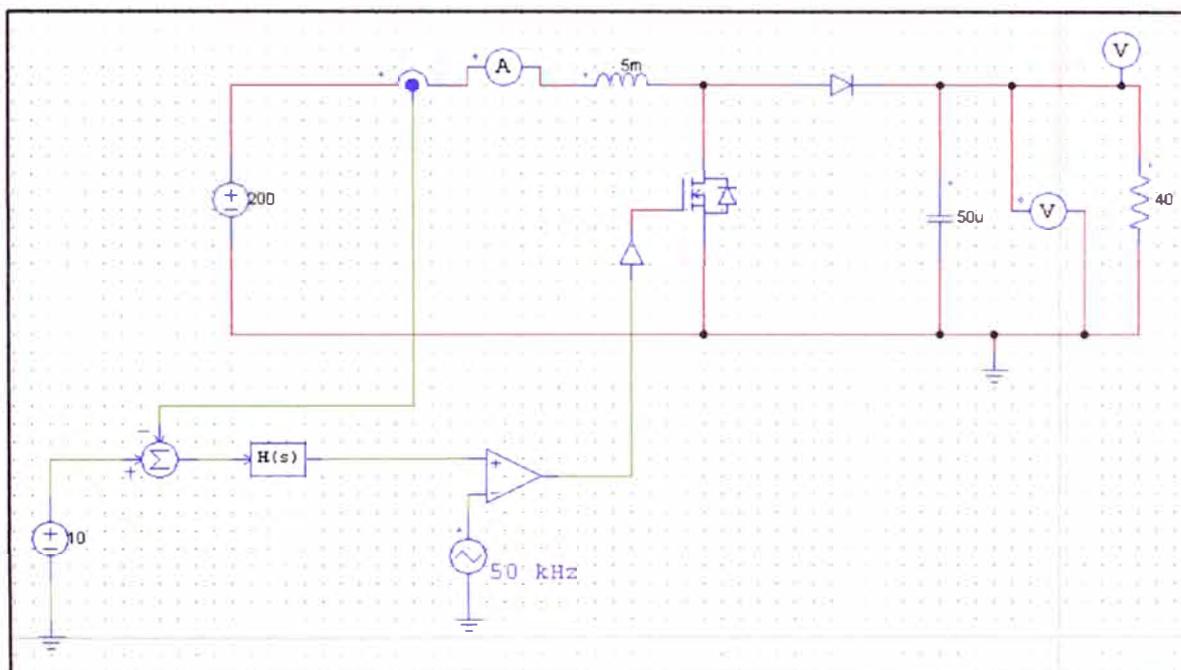


Figura 4.15 Esquema del control por el método lineal en lazo cerrado de corriente. (Fuente: E.P.)

La señal de corriente a través del inductor es obtenida utilizando el compensador diseñado empleando la técnica de control lineal, en la figura 4.15 se muestra la forma de onda de la corriente a través del inductor para la entrada de referencia $I_{ref} = 10 \text{ Amp}$. El valor deseado de la corriente es $I_L = 20 \text{ Amp}$. La señal de salida del compensador se compara con una señal diente de sierra de frecuencia 50 kHz para obtener la señal PWM que va hacia el Mosfet.

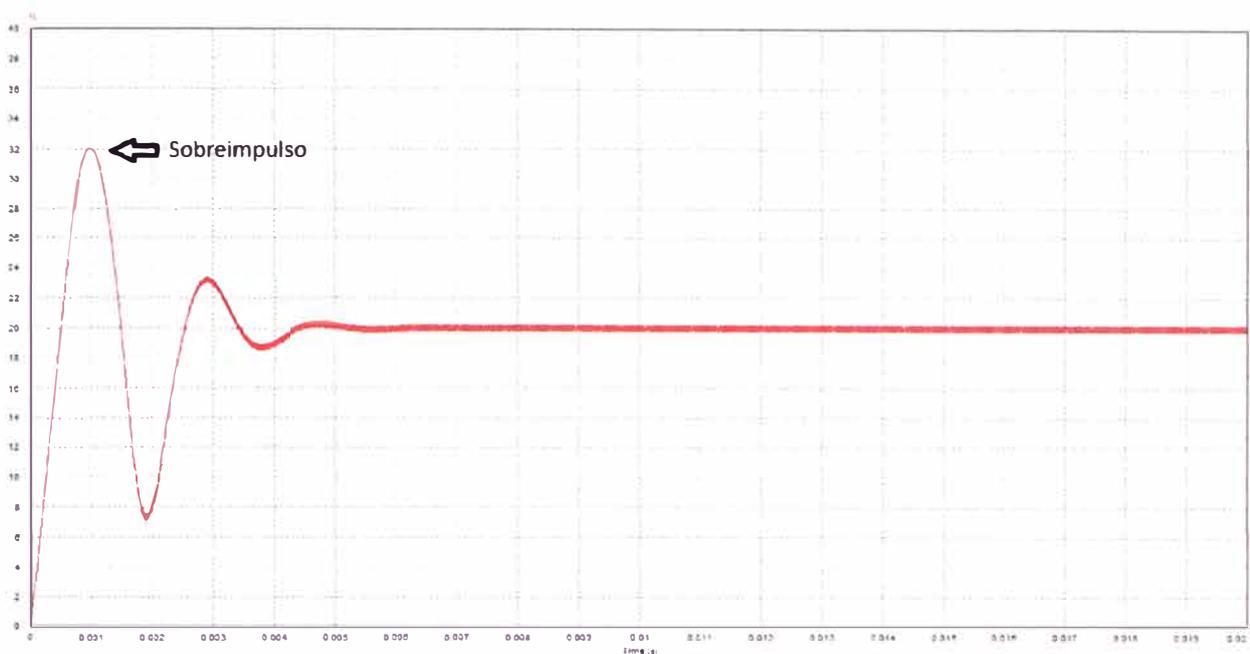


Figura 4.16 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 10 \text{ Amp.}$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.16 se observa que la respuesta del sistema compensado presenta oscilaciones antes de alcanzar la estabilidad, el valor máximo alcanzado por la corriente a través del inductor es 32 A, por lo que existe un máximo sobreimpulso de $M_p = 60.33\%$, también se observa que el tiempo de establecimiento (t_s) para el sistema es $t_s = 0.0055 \text{ seg.}$

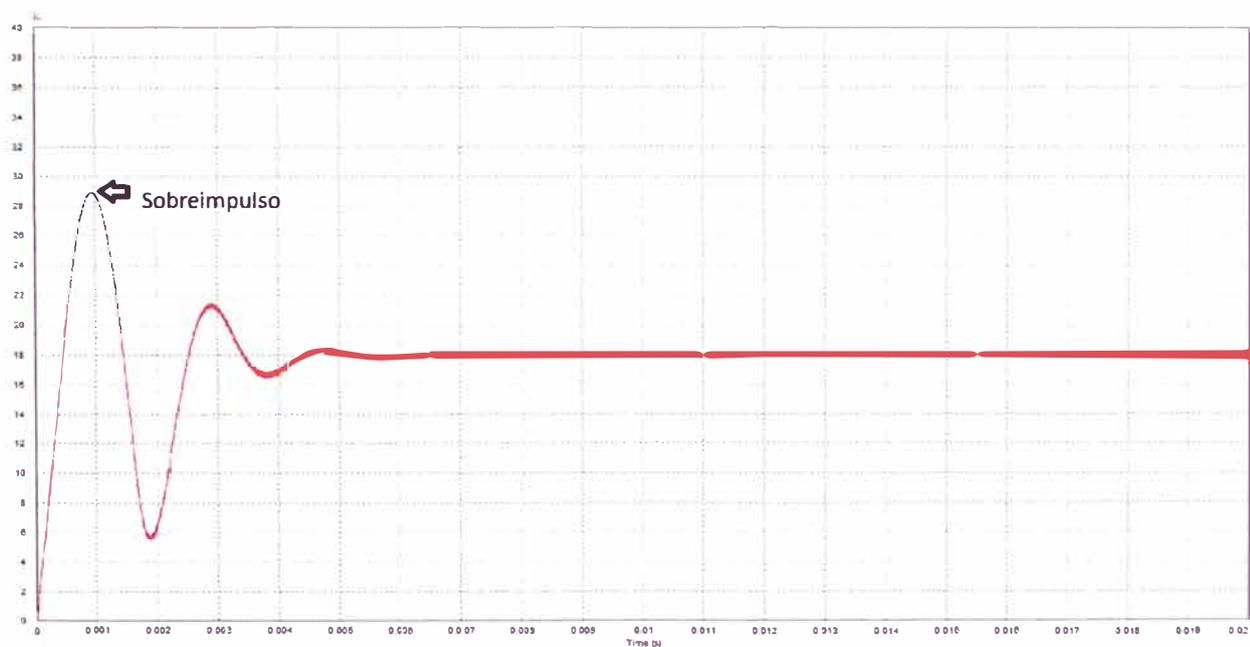


Figura 4.17 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 9 \text{ Amp.}$ (Fuente: E.P.)

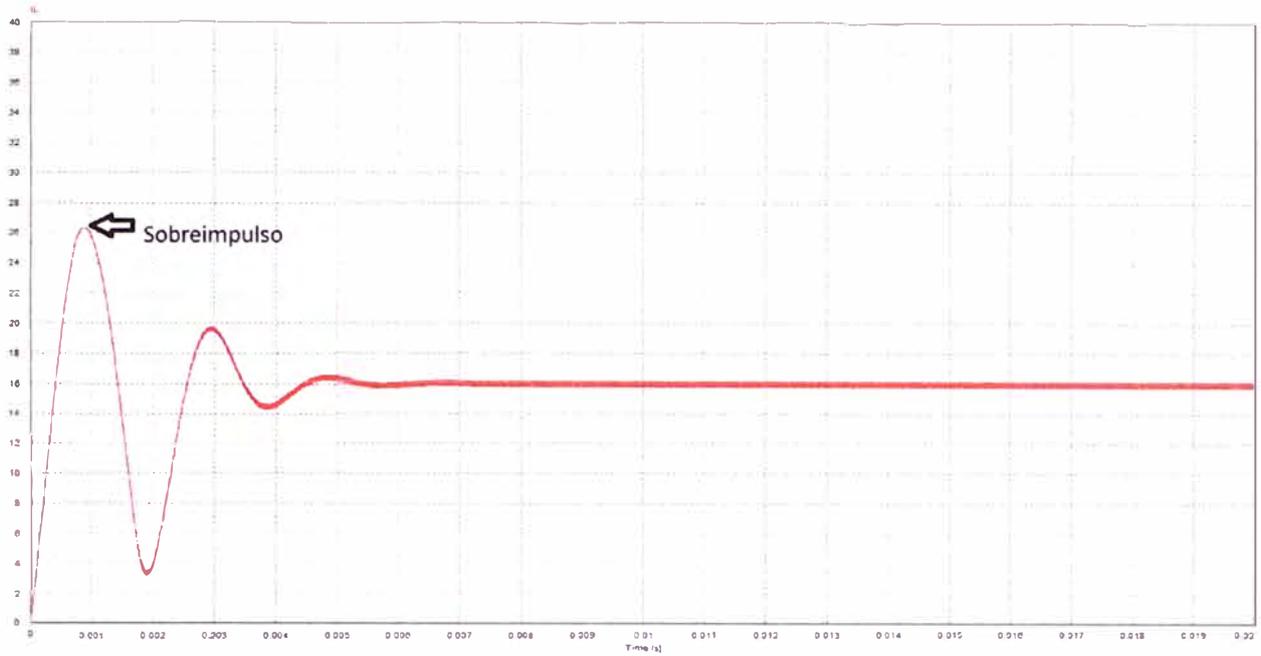


Figura 4.18 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 8 \text{ Amp.}$ (Fuente: E.P.)

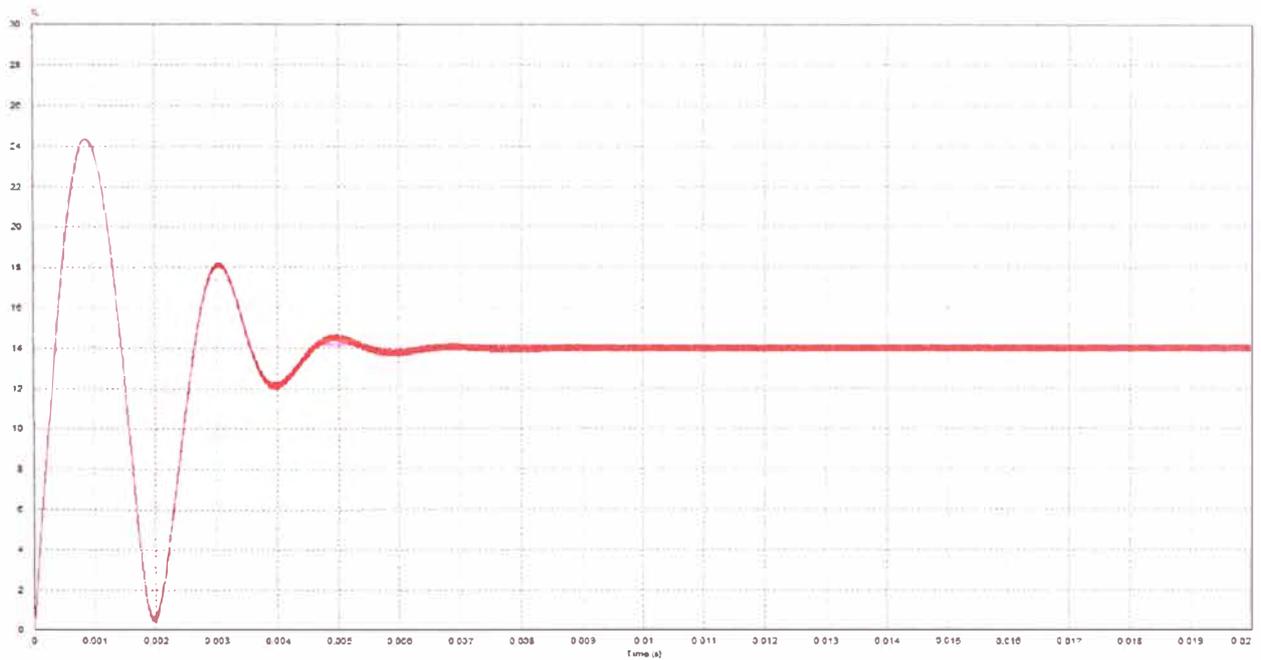


Figura 4.19 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 7 \text{ Amp.}$ (Fuente: E.P.)

