

UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE



Facultad de Ingeniería en Ciencias Aplicadas
Carrera de Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico

**ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE UN CONTROL LQR Y UN CONTROL
CLÁSICO EN UN CONVERTIDOR BOOST MEDIANTE UNA SIMULACIÓN EN
SIMULINK DE MATLAB.**

Trabajo de grado presentado ante la Universidad Técnica del Norte previo a la
obtención del título de grado de Ingeniero en Mantenimiento Eléctrico

Autor:

William Honorio Tambi Pupiales

Director:

PhD. Vivert del Pino Miguel Emilio

Ibarra-Ecuador

Enero 2022



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

BIBLIOTECA UNIVERSITARIA

AUTORIZACIÓN DE USO Y PUBLICACIÓN A FAVOR DE LA UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA

En cumplimiento del Art. 144 de la Ley de Educación Superior, hago la entrega del presente trabajo a la Universidad Técnica del Norte para que sea publicado en el Repositorio Digital Institucional, para lo cual pongo a disposición la siguiente información:

DATOS DE CONTACTO			
CÉDULA DE IDENTIDAD:	1003442215		
APELLIDOS Y NOMBRES:	Tambi Pupiales William Honorio		
DIRECCIÓN:	Caranqui – Bellavista de Caranqui		
EMAIL:	whtambip@utn.edu.ec		
TELÉFONO FIJO:		TELÉFONO MÓVIL:	+593 981403684

DATOS DE LA OBRA	
TÍTULO:	ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE UN CONTROL LQR Y UN CONTROL CLÁSICO EN UN CONVERTIDOR BOOST MEDIANTE UNA SIMULACIÓN EN SIMULINK DE MATLAB.
AUTOR (ES):	Tambi Pupiales William Honorio
FECHA: DD/MM/AAAA	07/02/2022
SOLO PARA TRABAJOS DE GRADO	
PROGRAMA:	<input checked="" type="checkbox"/> PREGRADO <input type="checkbox"/> POSGRADO
TÍTULO POR EL QUE OPTA:	Ingeniería en Mantenimiento Eléctrico
ASESOR /DIRECTOR:	PhD. Vivert del Pino Miguel Emilio

CONSTANCIA

El autor manifiesta que la obra objeto de la presente autorización es original y se desarrolló, sin violar los derechos de autor de terceros, por lo tanto, la obra es original y que es el titular de los derechos patrimoniales, por lo que asume responsabilidad sobre el contenido de la misma y saldrá en defensa de la Universidad en caso de la reclamación por parte de terceros.

Ibarra, a los 7 días del mes de febrero del 2022

EL AUTOR:



William Honorio Tambi Pupiales

1003442215



UNIVERSIDAD TÉCNICA DEL NORTE
FACULTAD DE INGENIERÍA EN CIENCIAS APLICADAS

CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO

Yo, Miguel Vivert en calidad de tutor del señor estudiante: Tambi Pupiales William Honorio, certifico que ha cumplido con las normas establecidas en la elaboración del trabajo de investigación titulado: **“ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE UN CONTROL LQR Y UN CONTROL CLÁSICO EN UN CONVERTIDOR BOOST MEDIANTE UNA SIMULACIÓN EN SIMULINK DE MATLAB”**. Para la obtención del título de Ingeniero en Mantenimiento Eléctrico; aprobando la defensa, impresión y empastado.

PhD. Vivert del Pino Miguel Emilio
DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA

Dedico este trabajo primeramente a Dios por darme fortaleza en momentos de dolor y tristeza, a mis padres, quienes fueron pilar fundamental en todo momento, a mi hermano que partió de este mundo, pero siempre estuvo apoyándome en con sus buenos deseos, a mis hermanas quienes siempre estuvieron dándome aliento para seguir luchando. Y a toda mi familia y amigos, que siempre me desearon sus buenos deseos, para poder alcanzar mi meta.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradezco a Dios por darme fuerza y espíritu para no desistir. A mi tutor, por su paciencia y buena voluntad, y saberme guiar en el proceso, a mis profesores, quienes fueron parte fundamental en mi educación.

Índice General

IDENTIFICACIÓN DE LA OBRA.....	i
CONSTANCIA.....	ii
CERTIFICACIÓN DEL DIRECTOR DEL TRABAJO.....	iii
DEDICATORIA.....	iv
AGRADECIMIENTOS.....	iv
Índice General.....	v
Índice de Tablas.....	vii
Índice de Figuras.....	vii
RESUMEN.....	ix
ABSTRACT.....	ix
INTRODUCCIÓN.....	x
Tema.....	x
Problema de Investigación.....	x
Objetivos.....	xi
Objetivo General.....	xi
Objetivos Específicos.....	xi
Alcance.....	xi
Justificación – Detalle del Impacto.....	xi
Contexto.....	xiii
CAPÍTULO 1.....	1
1.1 Regulación Automática.....	1
1.1.1 Tipos de control.....	1
1.1.1.1 Control a lazo abierto (no realimentado).....	2
1.1.1.2 Control a Lazo Cerrado.....	2
1.1.2 La realimentación en los sistemas de control Automático.....	3
1.1.3 Sistemas de control lineales vs no lineales.....	4
1.1.3.1 Sistemas de control lineales.....	4
1.1.3.2 Sistema de control no Lineal.....	5
1.1.3.3 Modelos Matemáticos.....	5
1.1.4 Perturbaciones.....	6
1.2 Sistemas dinámicos de control.....	8
1.3 Sistemas de variables de estado.....	8
1.4 Función de Transferencia.....	9
1.5 Control LQR vs PID.....	10

1.5.1	Control PID	10
1.5.2	Control LQR	12
1.6	Convertidores CC-CC	13
1.6.1	Convertidor Buck	13
1.6.2	Convertidor Boost	14
1.6.3	Funcionamiento de un convertidor Boost	15
1.6.4	Aplicaciones	16
CAPÍTULO 2	17
2.1	Convertidor Boost	17
2.1.1	Análisis de Circuitos para determinar el Modelo Dinámico del Convertidor Boost	18
2.2	Modelo Promediado mediante Simulink de Matlab	20
2.2.1	Diseño y simulación del Convertidor Boost	21
2.3	Linealización del Sistema	23
2.3.1	Puntos de operación	24
2.3.2	Función de Transferencia	25
2.4	Diseño de Controladores mediante Matlab	25
2.4.1	Controlador PID	26
2.4.1.1	Diseño del controlador PI	28
2.4.2	Controlador LQI	36
2.5	Implementación de los controladores en Simulink de Matlab	39
CAPÍTULO 3	40
Resultados	40
3.1	Controlador Integral.	40
3.2	Controlador PI en cascada.	43
3.3	Controlador LQI	46
3.4	Análisis comparativo entre controladores	49
Conclusiones	51
Recomendaciones	52
Bibliografía	53

Índice de Tablas

Tabla.1. Valores de los elementos para el convertidor Boost.....	22
Tabla.2. Perturbación del voltaje de entrada y de la resistencia en la carga.....	40
Tabla.3 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador I.....	42
Tabla.4 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador PI en cascada.	45
Tabla.5 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador LQI.....	48
Tabla.6 Comparativa de controladores a cambio de referencias.....	49
Tabla.7 Comparativa de controladores ante rechazo a perturbaciones	50

Índice de Figuras

Fig. 1. Esquema de control Lazo Cerrado.	1
Fig. 2. Esquema de control Lazo Abierto.	2
Fig. 3. Esquema de control Lazo Cerrado	3
Fig. 4. Esquema de un Sistema Realimentado	3
Fig.5. Sistema lineal y no Lineal	5
Fig. 6. Perturbación de un proceso.....	6
Fig. 7. Esquema Rechazo a Perturbación.....	7
Fig. 8. Modelo Matemático Invariante con el Tiempo.	9
Fig. 9. Diagrama de Bloques PID.	10
Fig. 10. Respuesta de un controlador PID.....	11
Fig. 11. Matrices LQR.	12
Fig. 12. Diagrama de Bloques LQ.	12
Fig. 13. Topología Conversor Boost.	14
Fig. 14. Topología Conversor Boost.	14
Fig. 15. Convertidor Boost estado On y estado Off	15
Fig. 16. Convertidor Boost.	17
Fig. 17. Convertidor Boost estado On	18
Fig. 18. Convertidor Boost estado Off	19
Fig. 19. Respuesta del sistema no lineal promediado en Simulink de Matlab.	20
Fig. 20. Circuito Conmutado Convertidor Boost.....	23
Fig. 21. Sistema en lazo cerrado.	25
Fig. 22. Bucle típico de realimentación PID.	26
Fig. 23. Análisis de Polos y Ceros.	27

Fig. 24. Respuesta función de transferencia con Subpaso.	28
Fig. 25. Controlador PI en cascada para el convertidor Boost.	29
Fig. 26. Diagrama de bode de controlador PI de corriente.	30
Fig. 27. Sistema de control con realimentación.	31
Fig. 28. Sistema en lazo cerrado.	31
Fig. 29. Controlador PI de corriente para convertidor Boost.	32
Fig. 30. Análisis de corrientes del convertidor Boost.	32
Fig. 31. Análisis de corrientes del convertidor Boost.	33
Fig. 32. Circuito resultante de Análisis de corrientes del convertidor Boost.	33
Fig. 33. Diagrama de bloques de controladores PI en cascada para el convertidor Boost.	35
Fig. 34. Control de realimentación de estado óptima para el bucle de seguimiento.	36
Fig. 35. Diagrama de bloques del controlador LQI para el convertidor Boost.	39
Fig. 36a. Resultados obtenidos del controlador I, ante cambio de voltaje de entrada.	41
Fig. 36b. Resultados obtenidos del controlador I, ante variación de la carga.	42
Fig. 37a. Respuesta temporal controlador I ante variación de referencia.	43
Fig. 37b. Respuesta temporal promediada del controlador I ante variación de referencia.	43
Fig. 38b. Resultados promediados obtenidos del controlador PI en cascada, ante variación en la carga.	44
Fig. 39a. Respuesta temporal controlador PI en cascada ante variación de referencia.	45
Fig. 39b. Respuesta temporal promediada del controlador PI en cascada ante variación de referencia.	45
Fig. 40a. Resultados obtenidos del controlador LQI, ante cambio del voltaje de entrada.	46
Fig. 40b. Resultados obtenidos del controlador LQI, ante variación de la carga.	47
Fig. 40c. Resultados promediados obtenidos del controlador LQI, ante variación de la carga.	47
Fig. 41a. Respuesta temporal controlador LQI ante variación de referencia.	48
Fig. 41b. Respuesta temporal promediada del controlador LQI ante variación de referencia.	49

RESUMEN

El presente documento muestra el análisis comparativo entre un control LQR y un control clásico en un convertidor Boost, además de observar el funcionamiento del convertidor Boost y su comportamiento no lineal, siendo este un sistema de fase no mínima. Por tal motivo, se usa el software de Matlab y su herramienta Simulink para obtener y simular las ecuaciones diferenciales y su comportamiento. Para realizar la linealización se utiliza el método de las series de Taylor, y también es importante calcular los valores del punto de equilibrio en que trabajara el sistema. Para realizar control es necesario utilizar el modelo lineal que permitirá crear controladores PI y LQR, dando como resultado el análisis comparativo de estos dos controladores en un convertidor Boost.

Palabras clave: control PID, control LQR, fase no mínima, Matlab/Simulink, perturbaciones, sistema no lineal, sistema lineal, sobrepasos.

ABSTRACT

This paper shows the comparative analysis between a LQR control and a classical control in a Boost converter, in addition to observing the operation of the Boost converter and its non-linear behavior, being this a non-minimum phase system. For this reason, Matlab software and its tool Simulink are used to obtain and simulate the differential equations and their behavior. To perform the linearization, the Taylor series method is used, and it is also important to calculate the values of the equilibrium point at which the system will work. To perform control it is necessary to use the linear model that will allow the creation of PI and LQR controllers, resulting in the comparative analysis of these two controllers in a Boost converter.

Keywords: PID control, LQR control, non-minimum phase, Matlab/Simulink, perturbations, nonlinear system, linear system, overshoot.

INTRODUCCIÓN

Tema

Análisis comparativo entre un control LQR y un control clásico en un convertidor Boost mediante una simulación en Simulink de Matlab.

Problema de Investigación

Los convertidores electrónicos de potencia como parte fundamental de los sistemas eléctricos son actualmente muy demandados, en particular las topologías DC-DC.

En la actualidad se dispone de diversidad de convertidores DC-DC, mismos que tienen diferentes usos. Por ejemplo, unos permiten obtener la tensión de salida mayor que la tensión de entrada, mientras que en otros es menor. Como ejemplo de estos convertidores se tiene al convertidor Boost, convertidor Buck, etc. (D'Alessio1 et al., 2014)

El problema que presentan los convertidores Boost radica en la estabilidad que puedan presentar en los sistemas frente a perturbaciones (variaciones en la carga, voltaje de entrada, etc.) de entrada y salida.(D'Alessio1 et al., 2014)

Dentro de los controladores clásicos, se encuentra el controlador PID(*Proportional-Integral-Derivative*) el cual se basa en la realimentación de la variable a controlar y calcula la diferencia entre el valor medido y el valor deseado. Por otro lado, otras técnicas de control como LQR (*Linear-Quadratic Regulator*) emplean una señal de realimentación que tiene en consideración la totalidad de los estados que posee el sistema lo que permite llevar a cabo un método de control óptimo. (Gonzales, 2016)

Estos controladores pueden provocar altos sobre picos para compensar el voltaje o tiempos de estabilización muy largos o baja eficiencia entrada salida.

De ahí que, se plantea la siguiente pregunta de investigación.

Pregunta: ¿Cuáles son las características de desempeño a evaluar para realizar un análisis comparativo entre un control LQR y un control clásico en un convertidor Boost?

Objetivos

Objetivo General

Desarrollar un Análisis comparativo entre un control LQR y un control clásico en un convertidor Boost para mantener el voltaje constante en la carga, mediante una simulación en Simulink de Matlab.

Objetivos Específicos

1. Fundamentar con bibliografía lo relacionado al convertidor Boost, perturbaciones, no linealidades, respuesta temporal y a los controladores PID y LQR.
2. Determinar un modelo dinámico para estimar el funcionamiento de un convertidor Boost.
3. Diseñar una simulación de un sistema de control PID y LQR para un convertidor Boost.
4. Realizar un análisis comparativo entre estos dos controladores tomando en cuenta el rechazo a las perturbaciones y la respuesta temporal del voltaje en la carga.

Alcance

El presente proyecto de investigación busca desarrollar la **simulación** de un sistema de control LQR y PID para un convertidor Boost en el rango de 24 a 48 voltios de E/S con una potencia de 400 Watts utilizando el software computacional Simulink de Matlab, y así mantener el voltaje constante en la carga. Una vez elaboradas las simulaciones respectivas se procederá a realizar un análisis comparativo entre estos dos controladores tomando en cuenta la respuesta temporal de la señal de voltaje en la carga.

Justificación – Detalle del Impacto

Los convertidores de potencia han sido estudiados con el fin de suplir necesidades tanto a nivel residencial como a nivel industrial, ya que de acuerdo con

su topología transforman corriente alterna en directa (AC/DC) o directa en alterna (DC/AC) y elevan o disminuyen los niveles de tensión (DC/DC).

Actualmente en la industria se necesitan de técnicas de control adecuadas y dispositivos electrónicos de potencia robustos para que se haga una entrega eficiente de energía a las distintas partes de un sistema electrónico. Motivo por el cual, resulta imprescindible el uso de sistemas de control mucho más efectivos que los conocidos comúnmente (PID), como es el caso del control LQR, que al ser un controlador óptimo mejora las características de respuesta de los convertidores.

Es por ello la necesidad de tener sistemas muchos más confiables y estables, exigen una mayor rapidez de respuesta y estabilidad frente a perturbaciones, además de una alta eficiencia. Estas características descritas no son tan fáciles de alcanzar en los convertidores DC-DC, por la naturaleza no-lineal que éstos presentan ante determinados regímenes de operación (Durán, 2014).

Debido a esto, el control de convertidores de potencia conmutados se convierte en un área de investigación muy activa, tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. Diferentes tipos de controladores se han utilizado en lo que denomina comúnmente como control clásico para cumplir con éstas características, entre los cuales se pueden citar: control PID, control por realimentación de estados, entre otros; sin embargo, una alternativa que ha tomado fuerza para cumplir eficientemente con dichas características está relacionada con el “Control Óptimo”, donde el control LQR (Controlador Óptimo Lineal Cuadrático) es uno de los más utilizados, ya que permite encontrar soluciones óptimas, las cuales se basan en la minimización de una función de costo (Werner, 2013).

Entre las ventajas de utilizar convertidores con sistemas de control clásicos y óptimos se pueden citar:

- Prolongar la vida de las baterías de los sistemas portátiles y embebidos.
- Reducir los requerimientos de disipación, ya que se mejora la disipación de calor aumentando la estabilidad del sistema.
- Optimizar el consumo de energía, lo que es de gran interés, ya que se reduce el impacto sobre el medio ambiente que conlleva al consumo inteligente de energía y a la exploración de fuentes alternativas de la misma (Mohan & Robbins, 2009)

Mejorar el desempeño de un circuito convertidor de potencia es por tanto una tarea de creciente interés debido a la demanda energética del mundo actual y a la consecuente necesidad de evitar al máximo el desperdicio de energía (aumentando la eficiencia) en esta clase de sistemas eléctricos. (Durán, 2014)

Contexto

En diversas aplicaciones industriales es necesario obtener a partir de una fuente de corriente directa de voltaje fijo, otro valor de tensión mayor al original, lo que comúnmente se conoce como convertidor Boost.