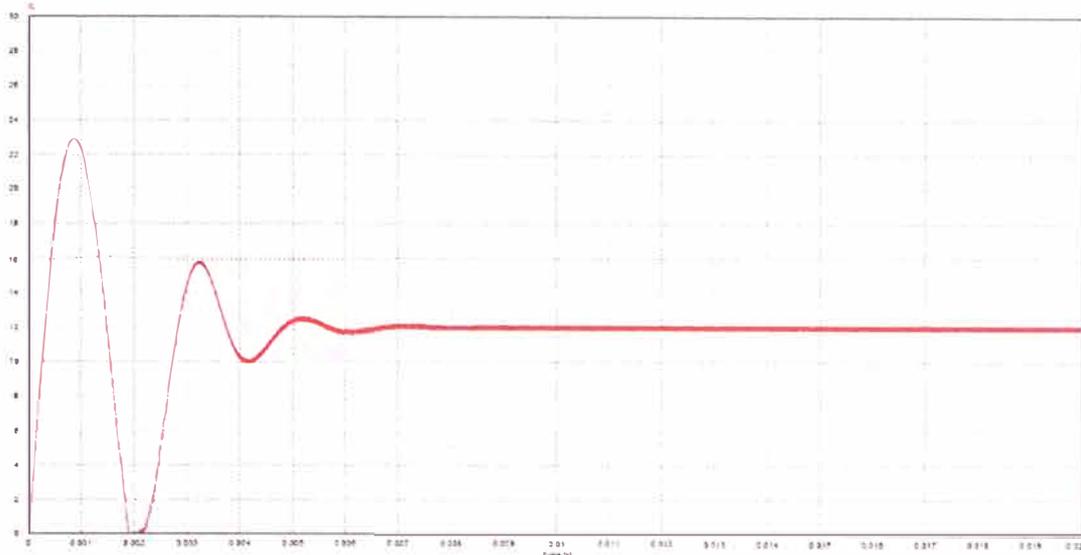


Figura 4.20 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para un valor de $I_{ref} = 6 \text{ Amp}$. (Fuente: E.P.)

En la tabla 4.3 se muestra los valores de M_p y t_s para diferentes valores de entradas de referencia a partir de las figuras 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 y 4.20.

Tabla N° 4.3 Respuesta de la corriente a través del inductor en lazo cerrado con el controlador de corriente método lineal.

Valor de Referencia	Valor de i_L	M_p	t_s (seg)
$i_{ref} = 10 \text{ Amp}$	$i_L = 20 \text{ Amp}$	60.33%	0.0055
$i_{ref} = 9 \text{ Amp}$	$i_L = 18 \text{ Amp}$	60.61%	0.0055
$i_{ref} = 8 \text{ Amp}$	$i_L = 16 \text{ Amp}$	64.625%	0.006
$i_{ref} = 7 \text{ Amp}$	$i_L = 14 \text{ Amp}$	73.92%	0.0065
$i_{ref} = 6 \text{ Amp}$	$i_L = 12 \text{ Amp}$	91.25%	0.007

4.3 Controlador de voltaje del convertidor

En esta sección se analizará el sistema con el lazo de control de corriente (lazo interno) y el lazo de control de voltaje (lazo externo), se analizará la respuesta de las señales de voltaje v en la carga y la corriente a través del inductor i_L .

4.3.1 Control lineal de voltaje-Control de corriente Modo Deslizante

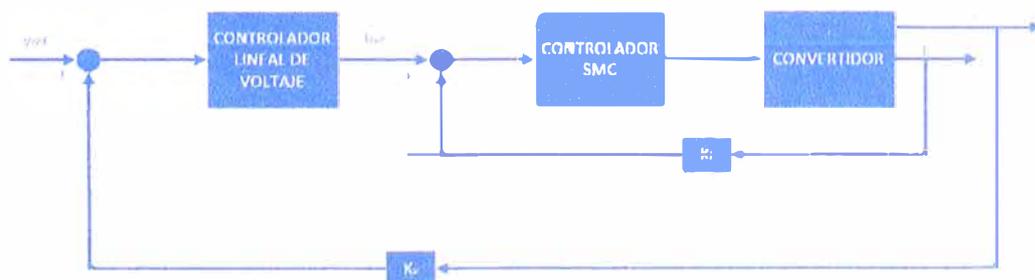


Figura 4.21 Diagrama de bloques del controlador de voltaje. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.21 se muestra el diagrama de bloques a lazo cerrado para el control propuesto; la figura 4.22 muestra el esquema de control implementado en el software de simulación PSIM, el control de corriente empleando es el método de control deslizante y el control de voltaje empleara el método lineal.

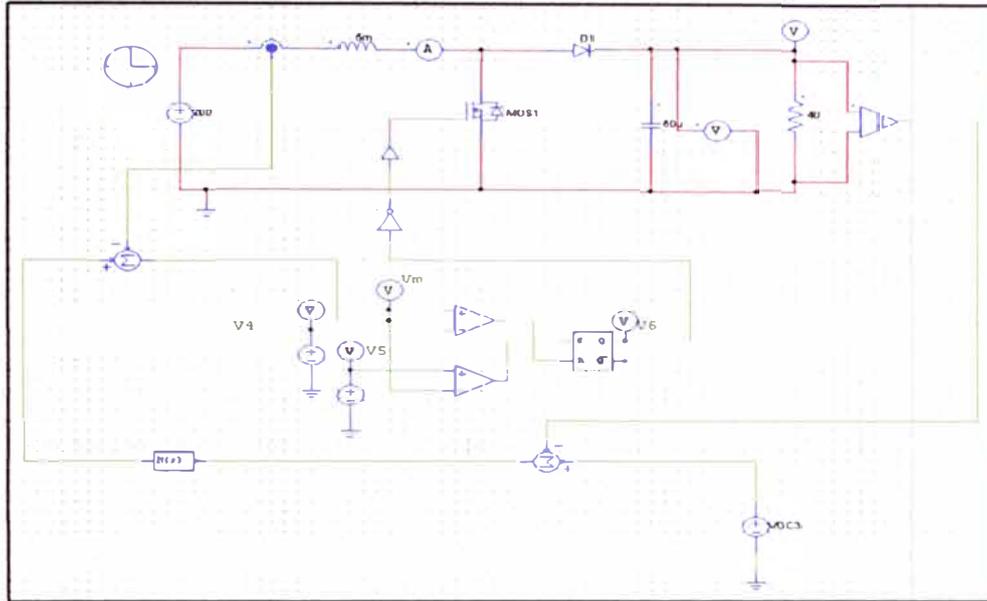


Figura 4.22 Esquema de control de lazo cerrado (lazo interno y lazo externo). (Fuente: E.P.)

a) Señal de voltaje

El voltaje de salida como se observa en la figura 4.23 no presenta grandes oscilaciones, el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.005$ segundos, y no presenta máximos sobreimpulsos de gran amplitud para $v_{ref} = 4$.

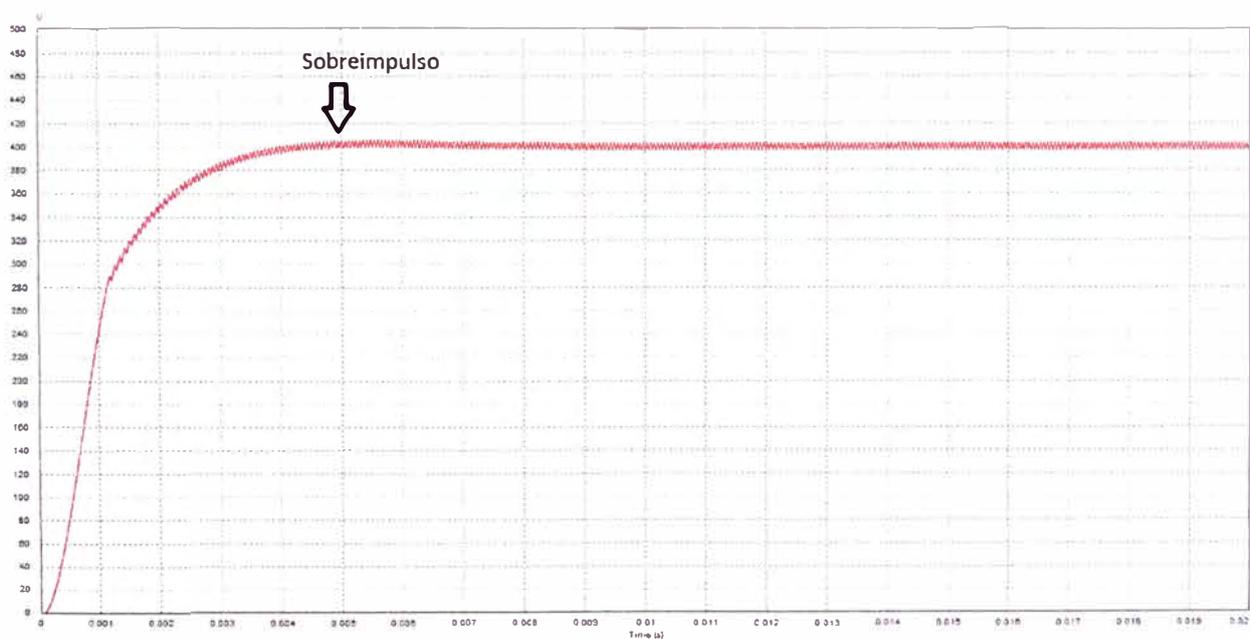


Figura 4.23 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 4$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.24 no presenta grandes oscilaciones, el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.005$ segundos, y no presenta máximos sobreimpulsos de gran amplitud para $v_{ref} = 3.8$.

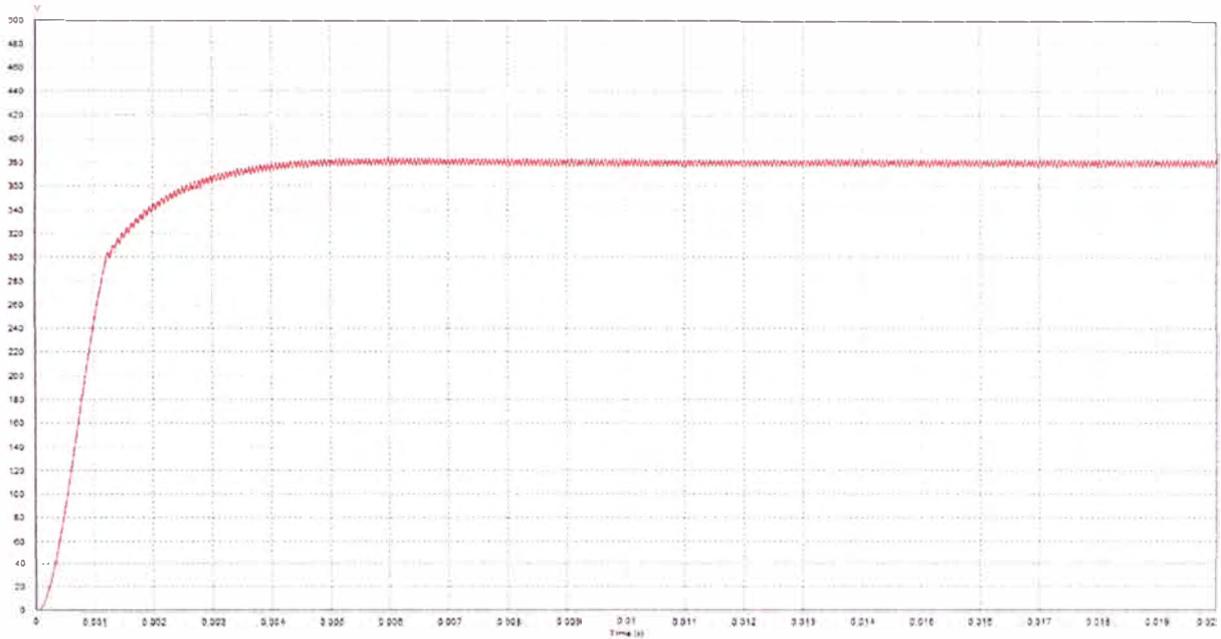


Figura 4.24 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.8$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.25 no presenta grandes oscilaciones, el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.006$ segundos, y no presenta máximos sobreimpulsos de gran amplitud para $v_{ref} = 3.6$.

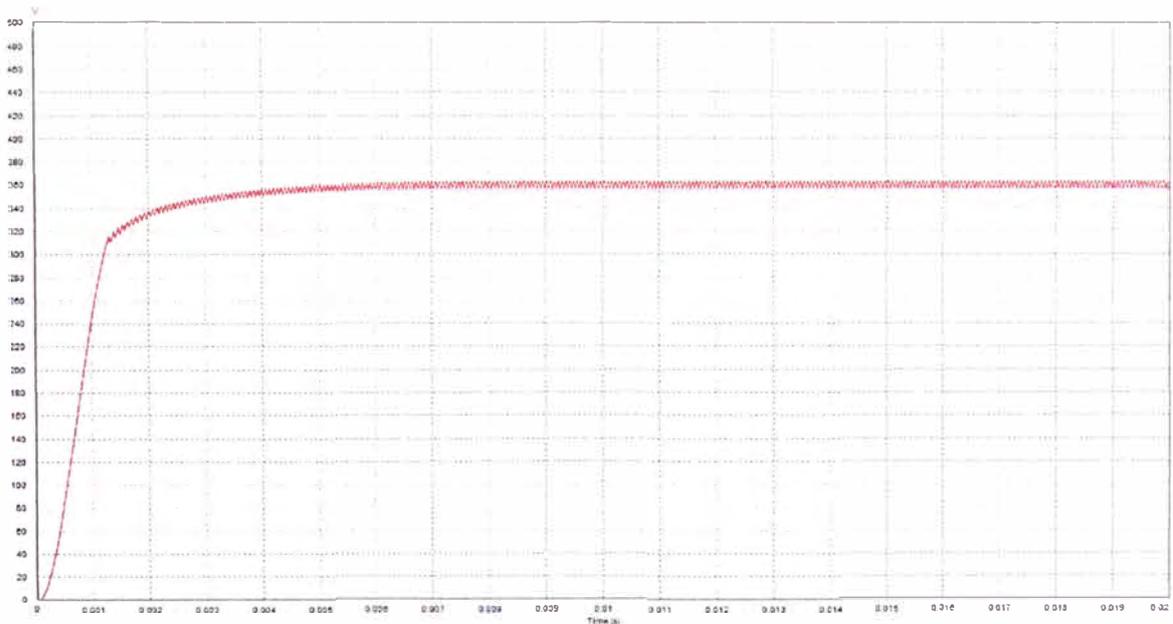


Figura 4.25 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.6$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.26 no presenta grandes oscilaciones, el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.007$ segundos, y no presenta máximos sobreimpulsos de gran amplitud para $v_{ref} = 3.4$.

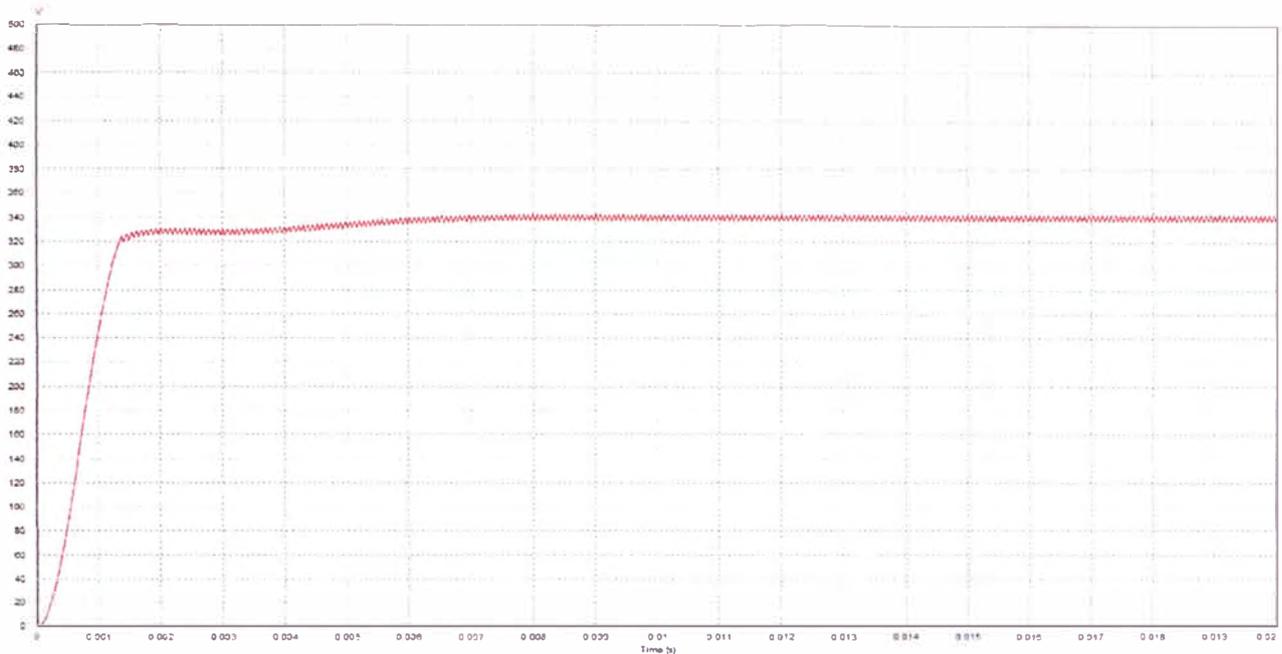


Figura 4.26 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.4$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.27 no presenta grandes oscilaciones, el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.007$ segundos, y no presenta máximos sobreimpulsos de gran amplitud para $v_{ref} = 3.2$.

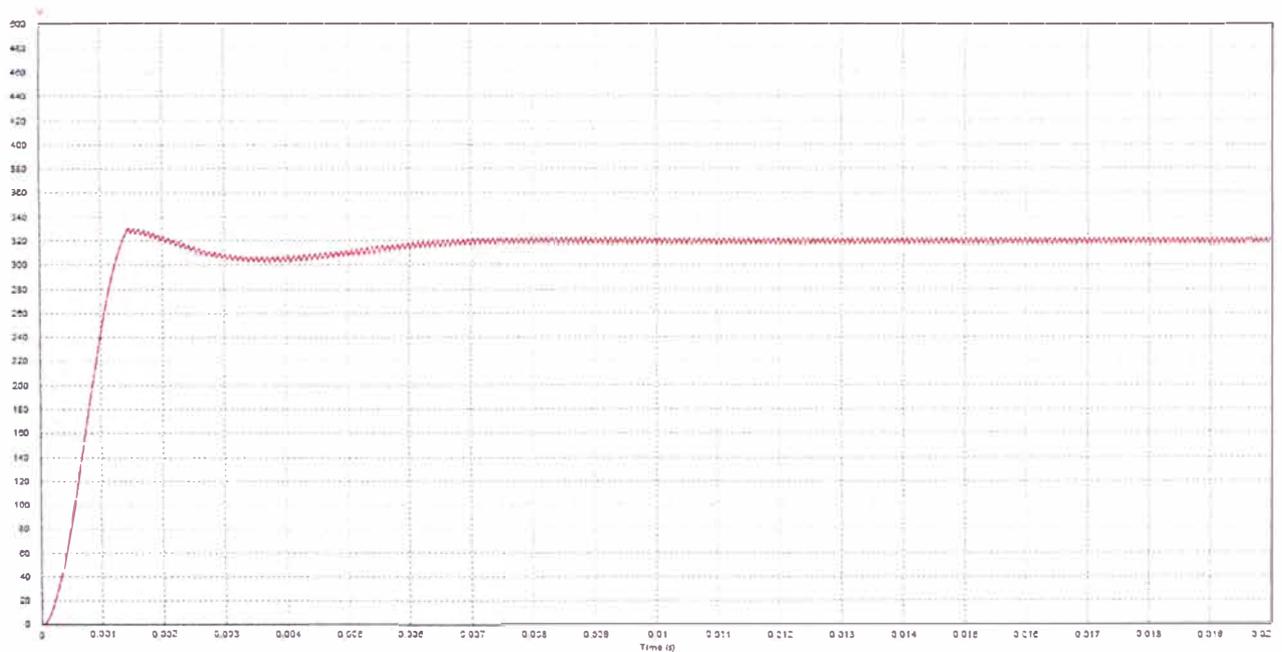


Figura 4.27 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.2$ (Fuente: E.P.)

b) Señal de Corriente a través del inductor

La siguiente figura muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta pequeñas oscilaciones antes de llegar al estado de reposo.

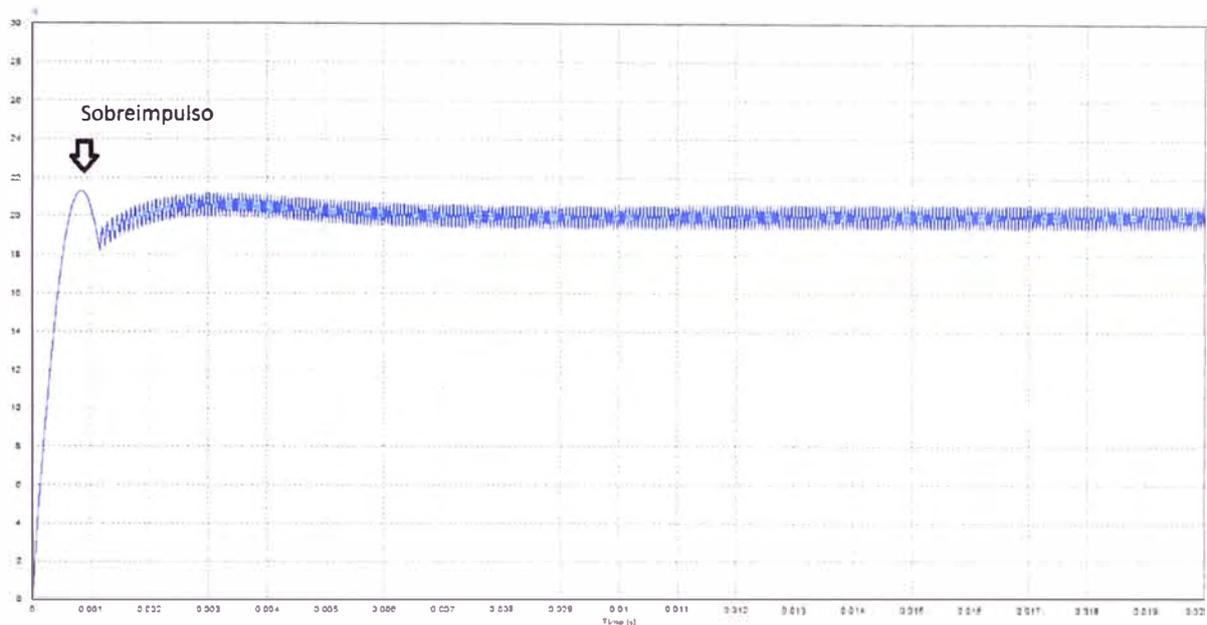


Figura 4.28 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 4$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.28 se observa que la intensidad de corriente del inductor se establece aproximadamente un valor de 20 A en $t_s = 0.0045\text{ seg}$. De igual manera la corriente máxima a través del inductor no sobrepasa los 21.3 A para un valor de $v_{ref} = 4$.

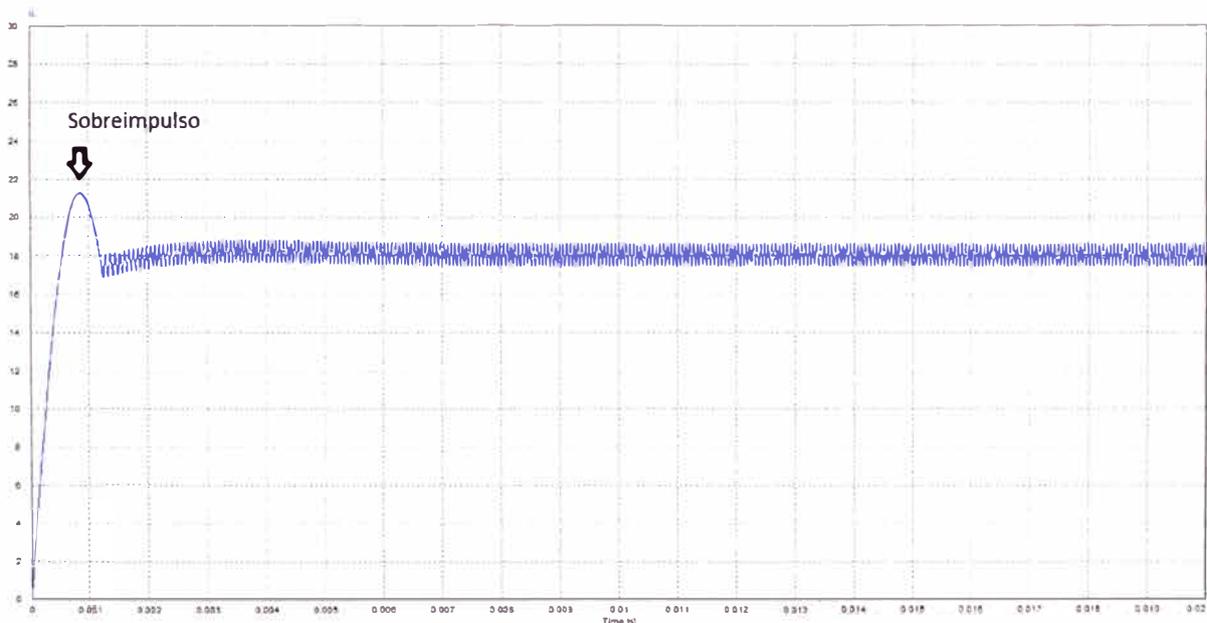


Figura 4.29 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.8$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.29 se observa que la intensidad de corriente del inductor se establece aproximadamente un valor de 18 A en $t_s = 0.005 \text{ seg.}$ para un valor de $v_{ref} = 3.8$.

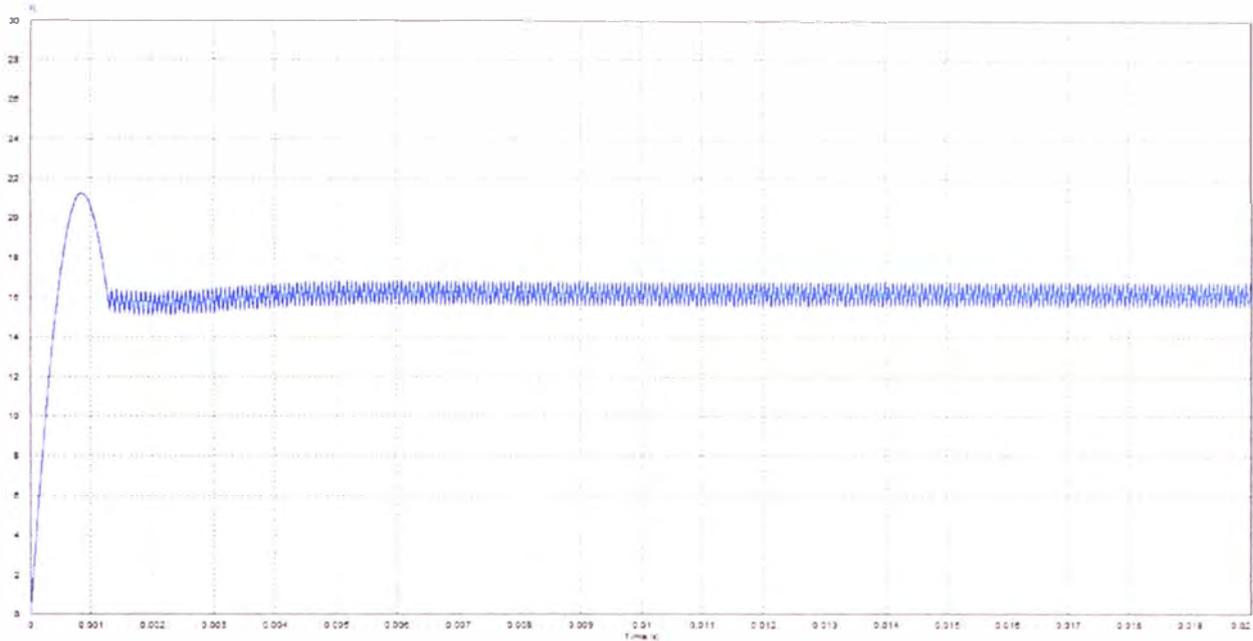


Figura 4.30 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.6$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.30 se observa que la intensidad de corriente del inductor se establece aproximadamente un valor de 16.2 A en $t_s = 0.005 \text{ seg.}$ para un valor de $v_{ref} = 3.6$.