Un convertidor Boost es un circuito de amplio uso a nivel industrial en control de motores eléctricos, en grúas, trenes y montacargas, ya que permiten controlar la aceleración, poseen alta eficiencia y una respuesta dinámica rápida (Rashid, 2004).

Estos convertidores se caracterizan por ser sistemas que admiten descripciones matemáticas diferentes durante periodos de operación diferentes, y se conocen como sistemas de estructura variable. Esto se debe, a que sus componentes electrónicos de conmutación exhiben un comportamiento no lineal, motivo por el cual, es necesario obtener las ecuaciones diferenciales no lineales que describen su funcionamiento (Sira & Márquez, 2005).

Para obtener el modelo dinámico que representa el circuito del convertidor Boost se necesita linealizar las ecuaciones diferenciales no lineales en un punto de operación y así obtener un modelo lineal, el cual es fundamental para el desarrollo de controladores PID o LQR, y así realizar el análisis comparativo entre éstos.

Resulta importante mencionar, que para el desarrollo del proyecto de tesis se diseñará un controlador PID, como parte de lo conoce como control clásico y un controlador LQR. Para el diseño del controlador PID es necesario encontrar constantes denominadas K_p , K_i y K_d , con base a ciertas condiciones de diseño como: Tiempo de establecimiento, máximo sobre impulso, error en estado estable, etc. Y para el diseño del controlador LQR se especificará ciertas matrices Q y R , con base a las condiciones de diseño mencionadas anteriormente y se encontrarán unas ganancias óptimas, las cuales son halladas mediante la minimización de una función de costo (Ogata, 1998) y (Werner, 2013)

CAPÍTULO 1

Revisión bibliográfica

1.1 Regulación Automática.

Todo sistema de control automático es la aplicación del criterio de realimentación o *feedback*, la medición es captada a partir del proceso que entrega la información del estado de la variable que se quiere mantener el control de cuya característica particular es la de conservar al controlador central comunicado de todos los estados de las cambiantes, para producir actividades correctivas una vez que ya sea primordial y llevar a cabo con los requerimientos específicos de un definido sistema de control (Grelyse, 2017)

Cabe decir que los sistemas con realimentación son aquellos en los que la adopción de decisiones cara al futuro está completamente influenciada por los efectos de las previamente adoptadas.

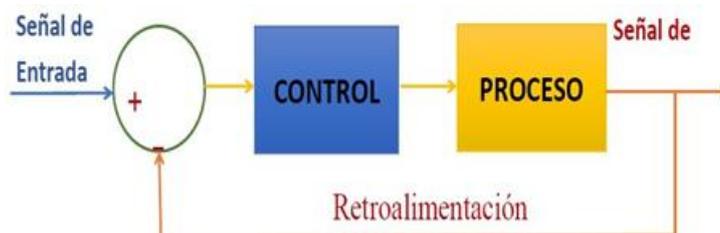


Fig. 1. Esquema de control Lazo Cerrado.

Fuente: (Moya, 2018)

1.1.1 Tipos de control

Se entiende por control, el proceso que involucra una acción final dentro de un esquema industrial, llevando a cabo la manipulación de diferentes variables físicas, maquinas eléctricas y mecánicas, control tiene por objeto gobernar un equipo, de tal forma que se emplee el uso de un control manual o automático. Los procesos revisten las formas más diversas, desde las más simples hasta las más complejas. (Crews, 2010)

1.1.1.1 Control a lazo abierto (no realimentado)

El control de lazo abierto o control no realimentado son sistemas no complejos que se denominan sistemas de control en lazo abierto, no es difícil de ver que estos sistemas no pueden satisfacer los requerimientos de desempeño críticos. Los elementos de un sistema de control se pueden dividir en dos partes el controlador y el proceso controlado. En casos simples, el controlador puede ser un amplificador, unión mecánica simple u otro elemento de control, en los casos más complejos el controlador puede ser una computadora como un microprocesador, la simplicidad y la economía de los sistemas de control a lazo abierto se les encuentra en muchas aplicaciones no críticas. (Kuo, 1996) Ver Figura.2.



Fig. 2. Esquema de control Lazo Abierto.

Fuente: (Robótica, 2020)

1.1.1.2 Control a Lazo Cerrado

En los sistemas de control de lazo cerrado, la salida o señal controlada, debe ser realimentada y comparada con la entrada de referencia, y se debe enviar una señal actuante o acción de control, proporcional a la diferencia entre la entrada y la salida a través del sistema, para disminuir el error y corregir la salida. Un sistema de control de lazo cerrado es aquel en el que la señal de salida tiene efecto directo sobre la acción de control. Esto es, los sistemas de control de lazo cerrado son sistemas de control realimentados. La diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida se la denomina señal de error del sistema; esta señal es la que actúa sobre el sistema de modo de llevar la salida a un valor deseado. En otras palabras, el término lazo cerrado implica el uso de acción de realimentación negativa para reducir el error del sistema. (Perez, Hidalgo, & Berenguer, 2007). En la Figura.3 se puede apreciar el esquema de un lazo de control cerrado.

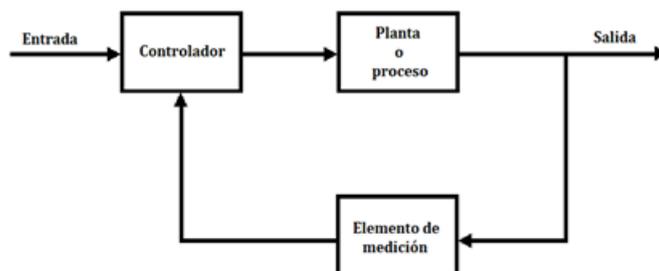


Fig. 3. Esquema de control Lazo Cerrado

Fuente: (Ruíz, 2019)

1.1.2 La realimentación en los sistemas de control Automático.

La retroalimentación es una característica importante de los sistemas de control de lazo cerrado. Es una relación secuencial de causas y efectos entre las variables del sistema. Dependiendo de la acción correctiva que tome el sistema, este puede apoyar o no una decisión, cuando en el sistema se produce un retorno se dice que hay una retroalimentación negativa; si el sistema apoya la decisión inicial se dice que hay una retroalimentación positiva. (Varela, 2014). Ver Figura.4.

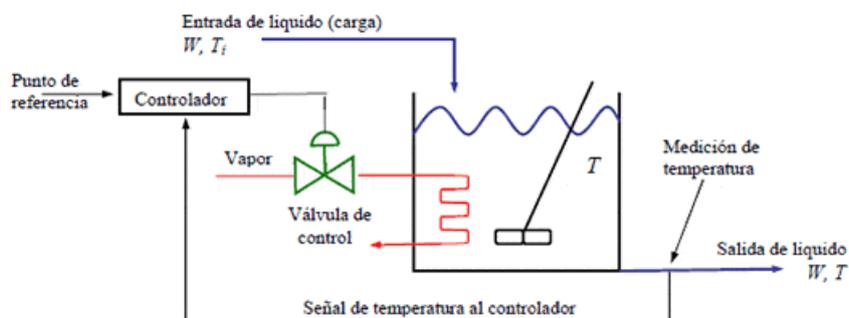


Fig. 4. Esquema de un Sistema Realimentado

Fuente: (Villajulca, 2009)

En consecuencia, control por realimentación o *feedback* es la manipulación automática de una señal de entrada de un proceso, frente a una señal de sistema permitiendo identificar y comparar estos valores, con el objetivo de realizar un control apropiado y establecer la respuesta del proceso.

1.1.3 Sistemas de control lineales vs no lineales

Uno de los recursos más utilizados en el sector industrial es el sistema de control. Toda producción liderada por ingeniería requiere de este proceso para lograr objetivos determinados. La función de este sistema es la de gestionar o regular la forma en que se comporta otro sistema para así evitar fallas, esta clasificación se realiza conforma a los métodos, análisis y diseño de un sistema de control.

1.1.3.1 Sistemas de control lineales

Los sistemas lineales no existen en la práctica, ya que todos los sistemas físicos son no lineales en algún grado. Los sistemas de control realimentados son modelos ideales fabricados por el analista para simplificar el análisis y diseño. Cuando las magnitudes de las señales en un sistema de control están limitadas en intervalos en los cuales los componentes del sistema exhiben una característica lineal, (es decir que se puede aplicar el principio de superposición), el sistema es esencialmente lineal. Pero cuando las magnitudes de las señales se extienden más allá del intervalo de porción lineal, dependiendo de la severidad de la no linealidad, el sistema no se debe seguir considerando lineal. Por ejemplo, los amplificadores usados en los sistemas de control a menudo exhiben un efecto de saturación cuando la señal de entrada es muy grande; el campo magnético de un motor normalmente tiene propiedades de saturación. (Perez, Hidalgo, & Berenguer, 2007).

Entonces, analizando la contestación de un sistema de control, un sistema es lineal si la salida sigue puntualmente los cambios realizados en el ingreso. En la mayoría de los sistemas de control lineal, la salida debería continuar la misma forma del ingreso, sin embargo, en los casos que la salida no verifique la misma forma del ingreso, para ser considerado un sistema lineal la salida tendrá que reflejar los mismos cambios provocados en el ingreso.

1.1.3.2 Sistema de control no Lineal

Un sistema no lineal es aquel que no verifica el principio de superposición. (Ogata, 2010)

Las no linealidades pueden clasificarse como:

- Naturales o inherentes.
- Artificiales.
- Discontinuas.
- Continuas.
- Estáticas.
- Dinámicas.

Sobre los sistemas no lineales Tomei (Citado por Vaquero, Carlos, & Valle, 2016) explica sobre los controladores clásicos normalmente cumplen tareas de regulación alrededor de puntos de equilibrio. El rango de validez del esquema de control depende principalmente de la naturaleza del sistema, siendo más restrictivas aquellas no linealidades fuertes que producen grandes diferencias entre los modelos real y linealizado de la planta, aun en puntos cercanos al punto de operación. En la figura.5 se puede observar los sistemas lineales y no lineales.

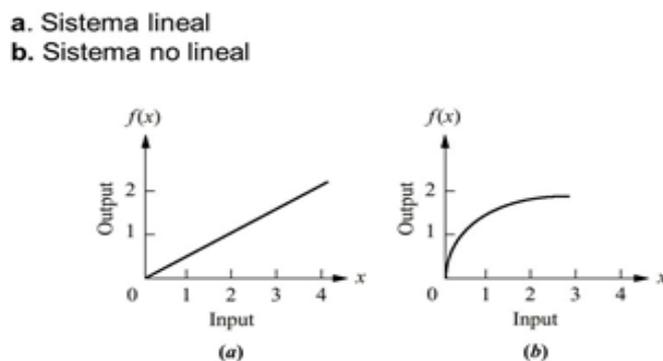


Fig.5. Sistema lineal y no Lineal

Fuente: (Acosta, 2016)

1.1.3.3 Modelos Matemáticos

Un modelo matemático de un sistema real constituye una representación abstracta hecha en términos de lenguaje y simbología matemática (ecuaciones algebraicas, ecuaciones diferenciales, en diferencias, etc.) la cual subraya

características relevantes del sistema en análisis. En nuestro caso, estaremos interesados en que el modelo presente las características “más importantes” relativas al comportamiento dinámico (en el tiempo) del sistema a mantener el control, considerando los requerimientos y la disponibilidad de recursos con relación a beneficios, costos, exactitud y precisión en representar la conducta del sistema, estabilidad o peligros, etcétera. (Marquéz, Ramírez, Rivas, & Llanes, 2018).

1.1.4 Perturbaciones

En ingeniería de procesos se conoce como perturbación a una señal que tiende a perjudicar directamente la respuesta de la salida en un sistema automático. Si la perturbación se crea dentro del sistema, se le nombra interna, en lo que una perturbación externa se produce fuera del sistema y constituye una entrada. Tal cual, la existencia de esta clase de señales en los sistemas de control ha llevado a varios especialistas a laborar sobre un área específica dentro del campo de la Ingeniería de Control, destinado como: Rechazo Preciso o Desacoplamiento de Perturbaciones. (Salazar, 2000)

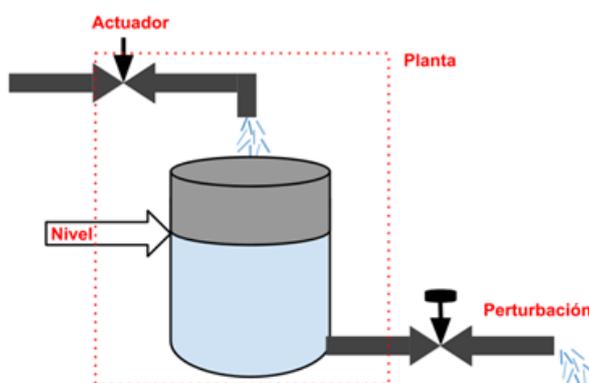


Fig. 6. Perturbación de un proceso.

Fuente: (Vaello, 2020)

El rechazo de perturbaciones tiene por objetivo, el obtener una respuesta del sistema tal que ésta no sea afectada por la señal de perturbación, realizando igual a cero la función de transferencia entre la salida que se quiere mantener el control de y el ingreso de perturbación; o sea, propiciando que esa señal no sea "visible" a la salida del sistema. No obstante, no siempre esta señal se la puede rechazar, hay

resultados que otorgan las condiciones bajo las cuales se puede ofrecer solución a este problema. (Salazar, 2000) Ver Figura.7 esquema de rechazo a perturbación a partir del principio de modelo interno.

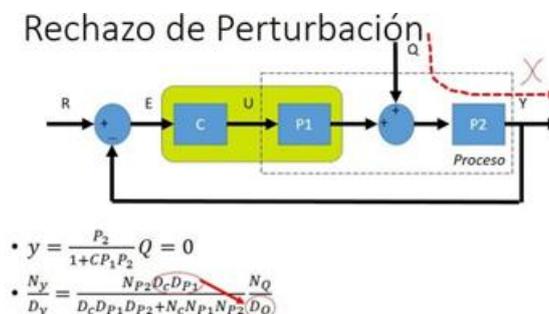


Fig. 7. Esquema Rechazo a Perturbación.

Fuente: (Castaño, 2020)

Esto quiere decir, que, si se desea que la salida Y se comporte igual que la entrada R, la dinámica compuesta por los bloques C, P1 y P2 deben tener la misma dinámica de la entrada. En otras palabras, si la entrada es un Escalón (1/s, en el dominio de Laplace) esa dinámica debe aparecer en cualquier bloque, bien sea en C o en P1 o en P2. Generalmente lo colocaremos en C, que sería nuestro controlador y es el equivalente a tener un Control PI (Control Proporcional Integral). En conclusión, si deseamos seguir una referencia cualquiera. La dinámica de dicha referencia debe aparecer en cualquiera de los bloques C, P1 y P2 para garantizar un error cero y esto es conocido como el principio de modelo interno. (Castaño, 2020).

Para realizar el control y rechazo a perturbaciones se puede realizar mediante diferentes tipos de control, por ejemplo, en la Fig. 6. Se observa el proceso de llenado de un tanque para lograr que este mantenga su nivel constante, se debería aumentar el flujo de entrada de líquido o disminuir el flujo de entrada del líquido, siempre y cuando la válvula de descarga este en una sola posición, pero cuando existe variación en el proceso de descarga entonces el circuito de control, verifica la señal de entrada frente a la de salida, compara estos valores, y establece el control el cualquiera de las válvulas de proceso en las que se haya parametrizado el control de los equipos. Para ello se adapta el circuito a de acuerdo a las exigencias del proceso y se puede implementar diferentes tipos de control.

1.2 Sistemas dinámicos de control

Un sistema de control es dinámico cuando la salida depende de la entrada. Si un sistema dinámico no se encuentra en su estado de equilibrio, la salida varía en función del tiempo. (dademuchconnection, 2016)

Según (Llata, González, Fernández, Torre, & Robla) Los sistemas dinámicos de control se clasifican en:

- **Mecánicos:** masas, resortes, amortiguadores.
- **Eléctricos:** resistencias, inductancias, amplificadores.
- **Electromecánicos:** motores, generadores.
- **Térmicos:** los que producen transferencia de calor entre las sustancias.
- **Hidráulicos:** sistemas mediante flujo de líquidos.
- **Neumáticos:** sistemas que contienen fluidos a presión.
- **Químicos:** los que producen reacciones químicas

1.3 Sistemas de variables de estado

Primero se debe conocer la definición de estado.

Estado: es la mínima cantidad de información necesaria en un instante para que, conociendo la entrada de ese instante, se pueda determinar cualquier variable del sistema en cualquier instante posterior. (Domínguez, Campoy, Jiménez, & José María Sebastián, 2006)

Entonces se puede decir que las variables de estado constituyen el menor conjunto de variables que determinan el estado del sistema dinámico. Si al menos se necesitan n variables para describir el estado del sistema dinámico, entonces tales n variables son un conjunto de variables de estado. (Ogata, 2010)

Las variables de estado no necesitan ser físicamente medibles o cantidades observables.