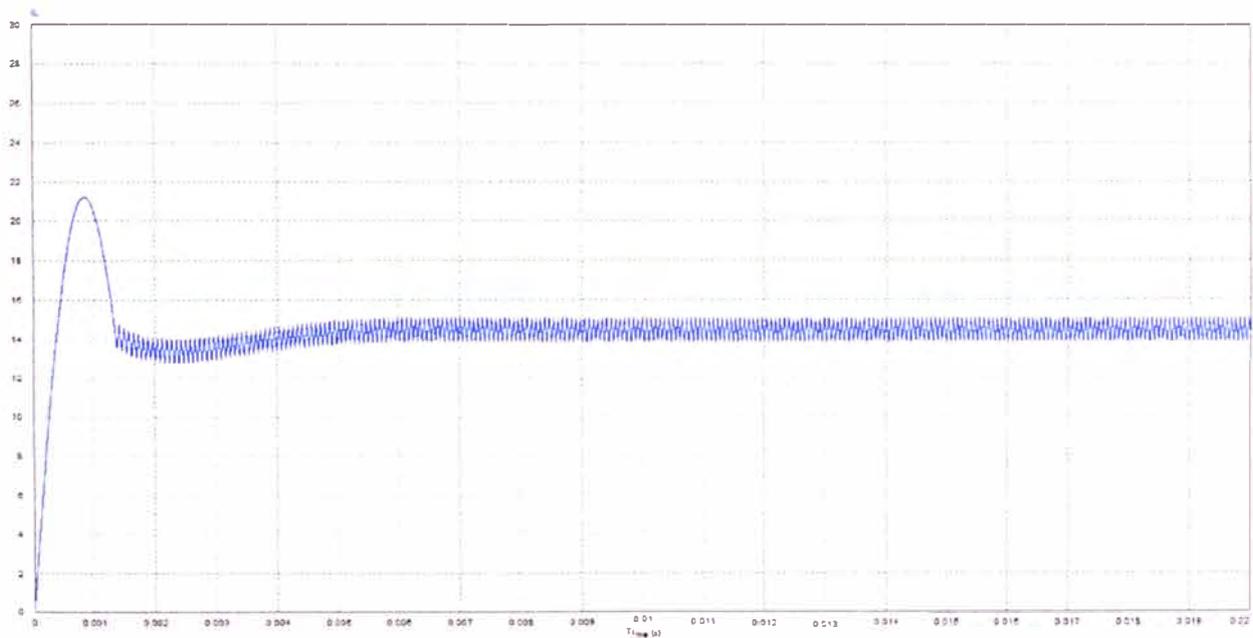


Figura 4.31 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.4$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.31 se observa que la intensidad de corriente del inductor se establece aproximadamente un valor de 14.5 A en $t_s = 0.005 \text{ seg}$. Para un valor de $v_{ref} = 3.4$, se puede observar que presenta un máximo sobreimpulso de arranque.

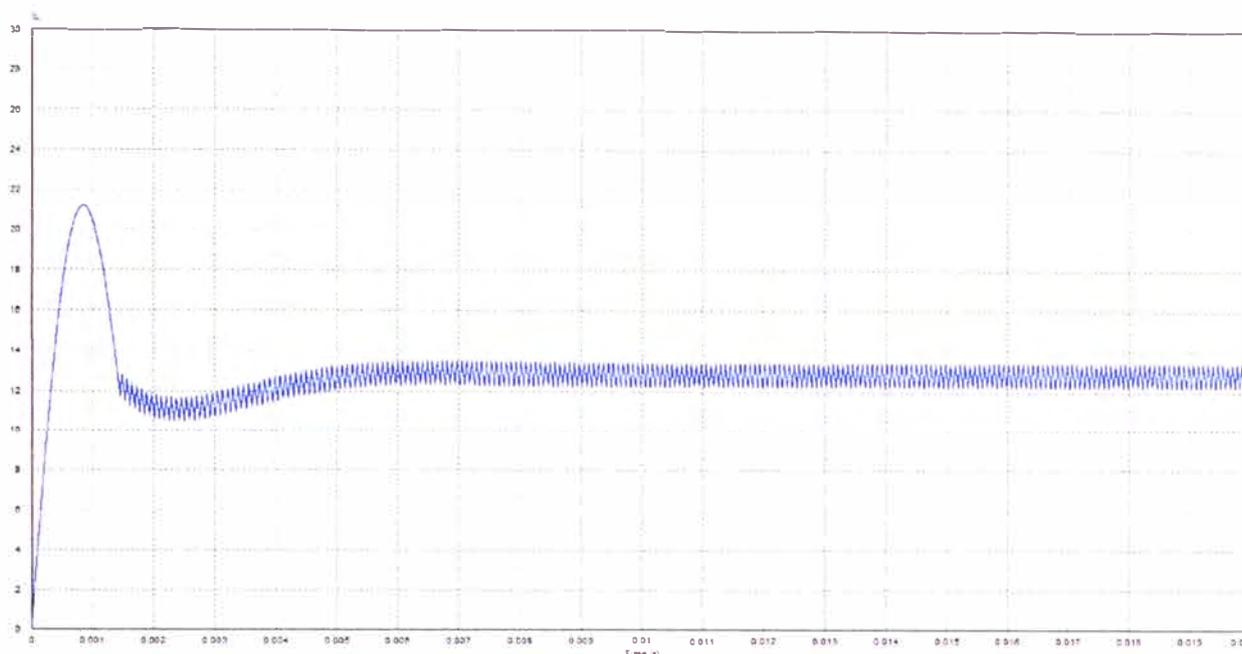


Figura 4.32 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.2$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.32 se observa que la intensidad de corriente del inductor se establece aproximadamente un valor de 12.75 A en $t_s = 0.0055 \text{ seg}$. para un valor de $v_{ref} = 3.2$, se observa que posee máximo sobre impulso.

En la tabla 4.4 se presenta los voltajes de referencia, voltaje de salida y el tiempo de establecimiento para los diferentes valores de v_{ref} a partir de las figuras 4.23, 4.24, 4.25, 4.26 y 4.27; la repuesta de voltaje de salida no presenta máximos sobreimpulsos.

Tabla N° 4.4 Respuesta de voltaje en la carga

v_{ref} (voltios)	v (voltios)	M_p	t_s (seg)
$v_{ref} = 4$	$v = 400$	no presenta	0.0045
$v_{ref} = 3.8$	$v = 380$	no presenta	0.005
$v_{ref} = 3.6$	$v = 360$	no presenta	0.006
$v_{ref} = 3.4$	$v = 340$	no presenta	0.007
$v_{ref} = 3.2$	$v = 320$	3.375%	0.007

Así mismo en la tabla 4.5 se presenta los valores de intensidad de corriente a través del inductor, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento para cada el voltaje de referencia, los valores son obtenidos a partir del análisis de las figuras 4.28, 4.29, 4.30, 4.31, 4.32.

Tabla N° 4.5 Respuesta de la corriente a través del inductor.

v_{ref} (voltios)	i_L	M_p	t_s (seg)
$v_{ref} = 4$	$i_L = 20A$	6.5%	0.005
$v_{ref} = 3.8$	$i_L = 18A$	17.7%	0.005
$v_{ref} = 3.6$	$i_L = 16.2A$	30.8%	0.005
$v_{ref} = 3.4$	$i_L = 14.5A$	47.2%	0.005
$v_{ref} = 3.2$	$i_L = 12.75A$	65.6%	0.0055

4.3.2 Control lineal de voltaje-Control lineal de corriente

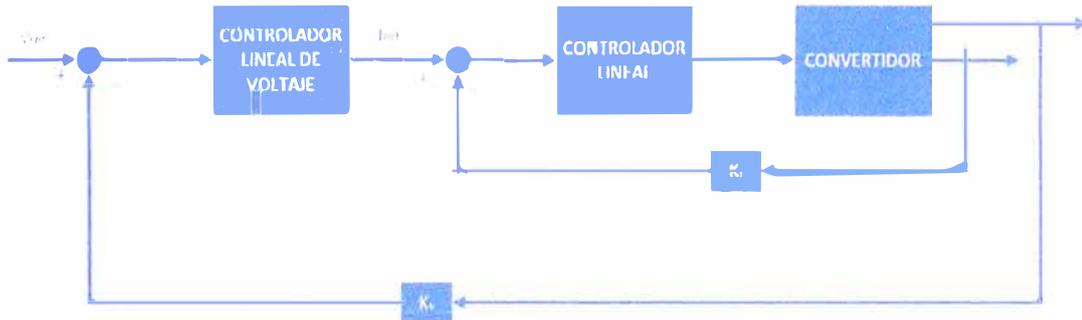


Figura 4.33 Diagrama de bloques del controlador de voltaje. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.15 se muestra el diagrama a lazo cerrado para el control propuesto; el control de corriente y el control de voltaje emplean el método lineal.

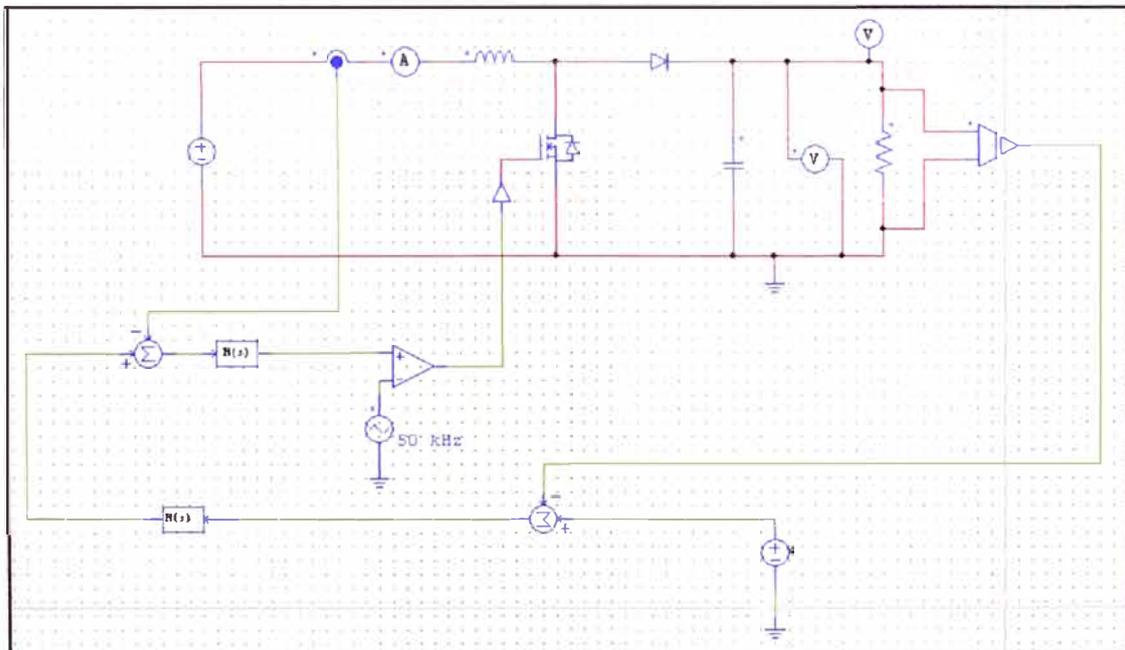


Figura 4.34 Esquema de control de lazo cerrado (lazo interno y lazo externo). (Fuente: E.P.)

a) Señal de voltaje

En la figura 4.35 se muestra la respuesta del voltaje de salida, el valor máximo del voltaje es 423 voltios, de donde se determina el máximo sobreimpulso $M_p = 5.9\%$, el

sistema no presenta grandes oscilaciones y el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.009$ para $v_{ref} = 4$.

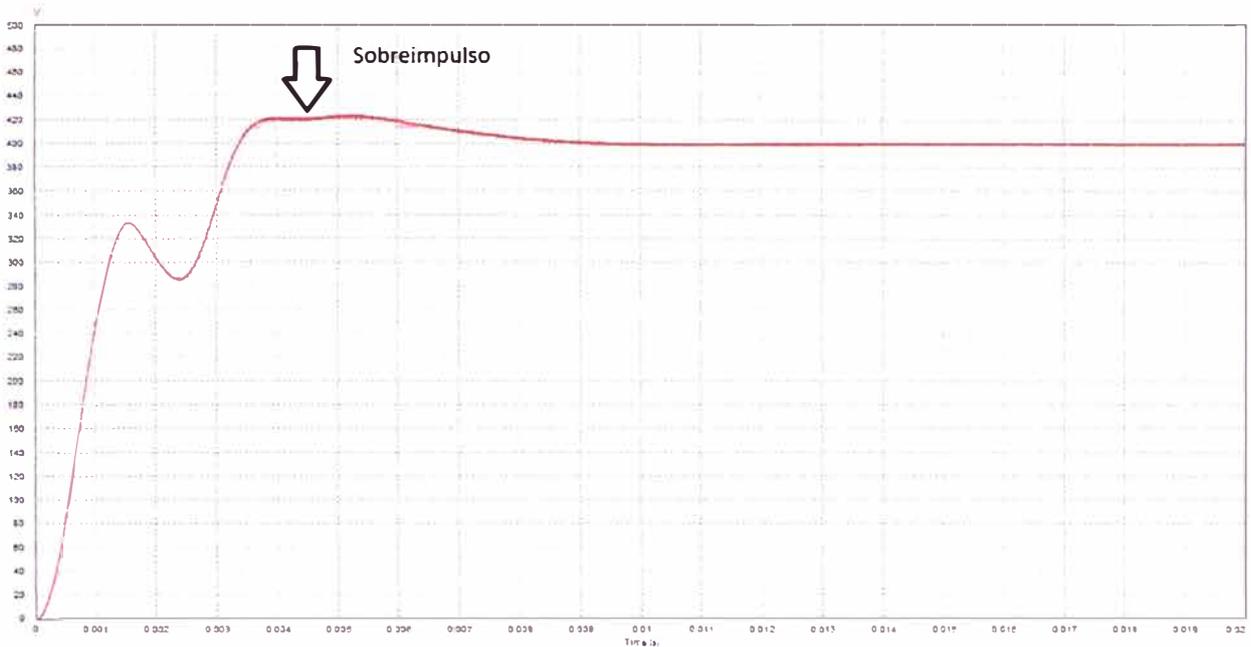


Figura 4.35 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 4$. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.36 se muestra la respuesta del voltaje de salida, el máximo sobreimpulso $M_p = 7.05\%$, el sistema no presenta grandes oscilaciones y el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.009$ para $v_{ref} = 3.8$.