La estructura general de las ecuaciones de estado y de salida linealizada es de la siguiente manera:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t)$$

Donde:

$\dot{\mathbf{x}}(t)$ = Variables de estado.

$\mathbf{y}(t)$ = Ecuación de salida.

$\mathbf{u}(t)$ = Entradas.

$\mathbf{A}(t)$ = Matriz de estado.

$\mathbf{B}(t)$ = Matriz de entrada.

$\mathbf{C}(t)$ = Matriz de salida.

$\mathbf{D}(t)$ = Matriz de transmisión directa.

1.4 Función de Transferencia

La función de transferencia de un sistema descrito por medio de una ecuación diferencial lineal e invariante con el tiempo se define como el cociente entre la transformada de Laplace de la salida (función de respuesta) y la transformada de Laplace de la entrada (función de excitación) bajo la suposición de que cada una de las condiciones iniciales son cero. (Gonzáles)

En la siguiente Figura.8 se puede observar la ecuación diferencial considerando un sistema lineal invariante en el tiempo.

$$a_0y^n + a_1y^{(n-1)} + \dots a_{n-1}y' + a_ny = b_0y^m + b_1y^{(m-1)} + \dots b_{m-1}x' + b_mx \quad (n \geq m)$$

$$\text{función de transferencia} = G_{(s)} = \left. \frac{\mathcal{L}(\text{Salida})}{\mathcal{L}(\text{Entrada})} \right|_{\text{condiciones iniciales cero}}$$

$$G_{(s)} = \frac{Y_{(s)}}{X_{(s)}} = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots b_{m-1}s + b_m}{a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots a_{n-1} + a_n}$$

Fig. 8. Modelo Matemático Invariante con el Tiempo.

Fuente: (Gonzáles)

1.5 Control LQR vs PID

Frente al desarrollo de nuevas industrias el campo de la automatización se ha expandido conforme a las necesidades de los procesos industriales, abriendo paso a nuevos tipos de control entre los beneficios que muestran son mejorar el control, prever situaciones e incluso desarrollar, e implementar de mejor manera un control óptimo en cualquier rama de la industria, estos parten de modelos matemáticos para implementar controladores en procesos de control centralizado y descentralizado.

1.5.1 Control PID

En un lenguaje coloquial, podríamos decir que un controlador es un dispositivo que toma la señal error e , la procesa y genera una acción de control. Un proceso es controlado por un controlador en el marco de un lazo de control. Los controladores PID (Proporcional – Integral – Derivativo) son, por mucho los más usados en la industria a pesar de existir algoritmos más eficientes para lograr los objetivos de control. El motivo es su eficiencia en el logro de los objetivos de control, facilidad de calibración, uso, y robustez. (Chuk, 2012).

En la figura.9 se observa el diagrama de bloques que conforma un controlador PID.

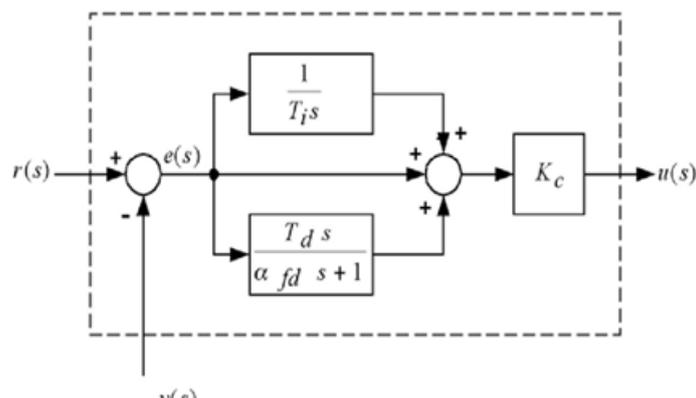


Fig. 9. Diagrama de Bloques PID.

Fuente: (Alfaro, 2002)

Respuesta de un controlador PID la ganancia durante la sintonización debe ser establecida de acuerdo a la función de transferencia existen diversos métodos para realizar una correcta sintonización de un controlador PID.

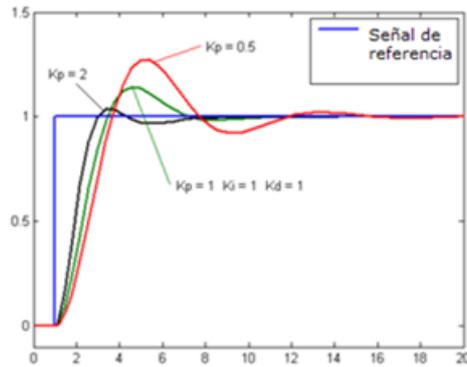


Fig. 10. Respuesta de un controlador PID.

Fuente: (Wikipedia, 2021)

El propósito de los ajustes de un controlador PID es reducir el en el menor tiempo posibles las perturbaciones provocadas por el error. Para ello se tiene que conseguir la mínima integral de error. Si los parámetros del PID (la ganancia del proporcional, integral y derivativo) se escogen incorrectamente, el proceso de control de podría ser un desequilibrio, provocando que la salida de control sea errónea afectando de gran manera al proceso, es por ello que se debe sintonizar el PID de acuerdo a los límites del sistema de control, y obtener un control bastante óptimo.

El set point solo cambia de acuerdo con las necesidades de la operación, en la Figura.10 se observa el set point o punto de consigna de color azul. La respuesta de controlador no debe sobrepasar en gran manera el punto de consigna, a la hora de realizar una sintonización manual es cuando el sistema se convierte en ineficiente.

Cuando sistema se sintoniza en línea, primero se debe ajustar el control Integra o la variable integral, y luego la variable o control derivativos con un valor aproximado de cero. Luego de esto se incrementa en valores pequeños en control proporcional al hasta que la señal empiece a oscilar. Luego de este proceso se establece un valor a la mitad del valor preestablecido de P aunque este tipo de maniobra puede causar inestabilidad es por ello se recomienda realizar un sintonización con valores muy próximos a la mitad de valor preestablecido, Finalmente para para corregir el error de manera rápida se varia la ganancia de D. El valor del control derivativo es el asigna el tiempo en el que tarda el controlador en corregir el error.

1.5.2 Control LQR

El control LQR por sus palabras en inglés (Linear Quadratic Regulator) conocido como regulador cuadrático lineal, es una estrategia de control óptimo; que, mediante la optimización de la función de coste, calcula la ley de control para optimizar mediante su rendimiento. El control LQR contempla el problema de regulación, que resuelve a partir de la optimización de un índice cuadrático, con una solución lineal. (Solórzano, 2018). El controlador cuadrático lineal minimiza una función cuadrática o índice de coste.

Controller	Q Matrix	R Matrix
LQR ₁	$Q = \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix}$	$R = \alpha_1 I$
LQR ₂	$Q = A_p^T A_p$	$R = \alpha_2 I$

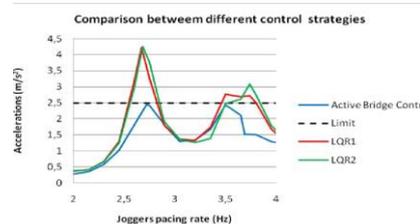


Fig. 11. Matrices LQR.

Fuente: (Simoes, 2015)

Según (Batista & Beauchamp, 2016), En el controlador LQR, las matrices de peso Q y R se convierten en los parámetros de diseño. La matriz Q es la matriz de peso para los estados intermedios, la matriz R es la matriz de peso para la acción de control del sistema y la matriz S(T) representa el peso del estado final x(T).

Las matrices Q y R no se considera una regla para establecer los valores diagonales, para minimizar a cero las variables se debe asignar valores grandes positivos. En la Figura.12 se muestra el diagrama de bloques de un control LQR.

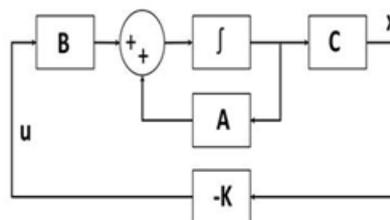


Fig. 12. Diagrama de Bloques LQ.

Fuente: (Osorio, 2017)

En el controlador LQR, las matrices de peso Q y R se convierten en los parámetros de diseño. La matriz Q es la matriz de peso para los estados intermedios, la matriz R es la matriz de peso para la acción de control del sistema y la matriz $S(T)$ representa el peso del estado final $x(T)$.

1.6 Convertidores CC-CC

Estos convertidores son más usados en sistemas de suministro de energía CC, y en aplicaciones de accionamientos motrices. Estos convertidores CC-CC se usan generalmente para convertir la entrada de CC no regulada en una salida de CC controlada en el nivel de voltaje deseado. (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009)

Los principales convertidores CC-CC son:

- Convertidor Buck(reductor).
- Convertidor Boost(elevador).
- Convertidor Cúk.
- Convertidor Buck-Boost(reductor-elevador).
- Convertidor de puente completo.

Siendo el convertidor Buck y Boost la topología base de los demás convertidores.

1.6.1 Convertidor Buck

Los convertidores reductores (Buck) son parte integral de muchos equipos electrónicos actuales, pero para tensiones continuas (generalmente no regulado) a otro de menor magnitud (regulado).

Se habla entonces de un convertidor de corriente continua a corriente continua, en contraste con un transformador, que es un convertidor de corriente alterna a corriente alterna. El convertidor Buck se encuentra a la base de las fuentes conmutadas y de los reguladores que controlan velocidad en máquinas de corriente continua.

Estos convertidores están formados por los siguientes componentes, un inductor, L , un condensador C y un interruptor, que tiene dos estados $s = 1$ y $s = 0$. Estos convertidores se conectan a una fuente de alimentación DC con una tensión

(no regulada), y proporcionan un voltaje regulado, a la resistencia de carga, R mediante el control del estado del interruptor el cual depende de su ciclo de trabajo. (Cerón, 2013).

Ver en la figura.13 el modo de trabajo.

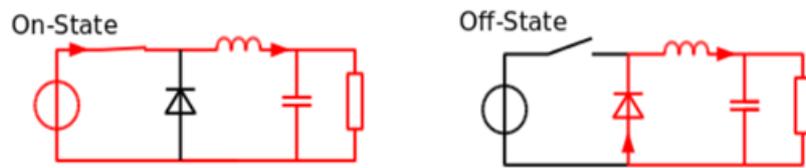


Fig. 13. Topología Conversor Boost.

Fuente: (Engineering, 2011)

1.6.2 Convertidor Boost

El convertidor tipo Boost 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 niveles de voltaje mayores en la carga que los de la fuente. (Valderrama, Moreno, & Vega, 2011). En la figura.14 se presenta un ejemplo de un convertidor Boost.

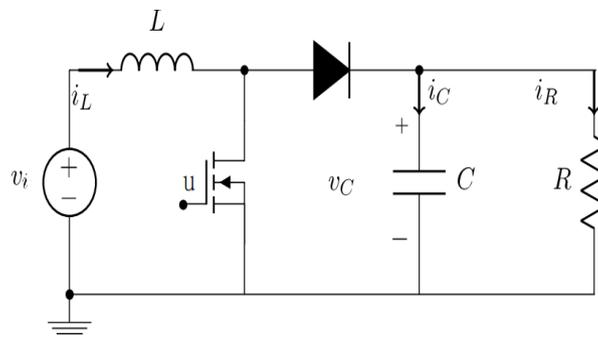


Fig. 14. Topología Conversor Boost.

Fuente: (Valderrama, Moreno, & Vega, 2011)

El interruptor en el esquema consiste de dos elementos: un elemento de conmutación rápida como un transistor BJT, un Mosfet o el más comúnmente usado el IGBT y el otro, un diodo con un tiempo de recuperación mucho menor que el periodo de la señal de control; la función de éste último, es impedir que la corriente de descarga del condensador se devuelva, ya que se desea que cuando la fuente se desconecta del condensador y de la resistencia de carga para almacenar energía en

la bobina, se suministre corriente a la carga mediante la descarga del condensador. Cuando el transistor está en conducción (interruptor en 1), la inductancia almacena energía para luego suministrarla simultáneamente a la carga y al condensador a otro nivel de voltaje en los intervalos en los que el transistor esté en corte. (Valderrama, Moreno, & Vega, 2011).

Los convertidores Buck y Boost se usan en aplicaciones de electrónica de potencia para controlar su funcionamiento es necesario establecer modelos matemáticos preestablecidos mediante ecuaciones diferenciales, debido a su comportamiento complejo.

1.6.3 Funcionamiento de un convertidor Boost

Según (Ordoñez & Mosquera, 2016), El funcionamiento del convertidor Boost se lo hace basándose a la figura.14, siendo el análisis de la siguiente manera:

Cuando el interruptor se encuentra en $u=1$ la bobina almacena energía de la fuente, a la vez la carga es alimentada por el condensador.

Cuando el interruptor se encuentra en $u=0$, el único camino para la corriente es a través del diodo y circula por el condensador C y por último la carga.

En la figura.15 se puede apreciar cuando el convertidor Boost está en modo on y en modo off.

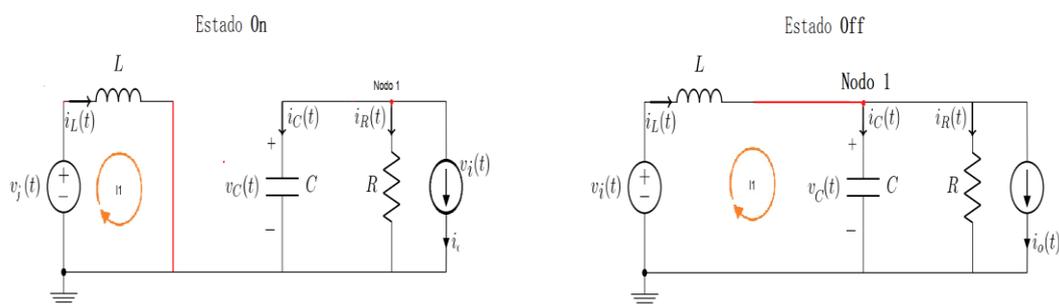


Fig. 15. Convertidor Boost estado On y estado Off.

Fuente: Autor

En el capítulo 2 se explicará detalladamente todo acerca del convertidor Boost.

1.6.4 Aplicaciones

Las principales aplicaciones del convertidor Boost se dan en las fuentes de potencia conmutadas, sistemas fotovoltaicos, sistemas de almacenamiento de energía en el transporte y en el encendido de motores, con el avance de las nuevas tecnologías estos equipos se han ido mejorando introduciendo nuevo semiconductores, a diferencia de los semiconductores de silicio que era los predilectos para construir los semiconductores, pero en la actualidad se introduce semiconductores de banda ancha prohibida.

En los diferentes circuitos, debido a que poseen menor resistencia, mejorando las pérdidas por conducción, bloquean de mejor manera los niveles de voltaje mayores, y operan a mayor temperatura, logrando una mayor disipación de calor debido a la poca resistencia térmica que tienen estos componentes.

CAPÍTULO 2

Desarrollo del Estudio

Introducción

En el presente trabajo de investigación mediante este capítulo se analizará las características de modelo, diseño, y simulación del convertidor elevador Boost con técnicas de control como son: el control PID, y el control robusto LQR. Además de realizar un análisis comparativo entre estos dos controladores.

2.1 Convertidor Boost

El convertidor Boost es un convertidor DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua mayor que su entrada. En la figura.16 se puede observar la estructura del convertidor Boost.

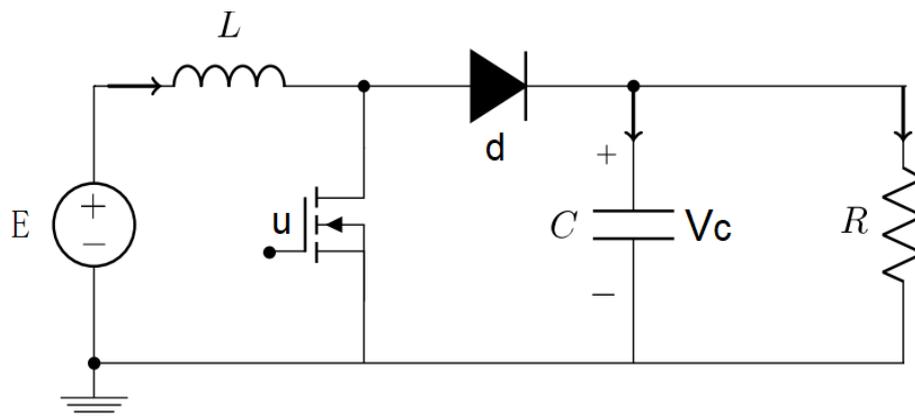


Fig. 16. Convertidor Boost.

Fuente: Autor

Donde sus componentes son:

R: Resistencia de carga a la salida del sistema.

C: Capacitor.

L: Inductor.

d: Diodo.

D: Ciclo de trabajo.

u: Interruptor controlado.

E: Voltaje de la fuente de alimentación a la entrada.

V_c: Voltaje de salida.