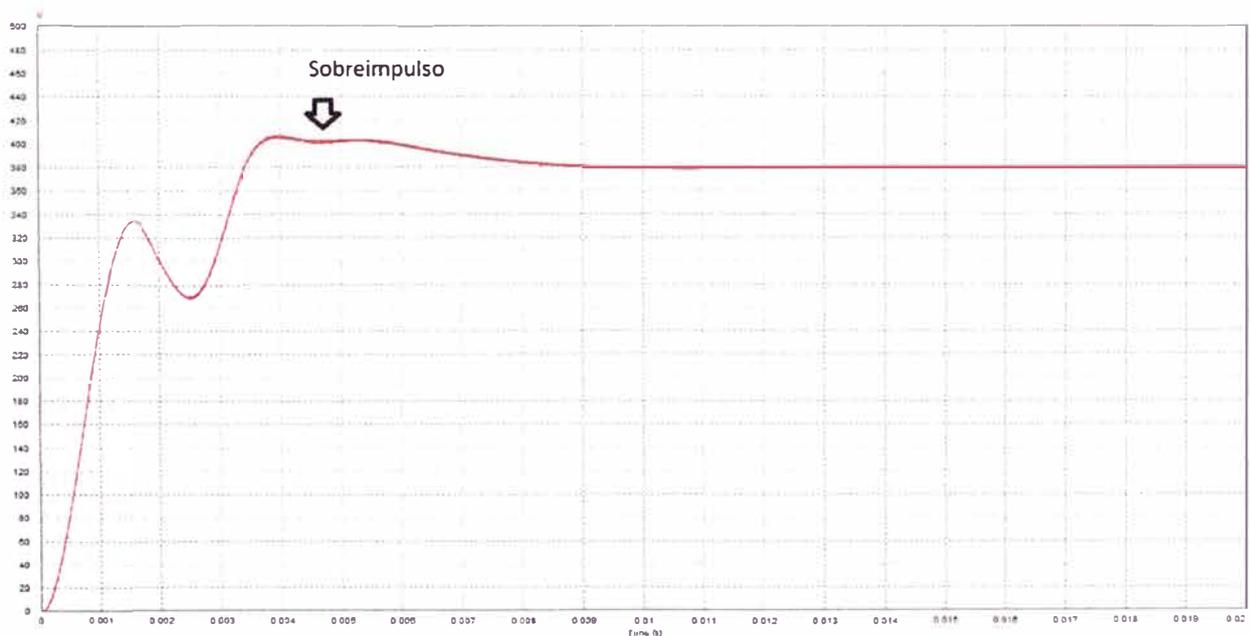


Figura 4.36 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.8$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.37 se muestra la respuesta del voltaje de salida, el máximo sobreimpulso $M_p = 9.25\%$, el sistema no presenta grandes oscilaciones y el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.009$ para $v_{ref} = 3.6$.

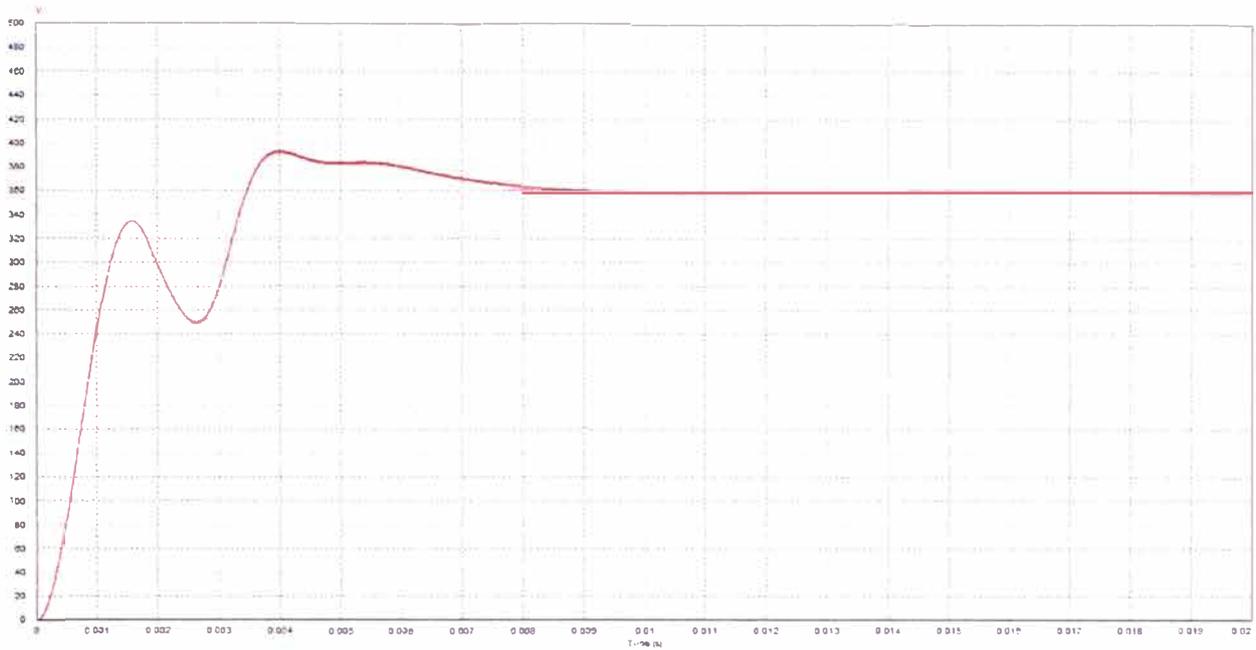


Figura 4.37 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.6$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.38 se muestra la respuesta del voltaje de salida, el máximo sobreimpulso $M_p = 11.635\%$, el sistema no presenta grandes oscilaciones y el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.001$ para $v_{ref} = 3.4$.

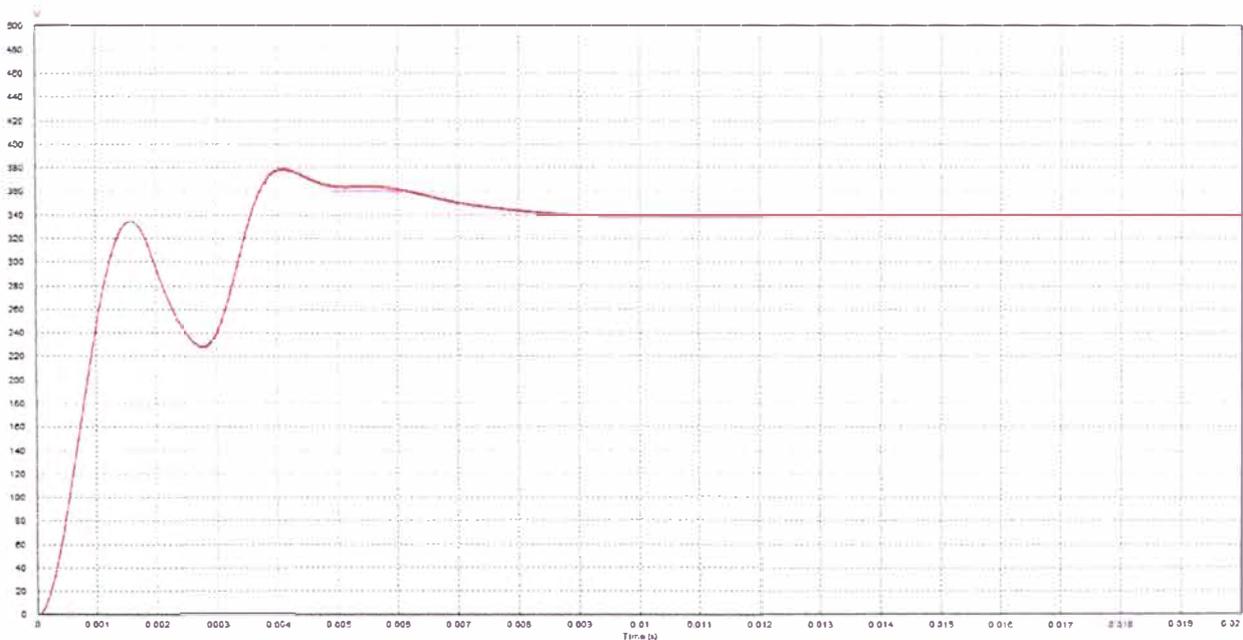


Figura 4.38 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.4$ (Fuente: E.P.)

En la figura 4.39 se muestra la respuesta del voltaje de salida, el máximo sobreimpulso $M_p = 12.75\%$, el sistema no presenta grandes oscilaciones y el tiempo de establecimiento del sistema es $t_s = 0.011$ para $v_{ref} = 3.2$.

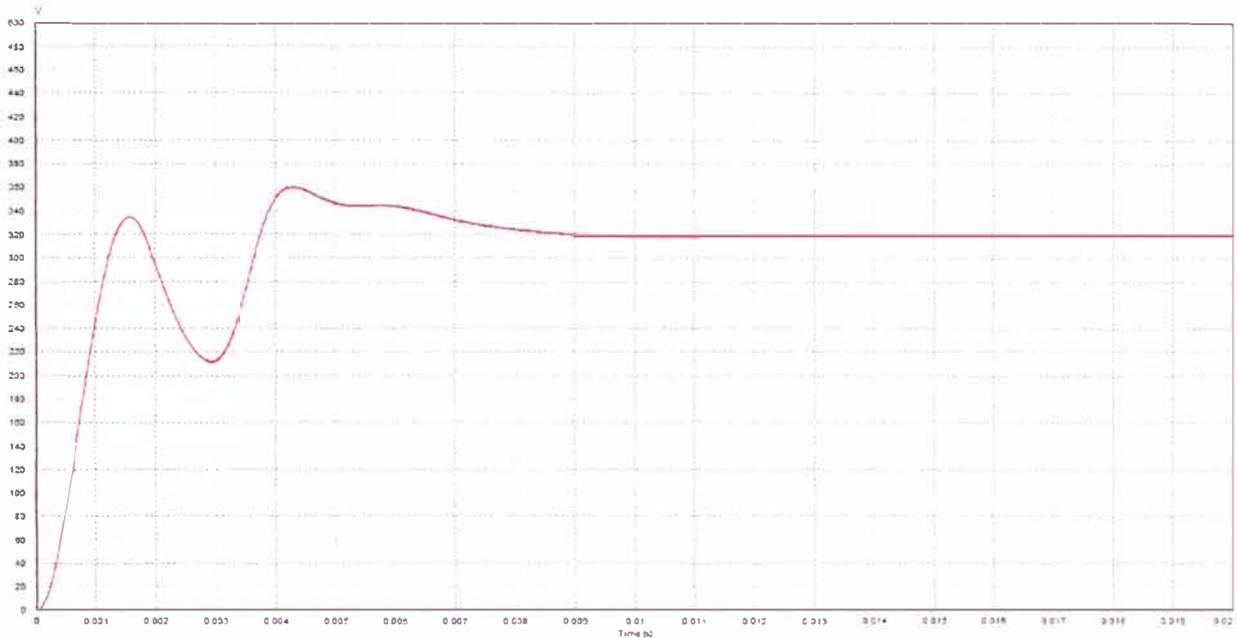


Figura 4.39 Respuesta del voltaje de salida en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.2$ (Fuente: E.P.)

b) Señal de Corriente a través del inductor

La figura 4.40 muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta oscilaciones antes de llegar al estado de reposo para un voltaje de referencia $v_{ref} = 4$.

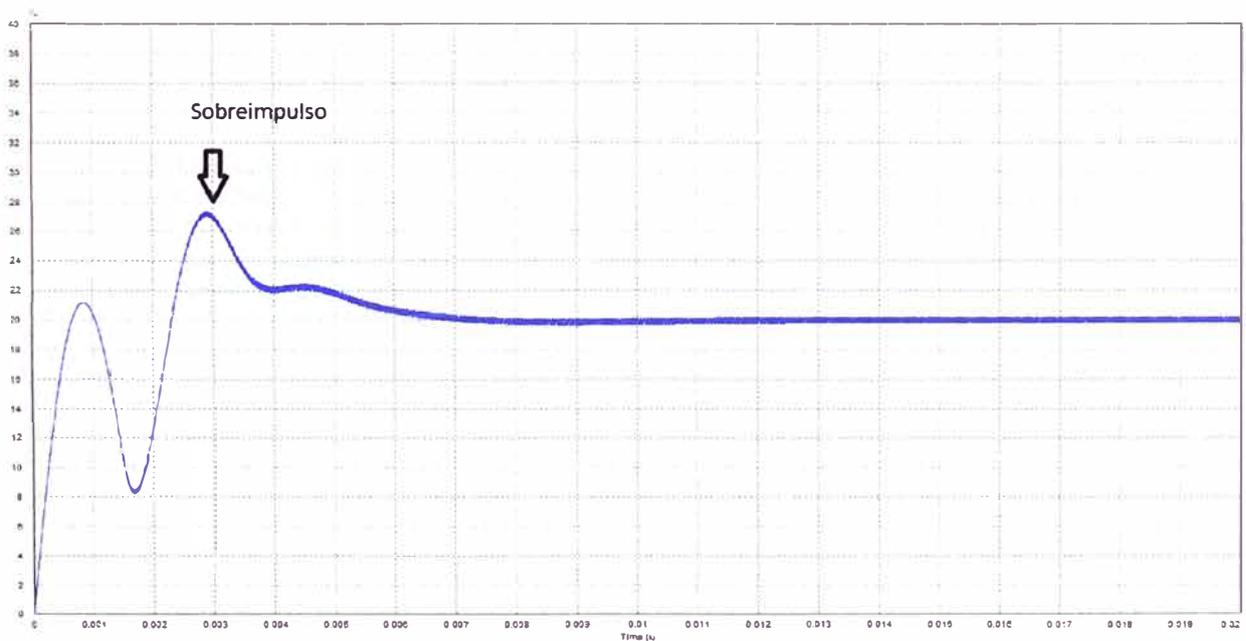


Figura 4.40 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 4$ (Fuente: E.P.)