2.1.1 Análisis de Circuitos para determinar el Modelo Dinámico del Convertidor Boost

Mediante el análisis del circuito podemos determinar su comportamiento dinámico, es decir, mediante el análisis de mallas y nodos conocer el voltaje de salida de nuestro convertidor.

El convertidor tiene dos estados de funcionamiento dependiendo del estado del interruptor, $u = 1$ cuando el interruptor se encuentra encendido y $u = 0$ cuando el interruptor se encuentra apagado.

El rango del ciclo de trabajo $D = [0, 1]$ es el tiempo en el que la tensión de alimentación está conectada al circuito. Siendo el ciclo de trabajo D la señal de control del convertidor Boost.

Análisis cuando $u = 1$, el circuito se comporta como se muestra en la figura 17.

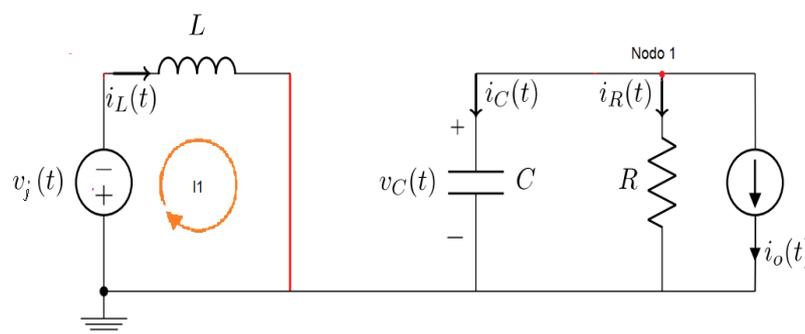


Fig. 17. Convertidor Boost estado On.

Fuente: Autor

Mediante el análisis en la malla 1 y el nodo 1 se obtiene las ecuaciones mostradas a continuación.

Donde:

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$i_C = C \cdot \frac{dv}{dt}$$

Malla 1:

$$E = V_L$$

Reemplazando $V_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ en $E = V_L$

$$E = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Ecuación 1

Nodo 1:

$$I_L = I_C + I_R$$

$$0 = I_C + I_R$$

$$I_C = -I_R$$

Reemplazando $i_C = C \cdot \frac{dv}{dt}$ en $I_C = -I_R$

$$C \cdot \frac{dv}{dt} = -I_R$$

$$C \cdot \frac{dv}{dt} = -\frac{V_C}{R}$$

Ecuación 2

Cuando $u = 0$, el circuito se comporta como se muestra en la figura 18.

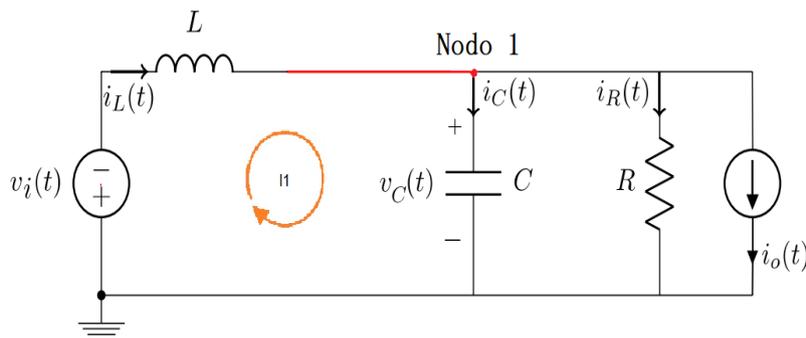


Fig. 18. Convertidor Boost estado Off.

Fuente: Autor

Mediante el análisis en la malla 1 y el nodo 1 se obtiene las ecuaciones mostradas a continuación.

Malla 1:

$$E = V_L + V_C$$

$$V_L = E - V_C$$

Reemplazando $V_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ en $V_L = E - V_C$

$$L \cdot \frac{di}{dt} = E - V_C$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_C}{L}$$

Ecuación 3

Nodo 1:

$$I_L = I_C + I_R$$

$$I_C = I_L - I_R$$

Reemplazando $I_C = C \cdot \frac{dv}{dt}$ en $I_C = I_L - I_R$

$$C \cdot \frac{dv}{dt} = I_L - I_R$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C} - \frac{I_R}{C}$$

Ecuación 4

2.2 Modelo Promediado mediante Simulink de Matlab

Se puede obtener un modelo promediado del comportamiento del sistema en sus dos estados mediante el uso del ciclo trabajo D . Cuando el interruptor se encuentra apagado aparece la señal v_C e i_L , mientras cuando está encendido las señales desaparecen de la ecuación. Por tanto, se determina que el ciclo de trabajo funciona en forma invertida en relación al interruptor, obteniendo $D = 1 - d$.

Mediante el uso de $D = 1 - d$ se obtiene las ecuaciones diferenciales mostradas a continuación, representando el modelo no lineal promediado del Convertidor Boost.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_C}{L} (1 - d) \quad \text{Ecuación 5}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{I_L}{C} (1 - d) - \frac{V_C}{R} \quad \text{Ecuación 6}$$

Procesando las ecuaciones diferenciales se puede obtener un modelo promediado para su posterior simulación.

El modelo de espacio de estados es una técnica que permite reemplazar la representación en espacio de estados las ecuaciones 5 y 6, dependiendo del estado de conmutación del interruptor. Obteniendo el modelo en variables de estado de la corriente en el inductor i_L y el voltaje V_C .

A continuación, se muestra la respuesta de la corriente del inductor I_L y del voltaje de salida v_o del modelo promediado, representado en la figura 19.

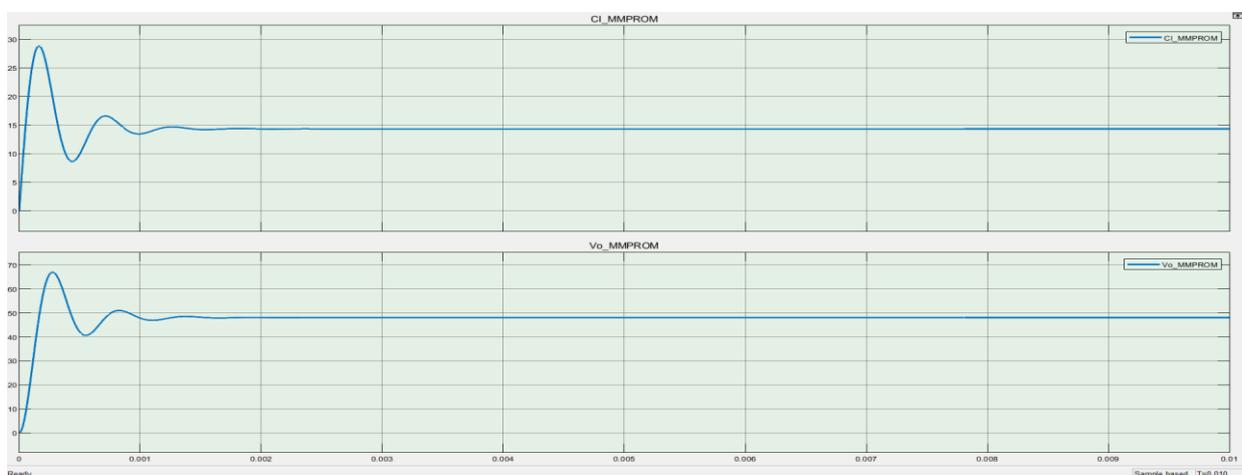


Fig. 19. Respuesta del sistema no lineal promediado en Simulink de Matlab.

Fuente: Autor

En la gráfica se puede observar la respuesta del voltaje y la corriente, el voltaje de salida parte del valor inicial cero, hay oscilaciones, pero se estabiliza en 48 V que es el voltaje de salida de referencia y para el cual se hicieron los ajustes necesarios. La corriente de igual manera cumple con lo que se deseado en los cálculos.

2.2.1 Diseño y simulación del Convertidor Boost.

Para el desarrollo del modelo conmutado del convertidor Boost, los valores de los elementos se calculan de acuerdo a condiciones iniciales como voltaje de entrada (**E**), voltaje de salida (**V_o**), y potencia (**P**), estos valores serán usados para obtener una salida de voltaje de 48V, mismos que serán usados en las simulaciones dentro de Simulink de Matlab.

A continuación, se realiza el cálculo de los elementos.

Datos:

$$E = 24 V$$

$$V_o = 48 V$$

$$P = 300 W$$

$$f = 40 KHz$$

$$T = \frac{1}{f}$$

- **Ciclo de trabajo**

$$D = 1 - \frac{E}{V_o} = 1 - \frac{24 V}{48 V} = 0,5$$

- **Inductor**

$$L \geq \frac{E * D * T}{i_{Lmax} - i_{Lmin}}$$

$$L \geq \frac{24V * 0.5 * \frac{1}{40000Hz}}{0.3 * 13 A} = 76,92 \mu H$$

- **Voltaje en plena carga (V_{pc})**

El V_{pc} es cuando la cargar exige corriente, y por ende el capacitor se descarga.

$$V_{pc} = \frac{V_o}{1,1} = \frac{48 V}{1,1} = 43,63 V$$

- Resistencia

$$R = \frac{V}{I} = \frac{43,63 V}{6,5} = 6,71 \Omega$$

- Voltaje promedio

El $V_{promedio}$ (voltaje promedio) representa el punto medio entre V_{pc} (voltaje en plena carga) y el V_o (voltaje de salida).

$$V_{promedio} = \frac{V_o + V_{pc}}{2} = \frac{48V + 43,63V}{2} = 45,815 V$$

- Capacitor

$$C \geq \frac{V_{promedio} * D * T}{R * (V_o - V_{pc})}$$

$$C \geq \frac{45,815V * 0,5 * \frac{1}{40000Hz}}{6,71\Omega * (60V - 43,63V)} = 19,531 \mu F$$

Tabla.1. Valores de los elementos para el convertidor Boost.

Elemento	Descripción	Valor
R	Resistencia	6,71 Ω
D	Ciclo de trabajo	0,5
E	Voltaje de entrada	24 V
Vo	Voltaje de salida	48 V
f	Frecuencia	40 KHz
L	Inductor	76,92 μH \rightarrow 80 μH
C	Capacitor	19,53 μF \rightarrow 22 μF
Vpc	Voltaje en plena carga	43,63 V
Vpromedio	Voltaje promedio	45,815 V

Fuente: Autor

Una vez estimados los valores como se puede apreciar en la tabla.1 se procede a realizar el circuito conmutado en Simulink de Matlab dando como resultado el siguiente circuito. Estos valores fueron calculados y ajustados de acuerdo a lo requerido.

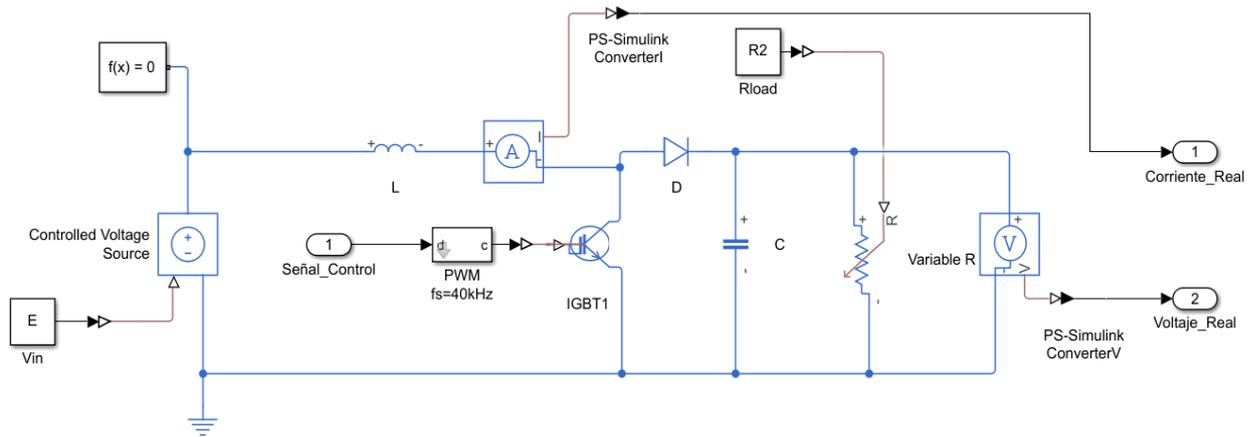


Fig. 20. Circuito Conmutado Convertidor Boost.

Fuente: Autor

2.3 Linealización del Sistema

La linealización es un método que permite expresar ecuaciones diferenciales no lineales a una expresión lineal.

Para linealizar el Sistema se procede a expresar las ecuaciones no lineales f_1 y f_2 a una expresión lineal. La linealización será válida dentro de un punto de operación, misma que es calculada en el siguiente apartado.

$$f1: \frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_C}{L}(1-d)$$

$$f2: \frac{dV_C}{dt} = \frac{I_L}{C}(1-d) - \frac{v_C}{R}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} d \\ E \end{bmatrix}$$

Siendo:

i_L : Corriente del inductor.

V_C : Voltaje del capacitor

d : Ciclo de trabajo.

E : Fuentes del circuito.

Para linealizar el sistema se puede aplicar el método de las series de Taylor, obteniendo así las matrices A_m , B_m , C_m , D_m , esto permite hacer una expansión mediante el método de las series de Taylor antes mencionado, tomando en cuenta las funciones f_1 y f_2 respectivamente.

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} \end{bmatrix} \quad A_m = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \frac{\partial f_2}{\partial u_m} \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial d} & \frac{\partial f_1}{\partial E} \\ \frac{\partial f_2}{\partial d} & \frac{\partial f_2}{\partial E} \\ \frac{\partial f_n}{\partial d} & \frac{\partial f_n}{\partial E} \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{V_C}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{I_L}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

- Si $y = V_C$

$$C_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} & \frac{\partial y_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial y_2}{\partial x_1} & \frac{\partial y_2}{\partial x_2} & \frac{\partial y_2}{\partial x_n} \\ \frac{\partial y_q}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial y_q}{\partial x_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial y_2}{\partial x_1} & \frac{\partial y_2}{\partial x_2} \\ \frac{\partial y_q}{\partial x_1} & \frac{\partial y_q}{\partial x_2} \end{bmatrix} \quad C_m = [0 \quad 1]$$

$$D_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial u_1} & \frac{\partial y_1}{\partial u_2} & \frac{\partial y_1}{\partial u_m} \\ \frac{\partial y_q}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial y_q}{\partial u_m} \end{bmatrix} \quad D_m = [0 \quad 0]$$

2.3.1 Puntos de operación

La Linealización será válida alrededor de los puntos de operación, para encontrar los puntos de operación se iguala f_1 y f_2 a cero, y se despeja V_C e I_C respectivamente.

$$0 = \frac{E}{L} - \frac{V_C}{L}(1-d) \quad 0 = \frac{I_L}{C}(1-d) - \frac{V_C}{RC}$$

$$V_c = \frac{E}{1-d} = \frac{24v}{1-0,5} = 48V$$

$$I_c = \frac{V_c}{R(1-d)} = \frac{48V}{6,71(1-0,5)} = 14,3 A$$

2.3.2 Función de Transferencia

La función de transferencia del sistema está definida por:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C_m(sI - A_m)^{-1}B_m + D_m$$

Donde **I** representa la matriz de identidad del tamaño de **A**.

Al tener dos entradas en el convertidor, también se tiene dos funciones de transferencia, una de voltaje en función a la relación de trabajo y otra función de transferencia de voltaje en función a la fuente de alimentación, las funciones de transferencia antes mencionadas quedan representadas de la siguiente manera:

$$G_d = \frac{V_c(s)}{d(s)}$$

$$G_E = \frac{V_c(s)}{V_E(s)}$$

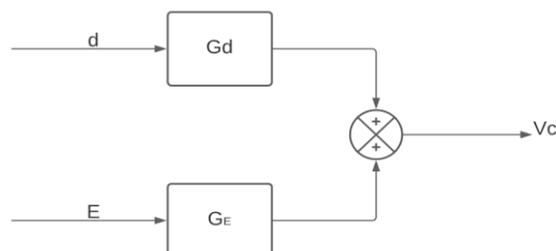


Fig. 21. Sistema en lazo cerrado.

Fuente: Autor

2.4 Diseño de Controladores mediante Matlab

El diseño de la simulación de los controladores se lo realiza mediante el software de Matlab, con la finalidad de comprender los fundamentos básicos de las herramientas de control tanto en PID como en LQI.

2.4.1 Controlador PID

El control proporcional-integral-derivativo (PID) es sin duda la estrategia de control más utilizada en la actualidad. Se estima que más del 90% de los lazos de control emplean control PID. Para el diseño de los controladores tenemos que cumplir ciertas especificaciones de diseño, como por ejemplo el máximo sobre paso (**Mp**), el tiempo de subida (**Tr**), el tiempo de establecimiento (**Tss**), todas estas condiciones se las hace en el dominio del tiempo.

También hay que cumplir ciertas especificaciones en el dominio de la frecuencia, como por ejemplo el ancho de banda (**AB**). El ancho de banda está relacionado con el tiempo de establecimiento, mientras más grande sea el ancho de banda el sistema es más rápido.

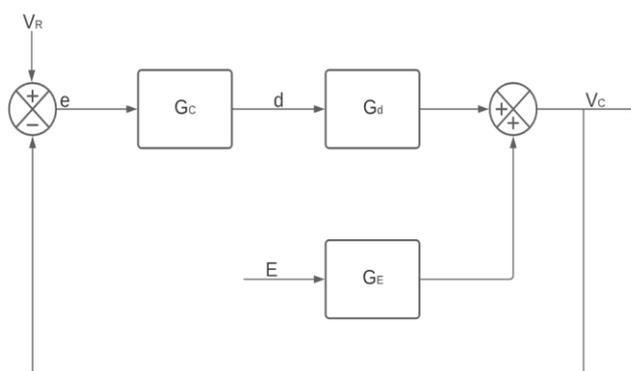


Fig. 22. Bucle típico de realimentación PID.

Fuente: Autor

$$PID = \frac{a(s^2 + bs + c)}{s}$$

$$PID = \frac{as^2 + abs + ac}{s}$$

$$PID = K_p + \frac{1}{Ti s} + Tds$$

$$PID = \frac{K_p s + \frac{1}{Ti} + Tds^2}{s}$$

Igualando:

$$\frac{as^2 + abs + ac}{s} = \frac{K_p s + \frac{1}{Ti} + Tds^2}{s}$$

Obtenemos:

$$a = Td$$

$$K_p = ab$$

$$Ti = \frac{1}{ac}$$

Tomando como referencia el modelo de la función de transferencia que permite controlar directamente el voltaje en función de la relación de trabajo:

$$sysV_{cd} = \frac{-6,5032e^5(s - 2,097e^4)}{s^2 + 6774s + 1,42e^8}$$

Se puede apreciar que esta función de transferencia al darle una respuesta paso o cambiarle de voltaje, podemos observar que es un sistema de fase no mínima, ya que posee un cero en el lado derecho del eje cartesiano.

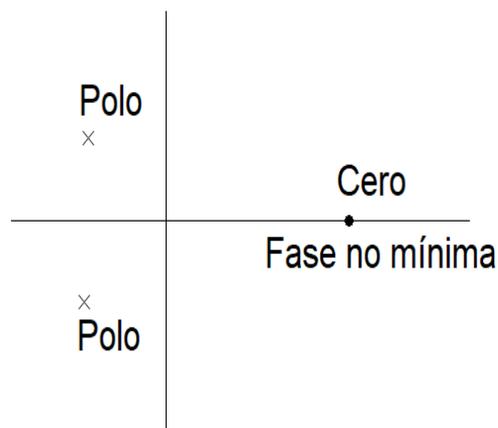


Fig. 23. Análisis de Polos y Ceros.

Fuente: Autor

Al tener un cero en el lado derecho del eje cartesiano se provoca sub pasos como se puede apreciar en la figura.24, y querer hacer control de una función de transferencia que es de fase no mínima con sub pasos resulta complejo, motivo por el cual, se decidió hacer el control de voltaje, pero a través de la corriente.

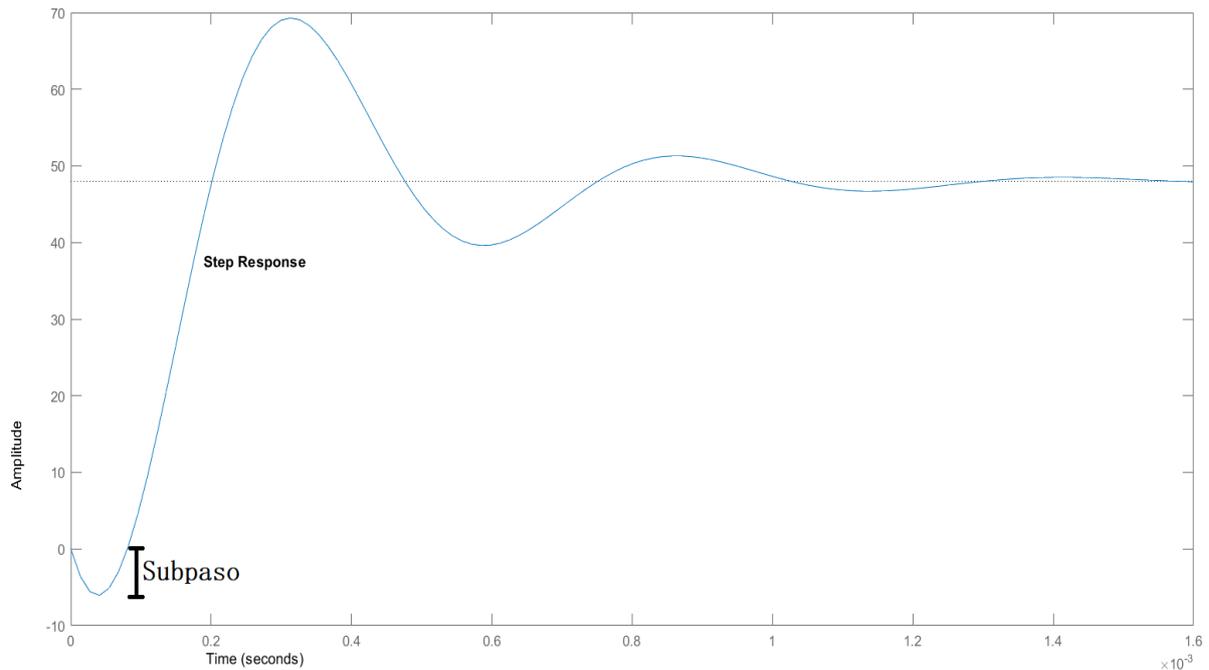


Fig. 24. Respuesta función de transferencia con Subpaso.

Fuente: Autor

Por lo cual, realizar un control PID no funciona porque la función de transferencia para controlar el voltaje del convertidor es de fase no mínima. Esto sucede en todos los convertidores que tenga esa condición de fase no mínima.

Por ende, se creó un control PI en cascada en cual está compuesto de dos PI, el primer PI va a controlar la corriente, y el segundo PI va a controlar el voltaje.

2.4.1.1 Diseño del controlador PI

Para el diseño de control PI para el convertidor Boost, se lo hará mediante un sistema de control en cascada, un controlador PI de corriente y un controlador PI de voltaje. Se optó de no controlar directamente el voltaje del capacitor (V_C), sino más bien a través de la corriente del inductor (I_C) de forma indirecta controlar el voltaje en el capacitor (V_C). El diseño del controlador PI en cascada se lo puede apreciar en la figura.25.

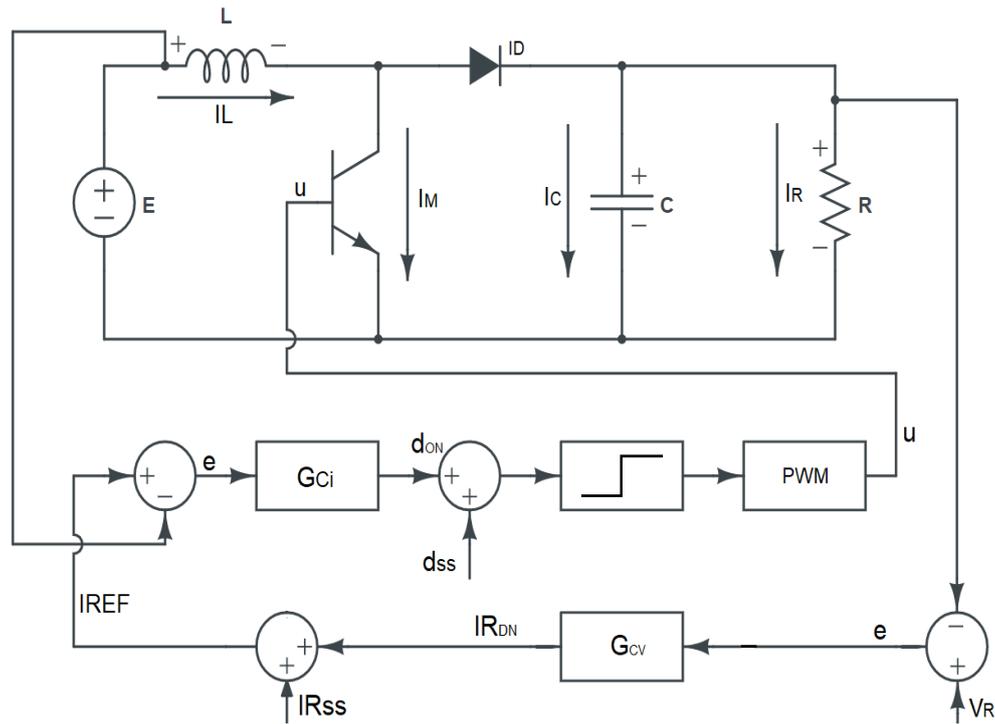


Fig. 25. Controlador PI en cascada para el convertidor Boost.

Fuente: Autor

2.4.1.1.1 Control PI de Corriente

$$PI = \frac{a(s+b)}{s} = K_p \frac{(1+sTi)}{sTi} = \frac{K_p(\frac{1}{Ti} + s)}{s}$$

Donde:

$$K_p = a$$

$$Ti = \frac{1}{b}$$

Para el diseño del control PI de corriente se utilizó la técnica de sisotool de Matlab, haciendo uso de la función de transferencia de la planta correspondiente a la corriente en el inductor (**sysI_Ld**).

$$\mathbf{sysI_Ld} = \frac{6e^5(s + 1,355e^4)}{s^2 + 6774s + 1,42e^8}$$

Para realizar este procedimiento se necesita saber el ancho de banda, mismo que se encuentra mediante el diagrama de bode haciendo el uso Matlab, este método

permite garantizar, observar y determinar que la señal de entrada sea igual a la señal de salida, permitiendo determinar a qué frecuencia se va a trabajar, siendo este el límite de operación de mi ancho de banda AB.

A continuación, se muestra en la figura.26, el diagrama de bode de la función $\mathbf{sysI_Ld}$ para determinar el ancho de banda AB del primer controlador PI. Donde la línea de color rojo representa la señal de circuito real, y la línea de color azul representa la señal de la función de transferencia linealizada $\mathbf{sysI_Ld}$.

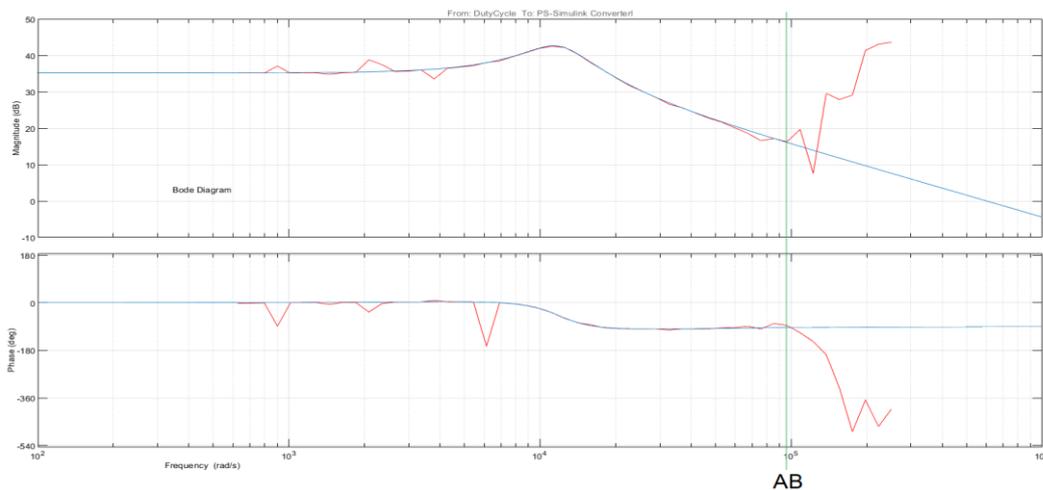


Fig. 26. Diagrama de bode de controlador PI de corriente.

Fuente: Autor

Una vez realizado el respectivo procedimiento se logró determinar que el control PI se va a diseñar con un ancho de banda $\mathbf{AB}=15\text{KHz}$. Mientras más ancho de banda (\mathbf{AB}) el controlador estabiliza la planta mucho más rápido, es decir, más ancho de banda menor tiempo de establecimiento.

La herramienta sisotool permite ajustar el sistema a condiciones óptimas y obtener los valores del compensador. Obteniendo una función de transferencia del controlador PI representado en la siguiente expresión. Encontrando así las ganancias del controlador.

$$G_c = \frac{0,11674 (s + 2e^4)}{s}$$

Donde:

$$K_p = a$$

$$Ti = \frac{1}{b}$$

$$a = 0,11674$$

$$b = 2e^4$$

Reemplazando:

$$K_p = 0,11674$$

$$Ti = \frac{1}{b} = \frac{1}{2e^4} = 50e^{-6}$$

El sistema en lazo cerrado será:

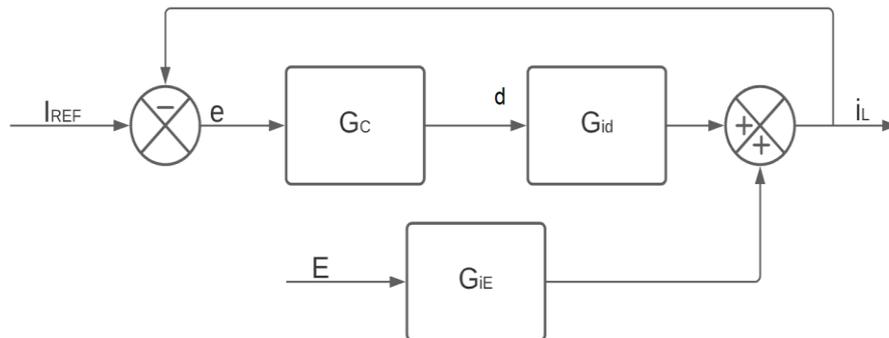


Fig. 27. Sistema de control con realimentación.

Fuente: Autor

Haciendo el análisis en lazo cerrado se tiene:

$$\frac{I_L}{I_{REF}} = T_{iR} = \frac{G_c * G_{id}}{1 + G_c * G_{id}}$$

$$\frac{I_L}{V_E} = T_{iE} = \frac{G_{iE}}{1 + G_c * G_{id}}$$

Simplificando el sistema en lazo cerrado quedara de la siguiente manera:

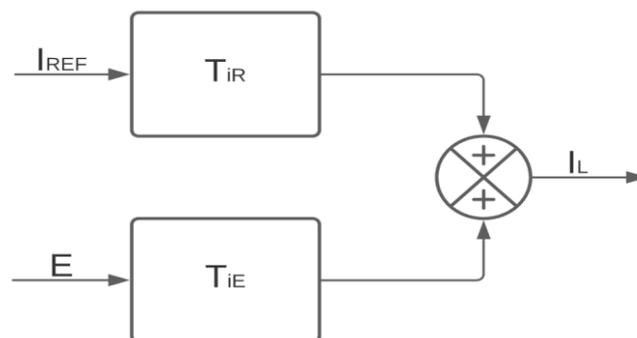


Fig. 28. Sistema en lazo cerrado.

Fuente: Autor

El control PI de corriente para el convertidor Boost queda representado de la siguiente manera.

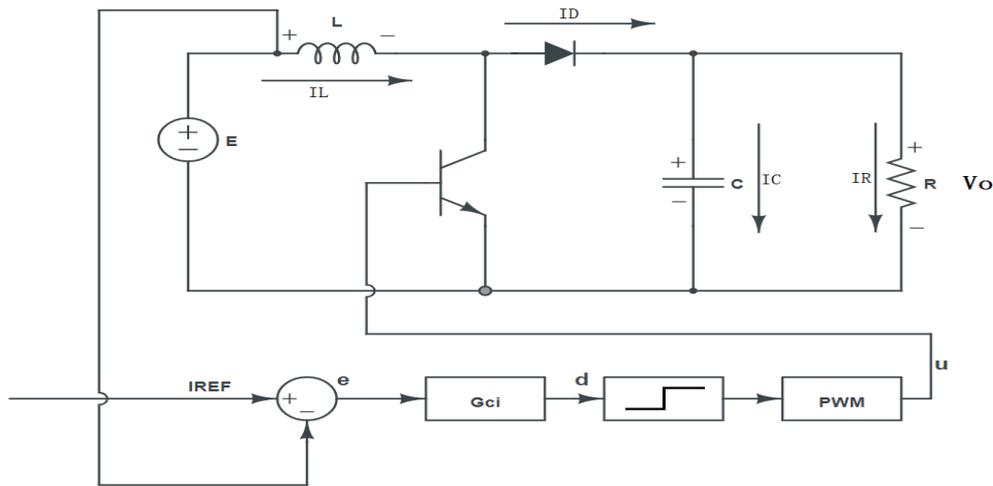


Fig. 29. Controlador PI de corriente para convertidor Boost.

Fuente: Autor

2.4.1.1.2 Control PI de Voltaje

El AB del control externo es el 10% del AB del control interno. Es decir, el control interno debe ser mucho más rápido que el control externo.

Con base a ese criterio si el ancho de banda del control de corriente es de 15 KHz, por consiguiente, el AB del controlador externo será de 1,8KHz para su óptimo funcionamiento. En esta frecuencia la corriente del inductor I_L es igual a la corriente referencia I_{REF} .