La figura 4.41 muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta oscilaciones antes de llegar al estado de reposo para un voltaje de referencia $v_{ref} = 3.8$

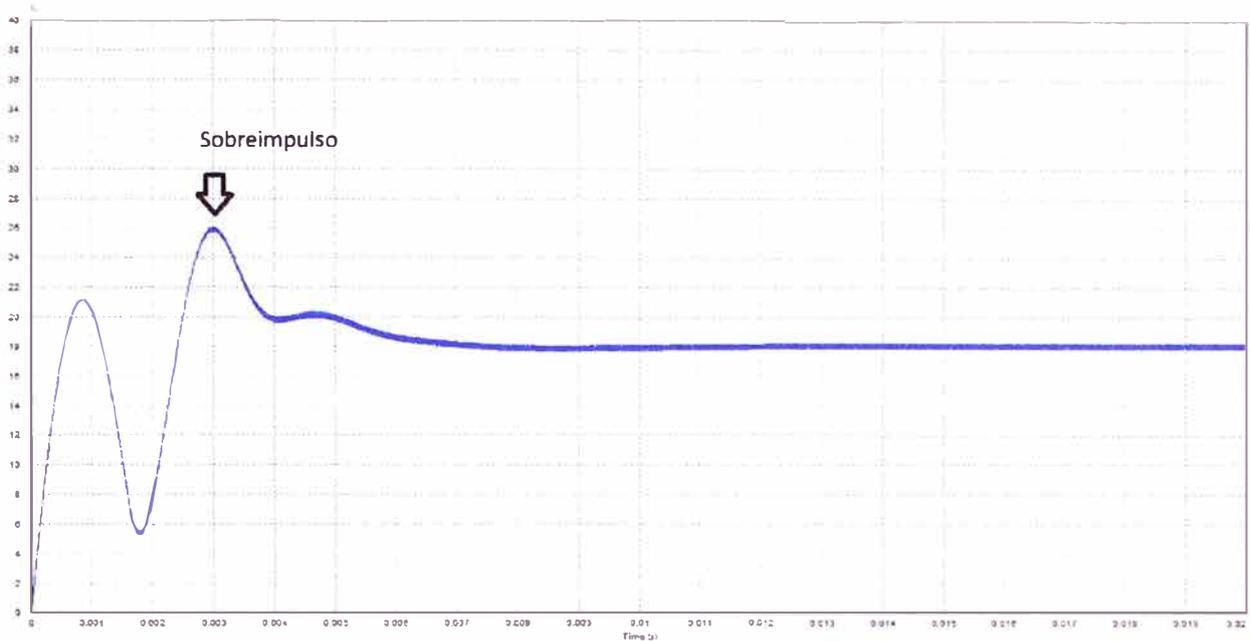


Figura 4.41 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.8$ (Fuente: E.P.)

La figura 4.42 muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta oscilaciones antes de llegar al estado de reposo para un voltaje de referencia $v_{ref} = 3.6$

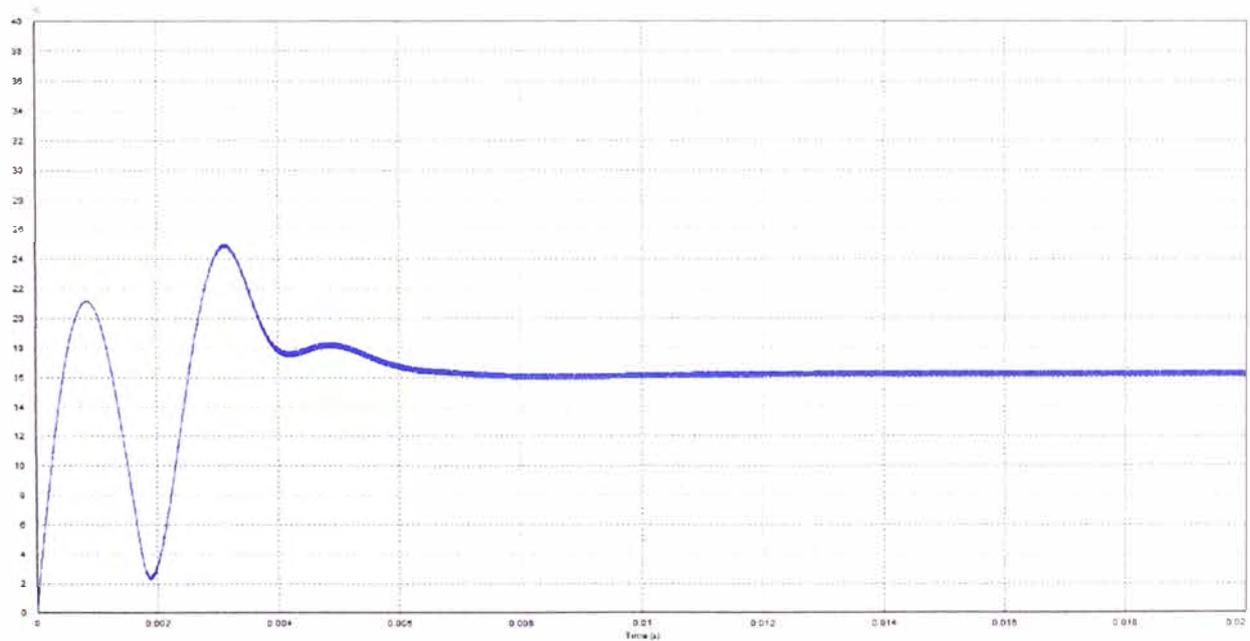


Figura 4.42 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.6$ (Fuente: E.P.)

La figura 4.43 muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta oscilaciones antes de llegar al estado de reposo para un voltaje de referencia $v_{ref} = 3.4$

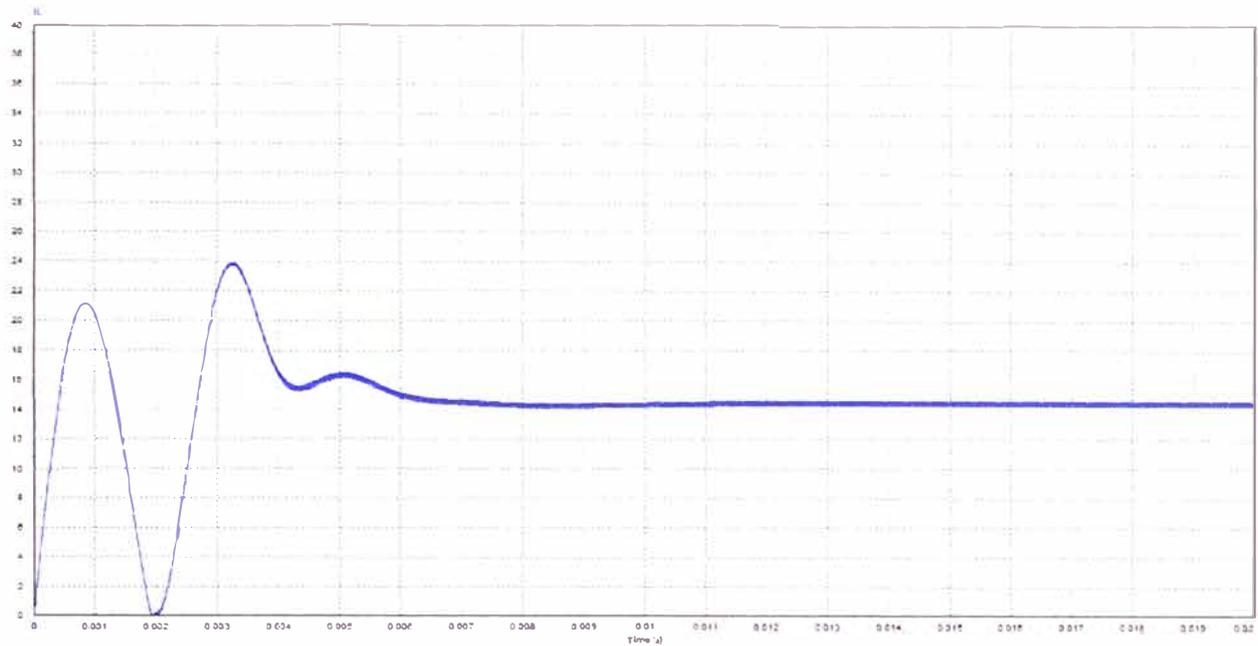


Figura 4.43 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.4$ (Fuente: E.P.)

La figura 4.44 muestra la señal de la corriente a través del inductor, donde presenta oscilaciones antes de llegar al estado de reposo para un voltaje de referencia $v_{ref} = 3.2$

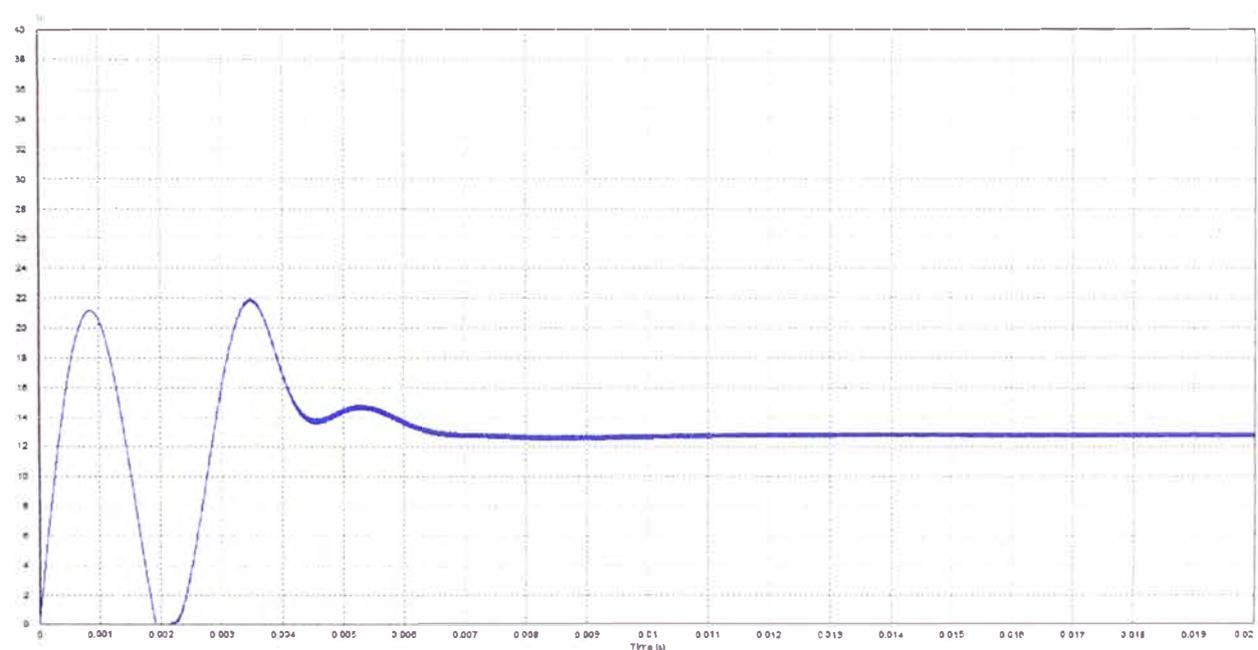


Figura 4.44 Respuesta de la intensidad de corriente a través del inductor en lazo cerrado para $v_{ref} = 3.2$ (Fuente: E.P.)

La tabla 4.6 presenta los valores de máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento del voltaje de salida para diferentes entradas de referencia, donde se observa que el máximo sobreimpulso aumenta conforme el voltaje deseado disminuya.

Tabla N° 4.6 Respuesta de voltaje en la carga

v_{ref} (voltios)	v (voltios)	M_p	t_s (seg)
$v_{ref} = 4.0$	$v = 400$	5.9%	0.009
$v_{ref} = 3.8$	$v = 380$	7.05 %	0.009
$v_{ref} = 3.6$	$v = 360$	9.25%	0.009
$v_{ref} = 3.4$	$v = 340$	11.635%	0.01
$v_{ref} = 3.2$	$v = 320$	12.75%	0.011

La tabla 4.7 presenta los valores de máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento de la corriente a través del inductor, donde se aprecia que los valores de sobre pico son valores considerables con respecto a la corriente a través del inductor.

Tabla N° 4.7 Respuesta de la corriente a través del inductor.

v_{ref} (voltios)		M_p	t_s (seg)
$v_{ref} = 4.0$	$i_L = 20A$	36.5%	0.0085
$v_{ref} = 3.8$	$i_L = 18A$	44.66 %	0.0085
$v_{ref} = 3.6$	$i_L = 16.2A$	54.38%	0.0085
$v_{ref} = 3.4$	$i_L = 14.4A$	65.53%	0.009
$v_{ref} = 3.2$	$i_L = 12.8A$	72.4%	0.011

4.4 Respuesta del voltaje de salida ante la variación de v_g y v_{ref} .

a) Diseño del controlador de corriente método deslizante

- **Variación del voltaje de entrada**

Consideremos la variación de v_g de 180 a 200 voltios como muestra la gráfica.

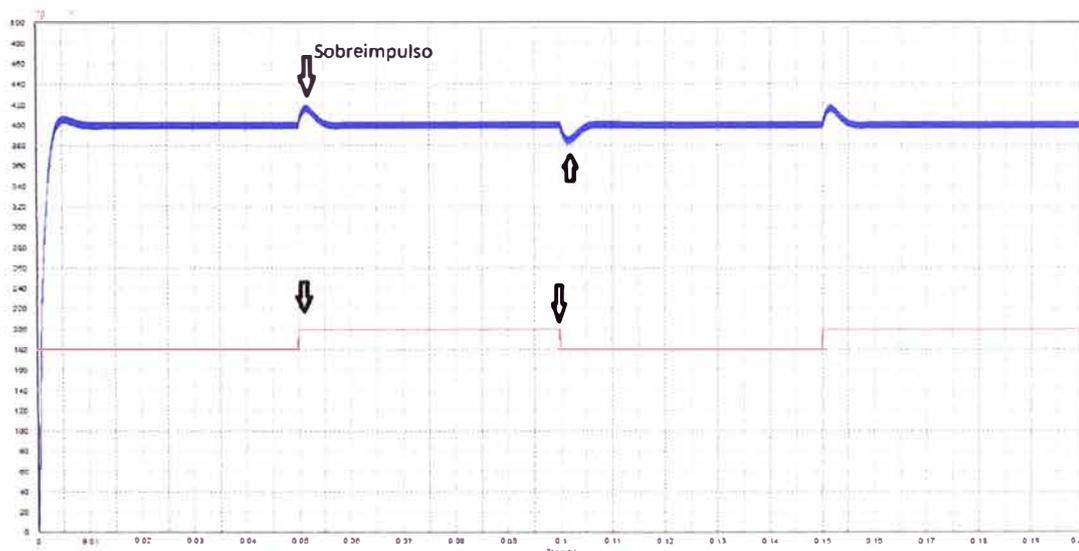


Figura 4.45 Respuesta de v ante variación del v_g en lazo cerrado. (Fuente: E.P.)