Una vez sabida la corriente del inductor, se procede a encontrar la corriente del diodo I_D y la corriente del Mosfet I_M . Para ello se hace el siguiente análisis:

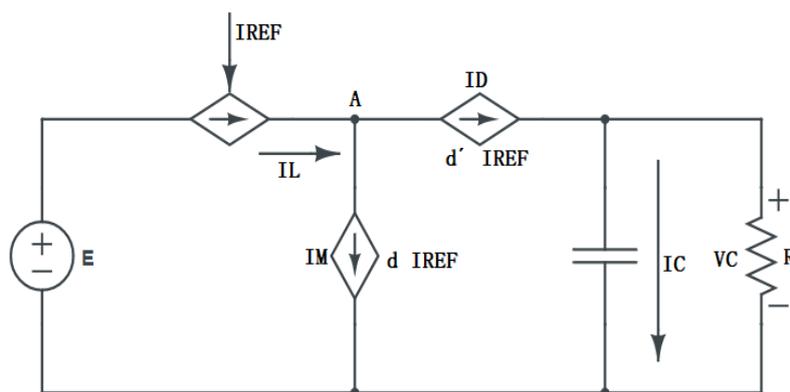


Fig. 30. Análisis de corrientes del convertidor Boost.

Fuente: Autor

Calculo corriente del Mosfet I_M :

$$I_M = \frac{1}{T} \int_0^T I_M \partial T = \frac{1}{T} \left[\left(dT(I_R - \Delta_I) + \frac{1}{2} \partial T * 2\Delta_I \right) \right]$$

$$I_M = d((I_R - \Delta_I + \Delta_I))$$

$$I_M = dI_R$$

Calculo corriente del diodo I_D :

$$I_D = \frac{1}{T} \int I_D \partial T = \frac{1}{T} \left[d'T(I_R + \Delta_I) + \frac{1}{2} (d'T * 2\Delta_I) \right]$$

$$I_D = d'I_R$$

Una vez calculado I_M e I_D nos reemplazamos en el circuito quedando una gráfica como la figura. 31, donde se hace el análisis de circuito con fuentes conmutadas de corriente, esto permite hacer desacoplamientos de circuitos.

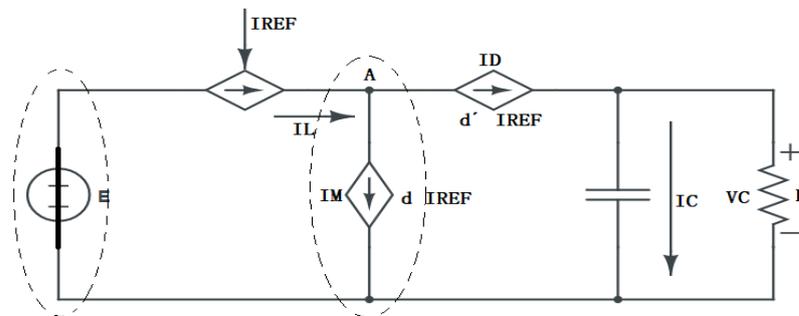


Fig. 31. Análisis de corrientes del convertidor Boost.

Fuente: Autor

Aplicando este análisis tenemos un circuito resultante como se muestra en la siguiente figura.32.

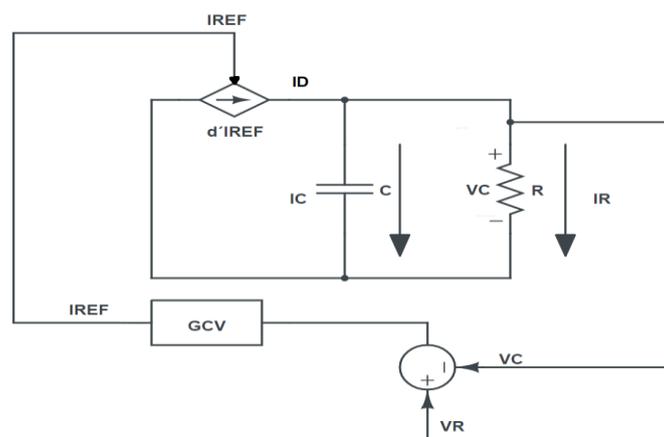


Fig. 32. Circuito resultante de Análisis de corrientes del convertidor Boost.

Fuente: Autor

Aplicando leyes de corriente de Kirchhoff:

$$i_c = I_d - I_R$$

$$i_c = d'I_{REF} - \frac{V_c}{R}$$

Pero se sabe que i_c es igual a $C \frac{\partial V}{\partial T}$, reemplazando:

$$C \frac{\partial V_c}{\partial T} = d'I_{REF} - \frac{V_c}{R}$$

Aplicando Laplace tenemos:

$$CSV_c = d'I_{REF} - \frac{V_c}{R}$$

$$CSV_c + \frac{V_c}{R} = d'I_{REF}$$

$$V_c \left(\frac{RCS + 1}{R} \right) = d'I_{REF}$$

$$\frac{V_c}{I_{REF}} = \frac{d'R}{RCS + 1} = \mathbf{GV}_{I_{REF}}$$

Este procedimiento permite obtener una función de transferencia que permite saber el voltaje de salida V_c con base a la corriente de referencia I_{REF} . Donde la corriente de referencia I_{REF} es igual a la corriente del inductor I_L .

$$\frac{V_c}{I_{REF}} = \frac{d'R}{RCS + 1} = \mathbf{GV}_{I_{REF}}$$

Esta función de transferencia es válida para el 10% de Ancho de Banda(AB). Apoyándose de esta función de transferencia podemos hallar un controlador PI de voltaje.

$$\mathbf{GV}_{I_{REF}} = \frac{R d'}{RCS + 1}$$

Haciendo uso de la herramienta sisotool de Matlab, se procede a diseñar el segundo controlador G_{V_c} , aplicando las condiciones de diseño adecuadas para obtener un controlador de funcionamiento óptimo. Obteniendo un controlador PI representado en la siguiente expresión.

$$\mathbf{G}_{V_c I_{REF}} = \frac{0,33213 (s + 1,106e^4)}{s}$$

Donde:

$$K_p = a$$

$$T_i = \frac{1}{b}$$

$$a = 0,11674$$

$$b = 1,106e^4$$

Reemplazando:

$$K_p = 0,11674$$

$$T_i = \frac{1}{b} = \frac{1}{1,106e^4} = 90,416e^{-6}$$

Una vez diseñado el segundo controlador G_{V_C} se procede a acoplar el control PI de corriente y el control PI de voltaje con respecto a I_{REF} al convertidor Boost, mediante la unión de estos dos controladores PI se puede controlar V_C en el convertidor, obteniendo como resultado un control PI en cascada para el convertidor Boost como se muestra en la siguiente figura.33.

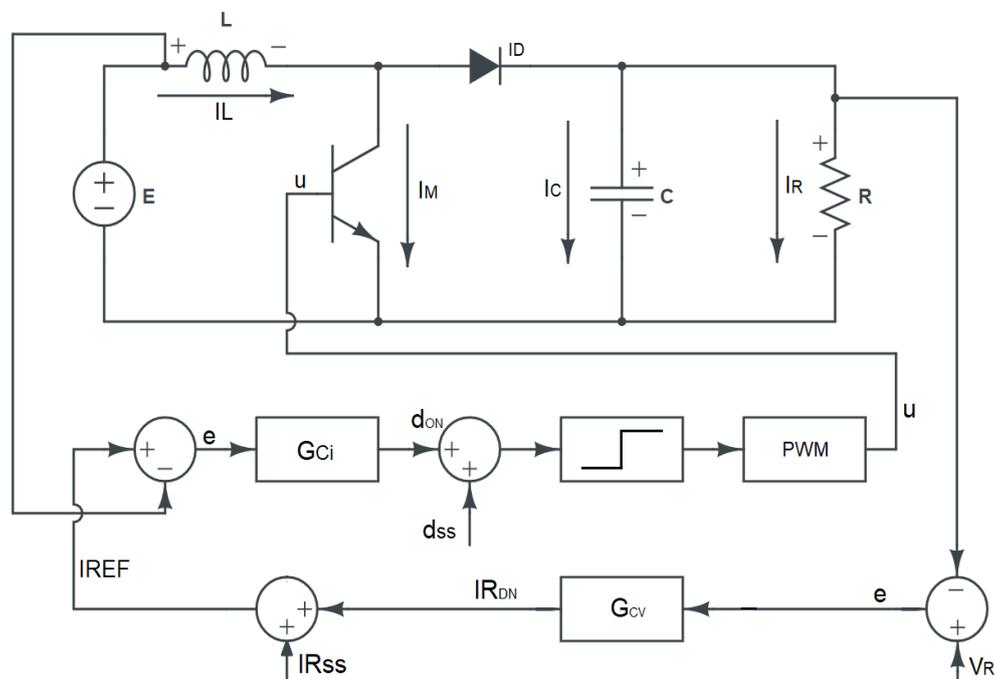


Fig. 33. Diagrama de bloques de controladores PI en cascada para el convertidor Boost.

Fuente: Autor

La figura.33 representa el diagrama de bloques de los controladores PI para el convertidor Boost. Donde:

En el primer controlador PI de voltaje se ingresa el voltaje deseado V_R y se compara con el voltaje de salida que se encuentra en el convertidor, se produce un error y con base a este error el controlador PI saca una variación de corriente I_{DN} , una corriente para mantener el voltaje deseado V_R , a esta corriente se le suma la corriente I_{SS} en estado estable, dando como resultado una I_{REF} que ingresa como set point de referencia al siguiente PI.

Al segundo controlador PI ingresa el set point de referencia, compara con la corriente del inductor I_L y se genera un error, ingresa al controlador PI y este controlador PI manda la relación de trabajo que se necesita para que el PWM aumente o disminuya, permitiendo así controlar el voltaje.

2.4.2 Controlador LQI

Un control LQI es un control lineal cuadrático integral. El LQI calcula una ley de control de retroalimentación de estado óptima para el bucle de seguimiento que se muestra en la siguiente figura.34.

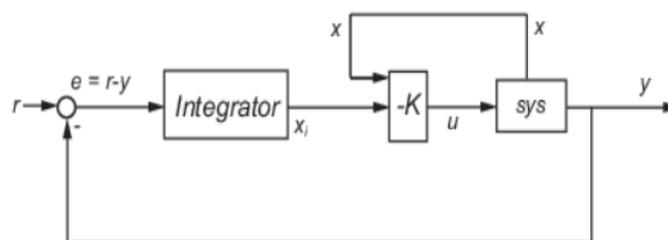


Fig. 34. Control de realimentación de estado óptima para el bucle de seguimiento.

Fuente: The MathWorks, Inc.

Para realizar el diseño del controlador LQI se plantea las ecuaciones de estado descritos en el sistema.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

Por consiguiente, aplicando el modelo de espacio de estado tendremos las siguientes matrices de estados, mismas que serán ingresadas en Matlab.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_C}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{I_L}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 1]$$

$$D = [0 \quad 0]$$

Una matriz aumentada o ampliada es la matriz cuyas filas son los coeficientes de las ecuaciones incluyendo los lados derechos. (ALGEBRAMATRICIALUNIVIA, 2015)

Para implementar un control LQI es necesario crear matrices aumentadas, ya que un control LQI es la resultante de un control LQR con acción integral o seguimiento.

Las matrices aumentadas se crean de la siguiente manera:

$$A_{um} = [0 \quad -C; [0 \ ; 0] A]$$

$$B_{um} = [0 \ ; B]$$

$$C_{um} = [C \quad 0]$$

$$D_{um} = [0]$$

Una vez definidas las matrices aumentadas para el controlador lineal cuadrático integral, se procede a definir las matrices Q y R respectivamente.

Donde Q_{um} Empieza como una matriz diagonal con la cual se ajusta los estados del sistema (Integrador, Corriente, Voltaje). Dependiendo de los requerimientos que se desee ajustar se va variando los valores de la matriz de identidad, y se va ponderando los estados (Integrador, Corriente, Voltaje). Esta matriz está enfocada en los estados del sistema, y R_{um} empieza con un valor unitario. Representa la intensidad de la señal de control. Dependiendo de la señal de control se aumenta o disminuye el valor unitario. Mientras más pequeño sea el valor de R_{um} , la señal de control es mucho más fuerte, y mientras más grande sea el valor de R_{um} , la señal de control será más débil.

Teniendo en cuenta estas consideraciones las matrices Q_{um} y R_{um} quedan representadas de la siguiente manera:

$$Q_{um} = [400 \ 0 \ 0; 0 \ 0,00000001 \ 0; 0 \ 0 \ 0,00001];$$

$$R_{um} = 0,0003 * eye(1);$$

Para calcular las ganancias del controlador, generalmente Matlab dispone de un comando llamado `lqr` junto a las matrices aumentadas A_{um} y B_{um} y también las matrices Q_{um} y R_{um} , y automáticamente Matlab calcula los valores de las ganancias óptimas del sistema.

El diseño del regulador lineal-cuadrático (LQR) se hace mediante la sintaxis:

```
Kumopt=-lqr (Aum, Bum, Qum, Rum)
```

```
KGopt=Kumopt(:,2:3)
```

```
Klopt=Kumopt(:,1:1)
```

```
Vp_control=eig(A+(B*KGopt))
```

Donde:

KGopt representa la ganancia del control.

Klopt representa la ganancia del integrador.

Vp_control representa la ubicación de los polos del sistema en lazo cerrado.

Dando como resultado del cálculo:

KGopt= -0.3302 -0,0944

Klopt= 1.155e3

En la figura.35 se puede apreciar el diagrama de bloques del controlador LQI. Una vez obtenido los datos requeridos se procede a diseñar el controlador mediante Simulink de Matlab.

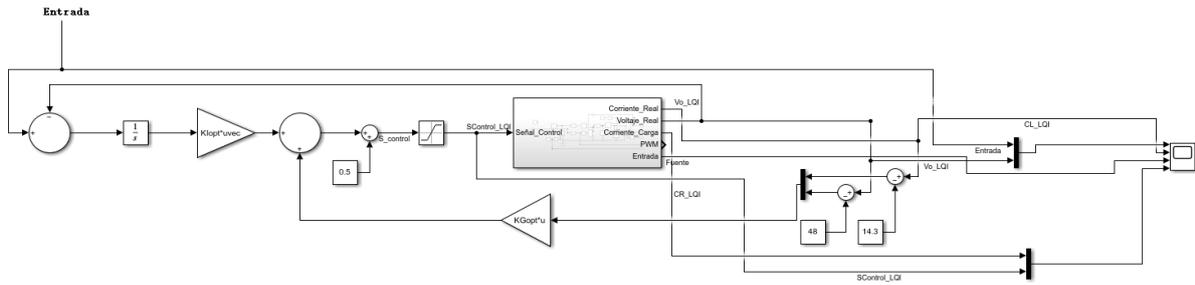


Fig. 35. Diagrama de bloques del controlador LQI para el convertidor Boost.

Fuente: Autor

2.5 Implementación de los controladores en Simulink de Matlab

Una vez realizado el diseño de los controladores se procede a la respectiva implementación que se lleva a cabo mediante la herramienta Simulink de Matlab, mediante esta herramienta se integra el diagrama de bloques que componen los controladores del sistema para el convertidor Boost.

CAPÍTULO 3

Resultados

Introducción:

En el presente capítulo se analizan los resultados obtenidos de los diferentes controladores diseñados como son: controlador I, PI en cascada y LQI; con el objetivo de controlar el voltaje de salida en un conversor tipo Boost. Para el análisis de cada controlador se toma en cuenta las características de la salida del sistema, respecto al rechazo a las perturbaciones; dichas perturbaciones pueden ser generadas por la variación del voltaje de entrada del conversor o por medio de variación de la resistencia en la carga. Adicionalmente, se realiza un análisis comparativo entre los diferentes controladores con base a su respuesta temporal; tomando en cuenta dos criterios: Tiempo de establecimiento (T_s) y máximo sobre impulso (M_p), para determinar cuál de los controladores diseñados tiene el mejor desempeño.

3.1 Controlador Integral.

Antes de presentar los resultados, es necesario recordar que este controlador realiza seguimiento de referencias, claro está, que el tiempo de establecimiento de la señal del sistema a controlar es mayor respecto a los controladores tradicionales.

En la tabla.2, se observan los valores y los tiempos en los que se generaron las perturbaciones tanto del voltaje de entrada, así como, de la resistencia en la carga.

Tabla.2. Perturbación del voltaje de entrada y de la resistencia en la carga.

Voltaje de entrada (voltios)		Carga (ohmios)	
Valor inicial	Valor final	Valor inicial	Valor final
24	22	6.71	6
Tiempo de paso (segundos)		Tempo de paso (segundos)	
0.01		0.01	
Voltaje de referencia (voltios): 48			

Fuente: Autor

Como se puede observar en la tabla.2; al instante 0.01 segundos se produce el cambio en el valor del voltaje de entrada, pasando de 24 a 22 voltios. De igual manera a los 0.01 segundos se produce el cambio en el valor de la carga, de 6.71 a 6 ohmios.

A continuación, en la figura.36 se observan los resultados obtenidos al perturbar el sistema con las variaciones anteriormente descritas, observándose que a pesar de su influencia el voltaje en la salida se mantiene constante. Cabe destacar que empezando desde la parte superior a inferior las gráficas representan:

- 1) Voltaje de referencia y voltaje de salida de la planta.
- 2) Corriente en el inductor.
- 3) Variación del voltaje de entrada en el conversor Boost.
- 4) Corriente en la carga y señal de control.

Resulta importante mencionar que esta distribución se mantiene constante en las siguientes figuras.

De igual manera hay que indicar, que se van a presentar dos clases de figuras: las primeras representan las gráficas reales; es decir, se muestra el rizo en las señales, característica principal del funcionamiento del convertidor Boost, y el segundo gráfico muestra las mismas salidas, pero promediadas (No se pueden apreciar los transitorios que se producen al incorporarse las perturbaciones); sin embargo, sirve como referencia para observar cómo se produce los cambios en las señales medidas.

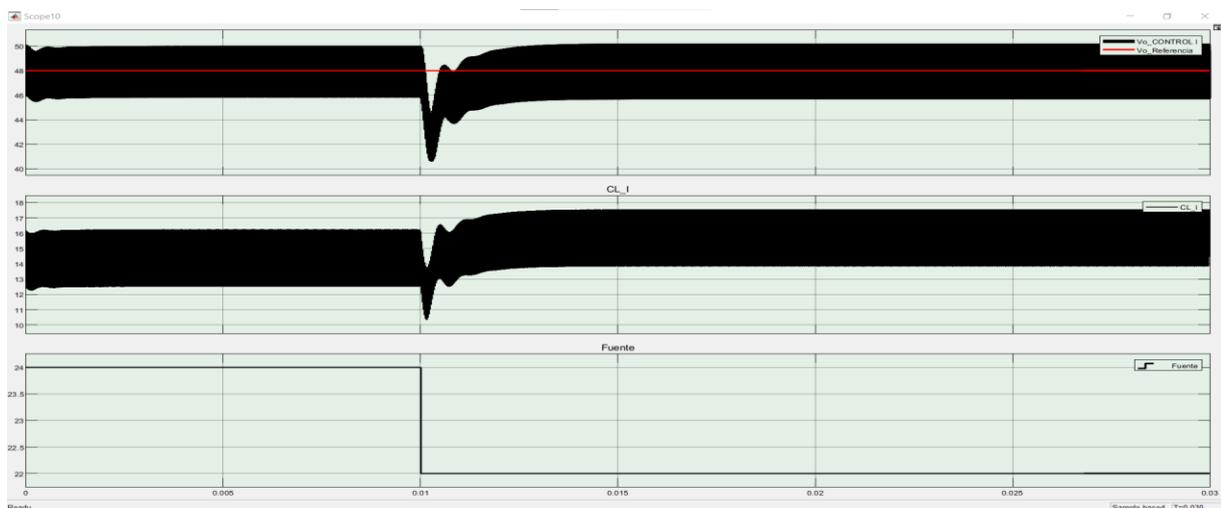


Fig. 36a. Resultados obtenidos del controlador I, ante cambio de voltaje de entrada.

Fuente: Autor

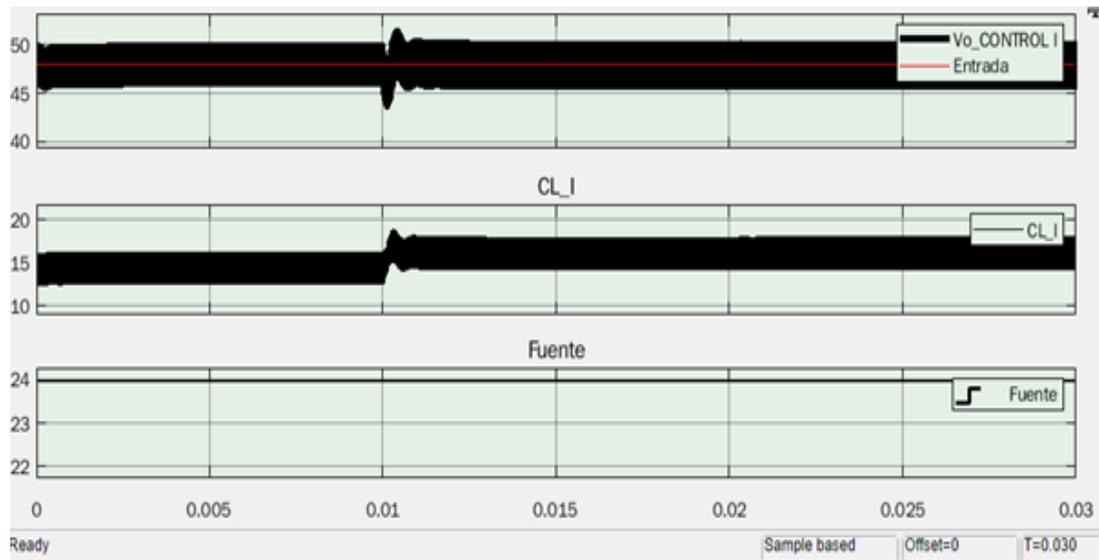


Fig. 36b. Resultados obtenidos del controlador I, ante variación de la carga.

Fuente: Autor

En la tabla.3 se muestran los valores porcentuales y el tiempo de recuperación que tiene el voltaje de salida ante las perturbaciones existentes; para lo cual, se hizo uso de la herramienta de cursores que ofrece la función Scope de Simulink.

Tabla.3 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador I.

Perturbación en el voltaje de entrada	Perturbación en el valor de la carga
Decremento de V_o (Subpaso) (%): 17.07 (41 voltios)	Decremento de V_o (Subpaso) (%): 9.09 (44 voltios) Incremento de V_o (Sobrepaso) (%): 6.25 (51 voltios)
Tiempo de recuperación (ms): 4.62	Tiempo de recuperación (ms): 2.10

Fuente: Autor

Cabe recalcar que la presencia del subpaso se debe a que la función de transferencia es un sistema de fase no mínima.

Como se puede apreciar en la tabla.3, cuando se produce la perturbación en la entrada de voltaje se genera un subpaso de 48 a 41 voltios, que tiene un valor porcentual del 17.07 % y le toma un tiempo de 4.62 milisegundos compensar el sistema; es decir, regresar al valor de referencia de 48 voltios. En cambio, cuando se genera la perturbación en la carga se produce un sobrepaso de 9.09% (51 voltios) y

un subpaso de 6.25 % (44 voltios) respecto del valor de referencia; teniendo un tiempo de recuperación de 2.10 milisegundos.

Por otra parte; para obtener el valor del máximo sobre impulso (M_p) y el tiempo de establecimiento (T_s) se genera un cambio en el valor del voltaje de referencia; pasando de 48 a 50 voltios, al tiempo 0.01 segundos. Calibrados estos valores, se obtiene la respuesta del sistema como se puede apreciar en la figura. 37a.

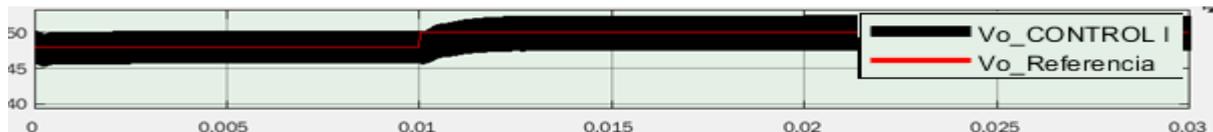


Fig. 37a. Respuesta temporal controlador I ante variación de referencia.

Fuente: Autor

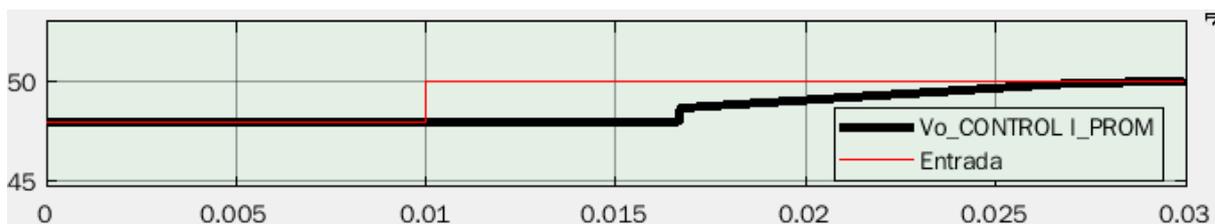


Fig. 37b. Respuesta temporal promediada del controlador I ante variación de referencia.

Fuente: Autor

Al producirse la variación del voltaje de referencia; se puede observar claramente que la planta no tiene un máximo sobre impulso, por lo que el valor del M_p (%) = 0. De igual manera utilizando los cursores, se determina el tiempo de establecimiento obteniéndose un valor de $T_s = 3.11$ ms.

3.2 Controlador PI en cascada.

El control PI en cascada permite controlar el voltaje de salida del convertidor a partir de la corriente que circula por la carga.

Los valores de calibración para generar las perturbaciones como el cambio en la señal de referencia se mantienen para este controlador; con el único objetivo de realizar las respectivas comparaciones. Dicho lo anterior, las señales obtenidas del controlador PI en cascada, se pueden apreciar en la figura. 38 que se muestra a continuación.

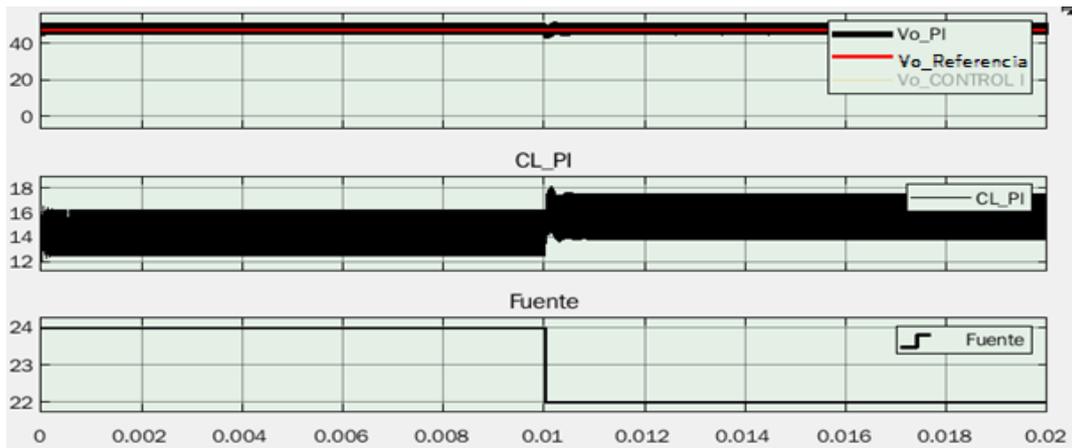


Fig. 38a. Resultados obtenidos del controlador PI en cascada, ante cambio del voltaje de entrada.

Fuente: Autor

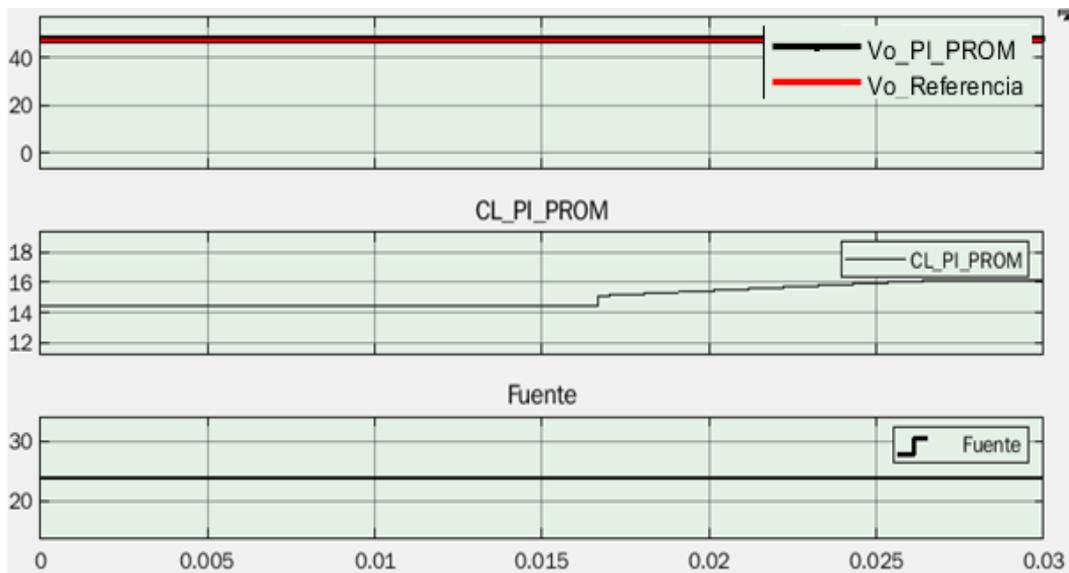


Fig. 38b. Resultados promediados obtenidos del controlador PI en cascada, ante variación en la carga.

Fuente: Autor

A diferencia del controlador anterior, el cual regula solo el voltaje en la carga; el control PI en cascada tiene dos controladores PI, uno para regular la corriente, y otro para el voltaje en la carga.

En la tabla.4 se muestran los valores porcentuales y el tiempo de recuperación que tiene el voltaje de salida ante las perturbaciones existentes.

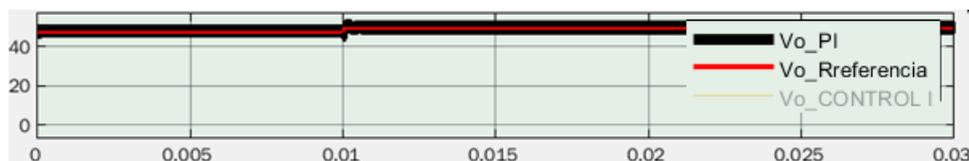
Tabla.4 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador PI en cascada.

Perturbación en el voltaje de entrada	Perturbación en el valor de la carga
Decremento de V_o (Subpaso) (%): 8.7 (43.8 voltios)	Decremento de V_o (Subpaso) (%): 10.2 (43.1 voltios)
Incremento de V_o (Sobrepaso) (%): 4.95 (50.5 voltios)	Incremento de V_o (Sobrepaso) (%): 5.20 (51 voltios)
Tiempo de recuperación (ms): 0.8	Tiempo de recuperación (ms): 0.82

Fuente: Autor

Como se puede apreciar en la tabla.4, cuando se produce una perturbación en la entrada de voltaje se generan dos picos, un subpaso que tiene un valor del 8.7 % (43.8 voltios) y un sobrepaso de 4.95% (50.5 voltios), respecto de la referencia con un tiempo de recuperación de 0.8 milisegundos para compensar el sistema; es decir, regresar al valor de referencia de 48 voltios. En cambio, cuando se genera la perturbación en la carga se produce un subpaso de 10.2% (43.1 voltios) y un sobrepaso de 5.20 % (51 voltios) respecto del valor de referencia con un tiempo de recuperación de 0.82 milisegundos.

En la figura.39, se realizó la simulación del control PI en cascada ante variación en la referencia (48 voltios a 50 voltios) y se obtuvo el siguiente resultado.

**Fig. 39a.** Respuesta temporal controlador PI en cascada ante variación de referencia.

Fuente: Autor

**Fig. 39b.** Respuesta temporal promediada del controlador PI en cascada ante variación de referencia.

Fuente: Autor

Como se puede apreciar en la figura. 39a, al cambiar el valor de referencia se generan dos picos; un subpaso de 8.33% (44 voltios) y un sobrepaso 10.41% (53 voltios), con respecto del valor de referencia. Adicionalmente, la señal del voltaje de salida V_o tiene un tiempo de establecimiento de 0.52 milisegundos.

3.3 Controlador LQI.

El controlador LQI es un control con ganancias óptimas, el cual, resuelve una función de costo que minimiza el error, con la ayuda de dos matrices denominadas Q y R.

De la misma forma que para los otros controladores los valores de calibración tanto para generar las perturbaciones como el cambio en la señal de referencia se mantienen para este controlador; con el único objetivo de realizar las respectivas comparaciones. Por lo que, las señales obtenidas del controlador LQI, se pueden apreciar en la figura.40, la cual se muestra a continuación.