Figura 4.46 Respuesta de la corriente. (Fuente: E.P.)

En las figuras 4.45 y 4.46 se muestran la respuesta del voltaje e salida y la respuesta de la corriente a través del inductor ante la variación del voltaje de entrada v_g .

- **Variación del voltaje de referencia**

Consideremos el cambio de v_{ref} de 3.5 a 4 voltios, por lo tanto el voltaje de salida deseado en la carga es 350 y 400 voltios respectivamente.

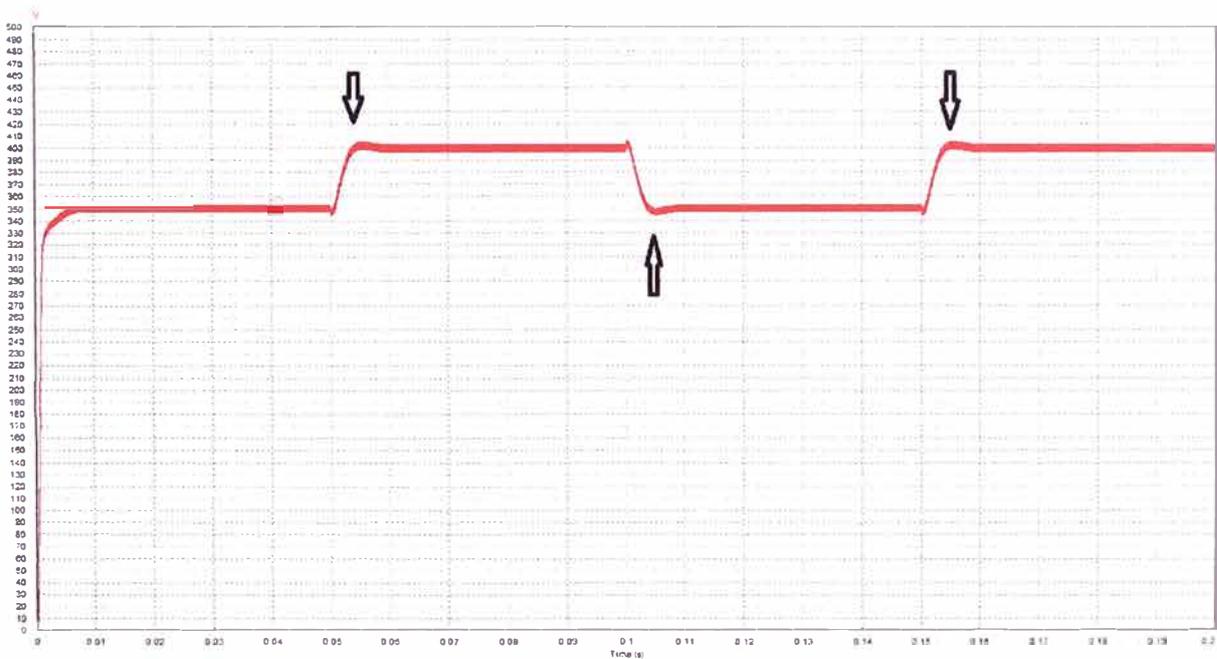


Figura 4.47 Respuesta de v ante la variación del voltaje de referencia. (Fuente: E.P.)

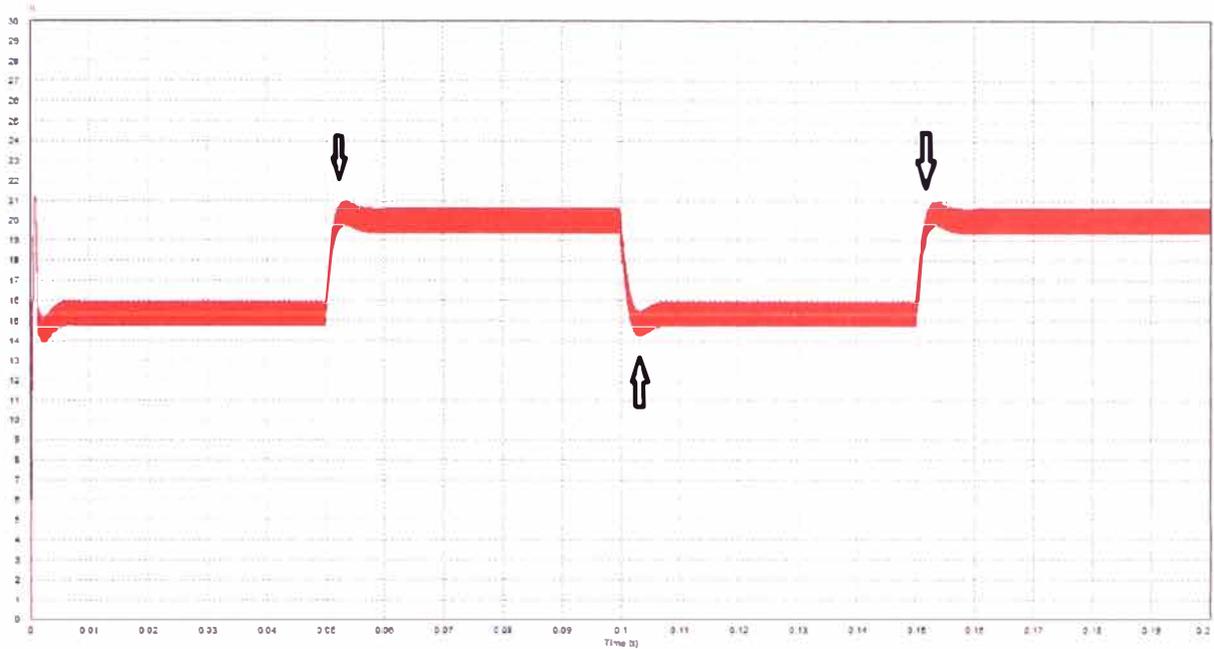


Figura 4.48 Respuesta de la corriente sobre el inductor. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.47 y 4.48 se observa la respuesta del voltaje de salida y la corriente a través del inductor respectivamente ante el cambio del voltaje de referencia, para un controlador de corriente de modo deslizante y controlador de voltaje lineal.

b) **Diseño del controlador de corriente método lineal**

• **Variación del voltaje de entrada**

Consideremos la variación del voltaje de entrada v_g de 180 a 200 voltios,

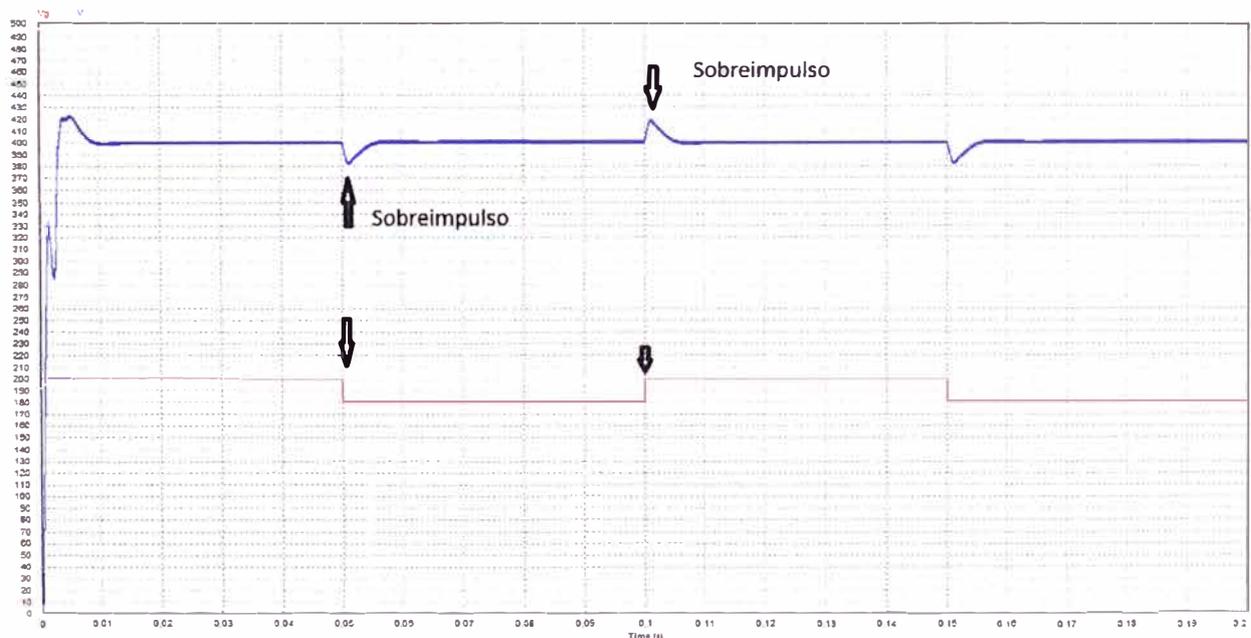


Figura 4.49 Respuesta de v ante variación del voltaje de entrada. (Fuente: E.P.)

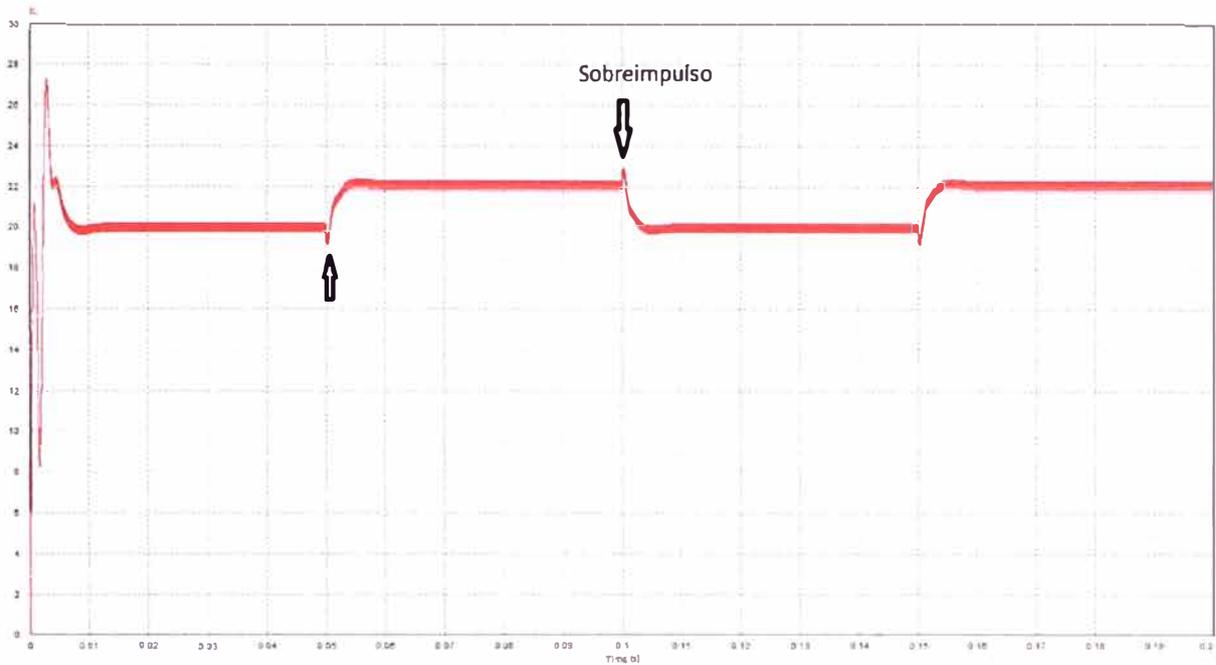


Figura 4.50 Respuesta de la corriente. (Fuente: E.P.)

En las figuras 4.49 y 4.50 se muestran la respuesta del voltaje e salida y la respuesta de la corriente a través del inductor ante la variación del voltaje de entrada v_g .

- **Variación del voltaje de referencia**

Consideremos el cambio de v_{ref} de 3.5 a 4 voltios, por lo tanto el voltaje de salida deseado en la carga es 350 y 400 voltios respectivamente.

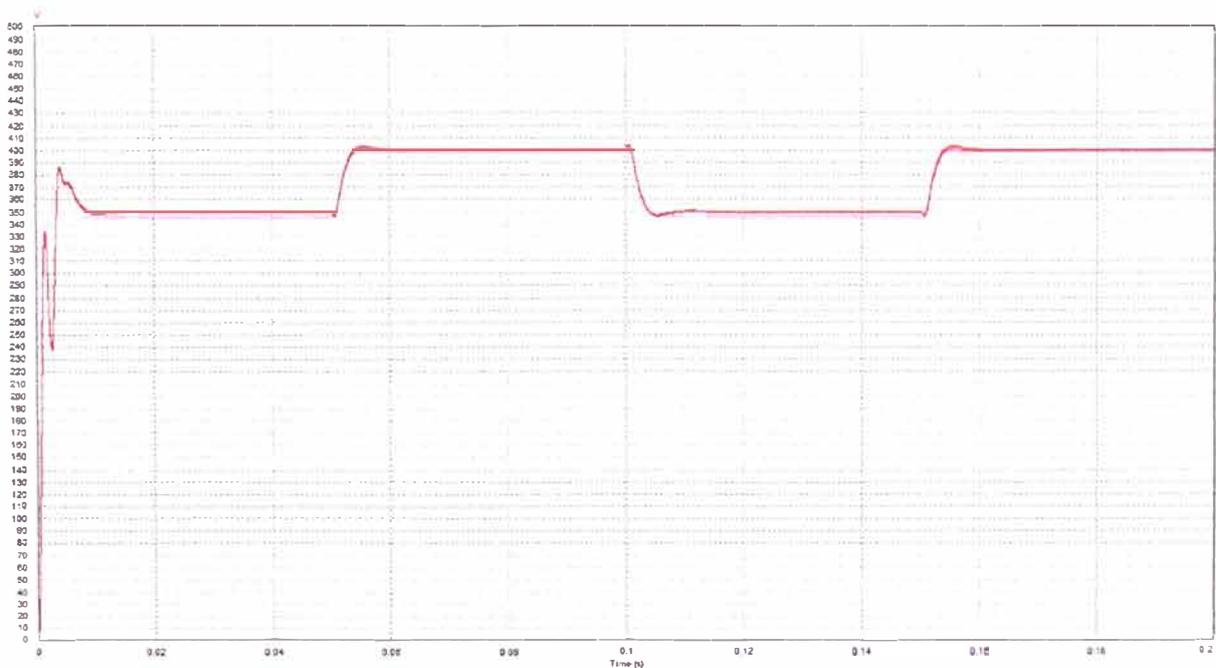


Figura 4.51 Respuesta de v ante voltaje de referencia. (Fuente: E.P.)

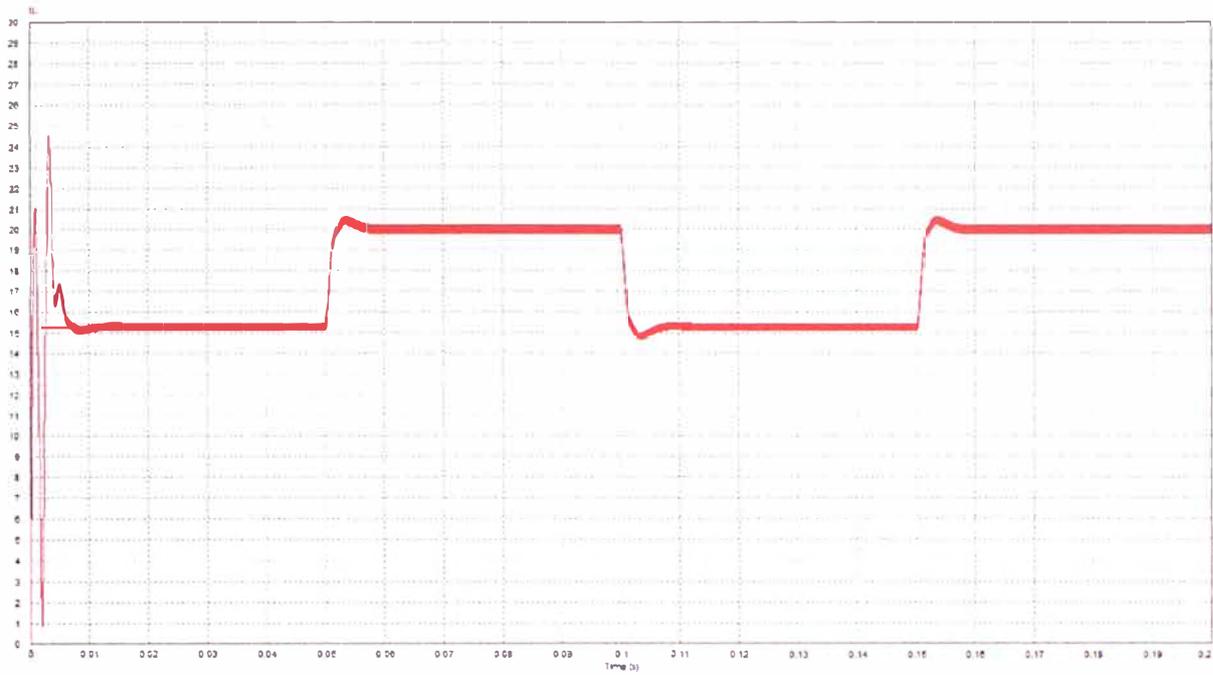


Figura 4.52 Respuesta de la corriente sobre el inductor. (Fuente: E.P.)

En la figura 4.51 y 4.52 se observa la respuesta del voltaje de salida y la corriente a través del inductor respectivamente ante el cambio del voltaje de referencia.

CONCLUSIONES

1. Aplicando el método de síntesis basado en reglas topológicas, se logra diseñar un convertidor elevador como se muestra en la figura 4.1, de acuerdo a los requisitos propuestos en la Tabla 3.1, se llega a la conclusión que el método de síntesis basado en reglas topológicas cumple con las especificaciones propuestos según se muestra en las figuras 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 que representan las respuesta de voltaje en la carga y flujo de corriente a través del inductor en lazo abierto.
2. Del controlador de corriente en modo deslizante aplicado al convertidor elevador en lazo cerrado como se muestra en la figura 4.8 y controlador de corriente diseñado aplicando el método lineal aplicado al convertidor elevador en lazo cerrado como se muestra en la figura 4.14 se obtiene las tablas N° 4.2 y N° 4.3 respectivamente. Se llega a la conclusión que el control de modo deslizante presenta una mejor respuesta dinámica, tiempo de establecimiento (0.0014 vs 0.0055) y sobreimpulso máximo (45% vs 60.3%), en comparación al método de control lineal, que se obtiene comparando las tablas N° 4.2 y N° 4.3.
3. Del sistema de control de voltaje mostrado en las figura 4.21 y figura 4.33 se llega a la conclusión que el sistema que tiene un control interno de lazo de corriente con el método de modo deslizante presenta una mejor respuesta dinámica (tiempo de establecimiento, amplitud de oscilación y sobreimpulso máximo) en comparación al sistema que tiene un control interno de lazo de corriente con el método lineal, que se obtiene al comparar las tablas N° 4.4, N° 4.5 con las tablas N° 4.6, N° 4.7.
4. Al contrastar el método lineal y el método deslizante en el lazo de corriente y su influencia en el control de voltaje. Se llegó a la conclusión que el controlador de voltaje presenta mejor dinámica (tiempo de establecimiento, amplitud de las oscilaciones y sobreimpulso) en un rango de trabajo más amplio entre 320 voltios hasta 400 voltios, con un controlador de corriente en el lazo interno diseñado con el método de modo deslizante, en comparación al controlador de corriente diseñado con el método lineal. Esto se puede contrastar al comparar los valores de las tablas N° 4.4, N° 4.5 con las tablas N° 4.6, N° 4.7.

5. Se observa que ante la variación del voltaje de entrada como se muestran en las figuras 4.45 y 4.49, la aparición de picos como respuesta del sistema ante la variación del voltaje de entrada debido a la bobina L, también se muestra que para el caso del controlador lineal en el lazo de corriente la aparición de un sobreimpulso en el arranque en la respuesta dinámica del voltaje y corriente, como se observa en las figuras 4.45, 4.46, 4.47 y 4.48, a diferencia del controlador de corriente de modo deslizante que atenúa el sobreimpulso generado en el arranque en la respuesta dinámica de voltaje y corriente, como se muestra en las figuras 4.49, 4.50, 4.51, 4.52.

RECOMENDACIONES

6. Se puede continuar la investigación estudiando topologías derivadas del convertidor Elevador, como puede ser convertidores Elevador en paralelo, o sobre otro tipo de convertidores como son los convertidores Reductor, Reductor-Elevador u otro derivado de estas topologías.
7. En cuanto al control en modo deslizante se pueden buscar otros dispositivos, además del comparador con histéresis, que permitan realizar la ley de control en modo deslizante y que tengan ventajas adicionales, como puede ser acotar de forma más estrecha la frecuencia de conmutación.

ANEXO A

Software de Simulación PSIM

PSIM: Es el mejor entorno de simulación para la conversión de energía y control, gracias a PSIM, las empresas ganan competitividad; el entorno de simulación proporciona gran alcance que les permite trabajar de forma más eficaz y productiva, lo que reduce el costo de desarrollo y tiempo de salida al mercado.

PSIM es uno de los simuladores más rápidos para la simulación electrónica de potencia. Logra una simulación rápida, manteniendo una excelente precisión de la simulación. Esto hace que sea especialmente eficiente en la simulación de sistemas de conversión de cualquier tamaño, y la realización de la simulación de ciclo múltiple.

PSIM es el motor del entorno de simulación. PSIM utiliza un algoritmo dedicado a los circuitos eléctricos (método a trozos, modelos genéricos y un tiempo de paso fijo). La simulación rápida permite corridas de simulación repetitivas y reduce notablemente la duración del ciclo de diseño.

PSIM puede simular el circuito de control en diversas formas: en circuitos analógicos, diagrama de bloques de la función de transferencia en dominio S, diagrama de bloques de la función de transferencia en dominio Z, código personalizado C, o en Matlab/Simulink. Biblioteca de controles de PSIM ofrece una lista completa de los componentes y módulos de función, y hace posible la construcción de prácticamente cualquier esquema de control de forma rápida y cómoda.

Módulos PSIM

Hay muchos módulos adicionales opcionales disponibles para atender las necesidades específicas en diversas aplicaciones, como las unidades de motor, control digital, energías renovables, o DSP y FPGA. Estos módulos ofrecen a los usuarios la flexibilidad para adaptar PSIM para las necesidades propias requeridas, y mejorar significativamente la capacidad del PSIM.

¿Por qué elegir PSIM?

PSIM proporciona un entorno potente y eficiente para todas sus necesidades de la electrónica de potencia y de simulación de marcha del motor. Clientes PSIM incluyen universidades, consultores, centros de investigación y empresas en más de 60 países.

Razones por las PSIM es mejor:

- Interfaz gráfica de usuario del PSIM es intuitivo y fácil de usar. Con PSIM, podrá trabajar de manera más eficiente y productiva.
- PSIM es interactivo, que le permite cambiar los valores de los parámetros y ver los voltajes / corrientes durante la simulación. Es como tener un banco de pruebas virtual que se ejecuta en su computadora.

- PSIM es uno de los simuladores más rápidos para la electrónica de potencia. PSIM es capaz de simular grandes y complejos convertidores de potencia y sistemas de control en corto tiempo.
- PSIM tiene incorporado un compilador de C que le permite introducir su propio código C directamente sin compilar. Esto hace que sea muy fácil y flexible para implementar sus propias funciones o métodos de control.
- PSIM es versátil y puede ser configurado para adaptarse a sus necesidades. Muchos módulos adicionales PSIM están disponibles.
- Del diseño a la simulación e implementación. Con Design Suites de PSIM y la capacidad de generar código automáticamente para punto flotante o punto fijo DSP, ahora se convierte en una realidad para pasar de la etapa de diseño a la simulación y la etapa de ejecución en el menor tiempo posible.

Fuente: <http://powersimtech.com/products/psim/>

BIBLIOGRAFIA

- [1] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of power electronics", University of Colorado – USA, 2004.
- [2] Vadim Utkin "Sliding Mode Control in Electromechanical System", Taylor and Francis, London (1999).
- [3] Hebert Sira-Ramírez and Ramon Silva-ortigoza "Control Design Techniques in power electronics Devices", Springer-Verlag London Limited 2006.
- [4] Shane Malo, Robert Griñó, "Análisis y diseño de controladores lineales para el convertidor elevador ("elevador") bidireccional de corriente", Universidad Politécnica de Cataluña – España 2005.
- [5] Ned Mohan, "Power Electronics A First Course", University of Minnesota-Minneapolis, MN USA, 2012.
- [6] Mousumi Biswal "Control Techniques for DC-DC Reductor Converter With Improved Performance", National Institute of Technology, Rourkela – India, 2011.
- [7] M. Bensaada, A. Boudghene, "General Purpose Pulse Width Modulation Based Sliding Mode controller for Reductor converter", World Academy of Science, Engineering and Technology – 2012
- [8] Mario Spinetti Rivera, "Síntesis de Controladores Para Convertidores de Potencia Utilizando Realimentación de la Salida Pasiva de la Dinámica Exacta del Error de Seguimiento", Universidad Politécnica de Cataluña – España 2010.
- [9] Mohammad Ahmed "Sliding Mode Control For Power Switched Mode Power Supplies", Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland 2004.
- [10] Matthew Douglas, "2.4KW Unity Power Factor Rectifier", University of Queensland – 2003.
- [11] R. Esteves, A. Vicente, D. Silva, "Sliding Mode Controllers for the Regulator of DC-DC Power Converters", University of Porto – Portugal 2003.
- [12] Siew-Chong Tan, Y.M. Lai, Chi K. Tse, "A Unified Approach to the Design of PWM-Based Sliding Mode Voltage Controllers for Basic DC-DC Converteres in Continuous Conduction Mode", iee transactions on circuits and systems, Regular papers Vol. 53 N°. 8, 2006.
- [13] Hong Yao, "Modeling and Designing of a Current Mode Control Elevador Converter", Colorado State University – USA 2012.
- [14] L. Martinez, A. Cid-Pastor, "Modelado y Control de Convertidores Conmutados Continua-Continua: Una Perspectiva Tutorial", Escuela Técnica Superior de Ingeniería Universidad Rovira i Virgili – España 2009.
- [15] L. Martinez, A. Cid-Pastor, "Sliding Mode Control of DC-DC Switching Converters", Universidad Rovira i Virgili – España 2011.
- [16] Yuk-Ming Lai, Siew-Chong Tan, Chi-Kin Wu, "Design of a PWM Based Sliding Mode Controlled Reductor-Elevador Converter in Continuous Conduction Mode", ecti transactions on electrical eng., electronics, and communications VOL.5, N°. 1, 2007.
- [17] H. Rodriguez, M. Escalante, "Control de seguimiento de la tensión de salida de un convertidor Elevador". Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica – UANNL – Mexico 2012.
- [18] Ned Mohan, Tore M. Underland, William P. Robbins, "Electronica de Potencia, Convertidores, aplicaciones y Diseño", Mc Graw Hill Tercera Edición – 2009.

- [19] F. Valderrama, H. Moreno, "Análisis, simulación y control de un Convertidor de Potencia DC-DC tipo Elevador", Agosto-2011.
- [20] María Isabel Arteaga Orozco, "Control no lineal de convertidores conmutados cc/cc: análisis de prestaciones y verificación experimental", Universidad Politécnica de Cataluña – España, 2006.
- [21] Marian K. Kaziczuk, "Pulse with Modulated DC-DC Power converters", John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom-2008.
- [22] Francisco Calvente Calvo, "Control en modo deslizamiento aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites", Universidad Politécnica de Cataluña – España, 2001.
- [23] Carolina A. Evangelista," Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden aplicación a la conversión de energía eólica", Universidad nacional de la Plata-Argentina, 2012.
- [24] Stefany Carolina Garzon Muñoz, "Análisis de convertidores de Potencia DC-DC con software libre open modélica", Escuela Politécnica del Ejército – Ecuador, 2012.
- [25] Francesc Guinjoan Gisper, "Control en Modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC-DC", Universidad Politécnica de Cataluña – España, 1999.
- [26] Siew-Chong Tan, Y.M.Lai, Chi K. Tse, "A fast response Sliding Mode controller for Elevador Type Converters With a Wide Range of Operationg Conditions", iee transactions on industrial electronics, VOL. 54, NO. 6, 2007.
- [27] R. Venkataramanan, "Sliding Mode Control of Power Converters", California Institute of Technology – USA, 1986.
- [28] Freddy Valderrama, Henry Moreno, "Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo elevador", Universidad de San Buenaventura – Colombia, 2011.
- [29] <http://powersimtech.com/products/psim/>