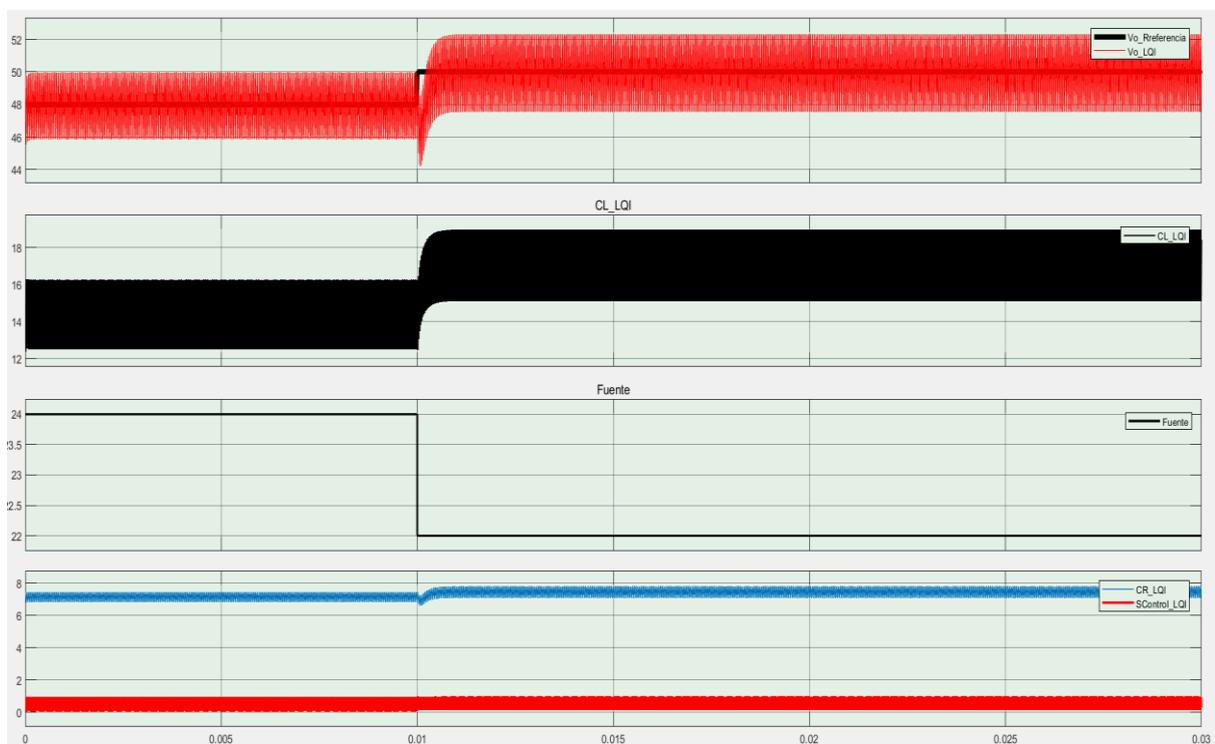


Fig. 40a. Resultados obtenidos del controlador LQI, ante cambio del voltaje de entrada

Fuente: Autor

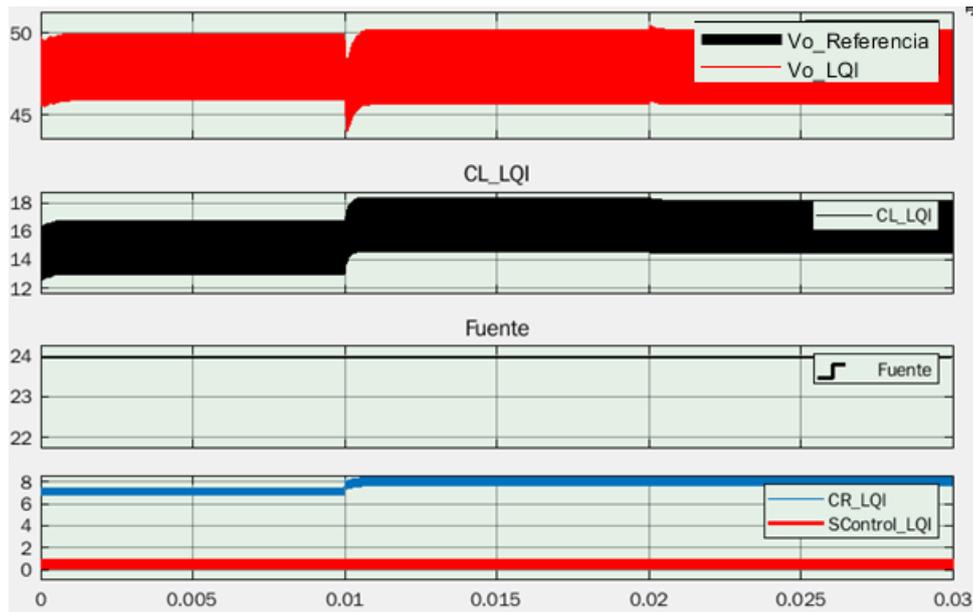


Fig. 40b. Resultados obtenidos del controlador LQI, ante variación de la carga

Fuente: Autor

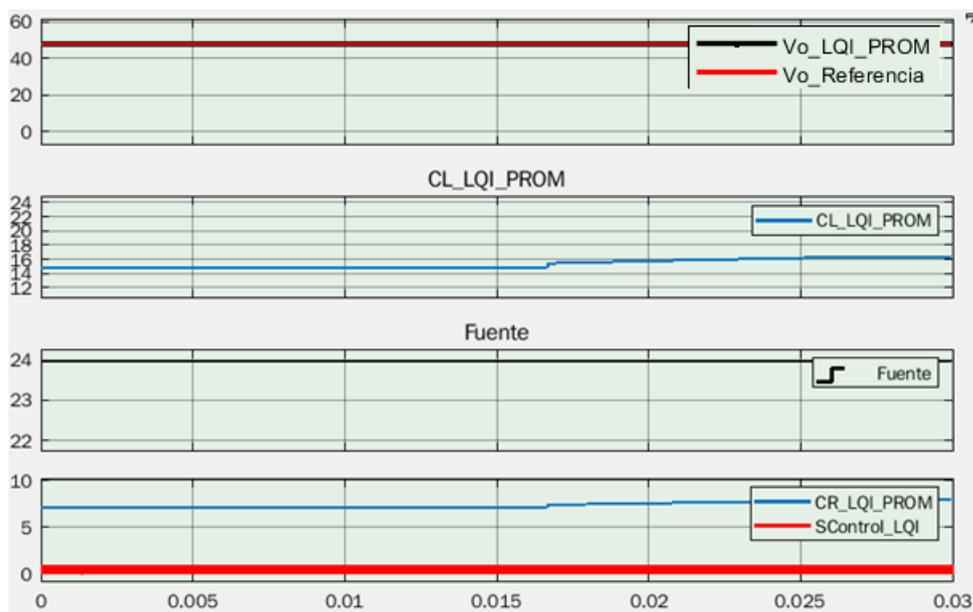


Fig. 40c. Resultados promediados obtenidos del controlador LQI, ante variación de la carga

Fuente: Autor

Como se puede observar en la figura.40, la diferencia principal respecto de los otros dos controladores es que ante la presencia de perturbaciones tanto del voltaje de entrada como de la variación de la carga; el controlador LQI responde de mejor manera a las perturbaciones y no presenta sobrepasos.

En la tabla.5 se muestran los valores porcentuales y el tiempo de recuperación que tiene el voltaje de salida ante las perturbaciones existentes.

Tabla.5 Respuesta temporal y porcentual ante perturbaciones controlador LQI.

Perturbación en el voltaje de entrada	Perturbación en el valor de la carga
Decremento de V_o (Subpaso) (%): 7.7 (44.3 voltios)	Decremento de V_o (Subpaso) (%): 8.9 (43.7 voltios)
Tiempo de recuperación (ms): 0.72	Tiempo de recuperación (ms): 0.8

Fuente: Autor

En la tabla.5, se observa que cuando se produce la perturbación en la entrada de voltaje se genera un subpaso que tiene un valor del 7.7 % (44.3 voltios) respecto de la referencia; el tiempo de recuperación es de 0.72 milisegundos para compensar el sistema; es decir, regresar al valor de referencia de 48 voltios. De igual manera, cuando se genera la perturbación en la carga se produce un subpaso de 8.9% (43.7 voltios) respecto del valor de referencia; teniendo un tiempo de recuperación de 0.8 milisegundos.

En la figura.41, se realizó la simulación del control LQI ante variación en la referencia (48 voltios a 50 voltios) y se obtuvo los siguientes resultados.



Fig. 41a. Respuesta temporal controlador LQI ante variación de referencia.

Fuente: Autor

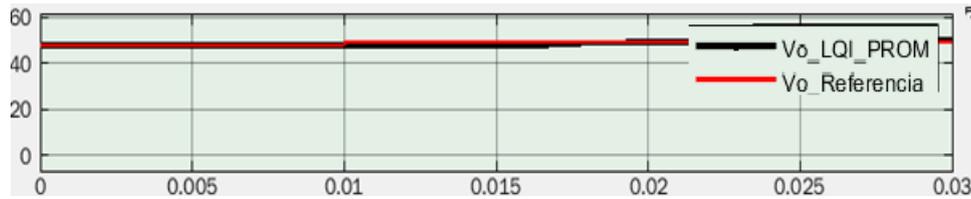


Fig. 41b. Respuesta temporal promediada del controlador LQI ante variación de referencia.

Fuente: Autor

Como se puede apreciar en la figura. 41a, al producirse la variación del voltaje de referencia; se puede observar claramente que la planta no tiene un máximo sobre impulso, por lo que el valor del M_p (%) = 0. De igual manera utilizando los cursores, se determina el tiempo de establecimiento obteniéndose un valor de $T_s = 0.48$ ms.

3.4 Análisis comparativo entre controladores

Es importante realizar el análisis de los resultados obtenidos de los controladores diseñados para determinar cuál de ellos tiene el mejor desempeño; con respecto al máximo sobre impulso (M_p) y tiempo de establecimiento (T_s). De esta manera, a continuación, en la tabla.6, se presenta un cuadro resumen de los resultados obtenidos de las simulaciones respecto de los parámetros antes mencionados.

Tabla.6 Comparativa de controladores a cambio de referencias

Parámetro	Controlador I	Controlador PI en cascada	Controlador LQI
Máximo sobre impulso M_p (%)	0	10.41	0
Tiempo de establecimiento T_s (milisegundos)	3.11	0.52	0.48

Fuente: Autor

Al analizar los resultados de la tabla.6, se puede determinar que tanto el controlador I como el LQI tienen un $M_p\% = 0$, con respecto al control PI en cascada que tiene un $M_p\%=10.41$; adicionalmente, el tiempo de establecimiento del control LQI es más rápido que ambos controladores ya que le toma 0.48 milisegundos en alcanzar el punto de consigna, mientras que al controlador I le toma 3.11 milisegundos y al PI en cascada 0.52 milisegundos.

Después de analizar los datos obtenidos se puede determinar que el controlador LQI es el que presenta mejor desempeño con respecto a los otros dos controladores, ya que no tiene sobre impulso y estabiliza el voltaje de salida en menor tiempo.

En la tabla.7 se presenta un resumen de los datos obtenidos de los tres controladores con respecto al rechazo a las perturbaciones.

Tabla.7 Comparativa de controladores ante rechazo a perturbaciones

Parámetro	Controlador I	Controlador PI cascada	Controlador LQI
Tiempo de recuperación, variación del voltaje de entrada (ms)	4.62	0.8	0.72
Tiempo de recuperación, variación de la carga (ms)	2.10	0.82	0.8
Variación del voltaje de entrada			
Sobrepaso (%)	0	4.95	0
Subpaso (%)	17.07	8.7	7.7
Variación de la carga			
Sobrepaso (%)	6.25	5.20	0
Subpaso (%)	9.09	10.2	8.9

Fuente: Autor

Al analizar los resultados de la tabla.7, se determina que el controlador LQI es el que mejor rechaza las perturbaciones de voltaje de entrada y variación de carga, debido a que, no presenta sobrepasos y tiene los tiempos de recuperación más rápidos que los otros controladores para recuperar el valor de referencia.

Finalmente, en la figura.42 se presenta la gráfica comparativa del desempeño de los tres controladores, donde se observa que el controlador LQI es el que tiene mejor respuesta temporal y rechazo a las perturbaciones.

Conclusiones

- Los convertidores tipo Boost, por su naturaleza no lineal, presentan determinados regímenes de operación y para realizar control como por ejemplo PID y LQI, es necesario obtener una función de transferencia linealizada en dichos puntos de operación.
- La función de transferencia de voltaje en un convertidor Boost es un sistema de segundo orden de fase no mínima, es decir, posee un cero en el eje positivo del plano cartesiano, lo que genera un subpaso en su respuesta haciendo que resulte muy complejo el sistema de control a implementar, de ahí que, nacen otras técnicas de control como el caso de control en cascada o control por realimentación de estados.
- Un problema que presentan los convertidores Boost radica en la estabilidad que puedan presentar frente a perturbaciones de entrada y salida (variaciones en la carga, voltaje de entrada, etc.), motivo por el cual, resulta importante el diseño de controladores óptimos como por ejemplo el LQI, el cual permite prolongar la vida útil de las baterías, reducir los requerimientos de disipación y optimizar el consumo de energía.
- El controlador LQR permite cumplir con especificaciones de diseño (máximo sobre impulso, tiempo de establecimiento, tiempo de subida, etc) más no realiza seguimiento de referencias. Si se desea seguir algún valor de referencia es indispensable colocar una acción integral, denominándose control LQI.
- Una alternativa de control para mantener el voltaje constante en un convertidor Boost es el control PID en cascada, el cual, permite controlar el voltaje a partir de la corriente que circula por la carga, todo esto gracias a la obtención de dos funciones de transferencia una que relaciona la relación de trabajo (d) con la corriente y otra el voltaje deseado con la corriente.

Recomendaciones

- Al ser un convertidor Boost un sistema no lineal como trabajo futuro resulta importante el desarrollo de otro tipo de controladores más robustos como es el caso de los controladores adaptativos o los controladores de ganancias programadas, para de esta forma, controlar el voltaje en varios puntos de operación de manera simultánea.
- Durante el diseño de controladores PID en el manejo de la herramienta SISOTOOL, es necesario colocar correctamente las especificaciones de diseño para obtener de manera adecuada la zona deseada, ya sea en la gráfica del lugar geométrico de las raíces, así como en el diagrama de bode. Adicionalmente, es importante considerar que la adición de los polos o ceros del controlador a diseñar se realiza dentro de esta área deseada, caso contrario nunca se podrá obtener un controlador que cumpla con los requisitos de diseño.
- Para el buen desarrollo de un controlador LQI se debe ajustar correctamente el valor de las matrices Q y R, tomando en cuenta que los pesos de la matriz Q hacen relación a los estados del conversor Boost (Voltaje o Corriente) y los pesos de la matriz R a la intensidad de la señal de control.
- Si se desea implementar en un futuro estos controladores en un sistema embebido (Arduino, DSP, FPGA, etc), es necesario realizar un proceso de discretización de los controladores con periodo de muestreo adecuado, caso contrario el convertidor Boost podrían volverse inestable.
- Durante el proceso de diseño de un controlador en cascada se debe tomar en cuenta que el controlador más interno en el sistema de control debe ser al menos 10 veces más rápido que el controlador externo.

Bibliografía

- Acosta, C. (2016). *slideplayer*. Obtenido de slideplayer: <https://slideplayer.es/slide/4879458/>
- Alessio, D., Gonzáles, L., & Cáceres, R. (2014). Diseño y Construcción de un Convertidor Boost de Pequeña Potencia, con Propósitos. *Ciencias e Ingenierías*, C15.
- Alfaro, V. (01 de 2002). *Researchgate*. Obtenido de Researchgate: https://www.researchgate.net/figure/Figura-2-Controlador-PID-Ideal_fig2_260058601
- ALGEBRAMATRICIALUNIVIA. (17 de Abril de 2015). Obtenido de ALGEBRAMATRICIALUNIVIA: <https://algebramatricialunivia.wordpress.com/2015/04/17/matriz-aumentada/>
- Aracil, J., & Gómez, F. (2006). *esi2.us.es*. Obtenido de esi2.us.es: http://www.esi2.us.es/~fabio/apuntes_matlab.pdf
- Batista, R., & Beauchamp, G. (17 de 11 de 2016). *Scielo*. Obtenido de Scielo: http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1815-59282016000300004
- Borja, V. (03 de 2013). *Repositorio Utm*. Obtenido de Repositorio Utm: <https://www.utm.mx/~vero0304/HCPM/2-variables-funciones.pdf>
- Castaño, S. (2020). *Control Automático Educación*. Obtenido de Control Automático Educación: <https://controlautomaticoeducacion.com/control-realimentado/principio-del-modelo-interno/>
- Cerón, S. (2013). *Repositorio Universidad Católica de Colombia*. Obtenido de Repositorio Universidad Católica de Colombia: <https://repository.ucatolica.edu.co/bitstream/10983/1306/1/Documento.pdf>
- Chuk, D. (2012). *dea.unsj*. Obtenido de dea.unsj: <http://dea.unsj.edu.ar/control2/ControladoresPID.pdf>
- Citado por Vaquero, L., Carlos, L., & Valle, M. d. (2016). *Scielo*. Obtenido de Scielo: http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S2227-18992016000200007&script=sci_arttext&tlng=en
- Cortes, G. (2012). Obtenido de <https://es.scribd.com/doc/226234374/Ancho-de-Banda-en-Sistemas-de-Control>
- Crews, A. (2010). *Instrumentación Industrial*. Mexico D.F: Alfaomega Grupo Editor S.A.
- dademuchconnection. (22 de Julio de 2016). *dademuchconnection*. Obtenido de dademuchconnection.com: <https://dademuch.com/2016/07/22/los-sistemas-de-control-son-sistemas-dinamicos/>
- Domínguez, S., Campoy, P., Jiménez, A., & José María Sebastián. (2006). *Control en Espacio de Estado*. PEARSON.
- Engineering, E. (2011). *electronics.stackexchange*. Obtenido de electronics.stackexchange: <https://electronics.stackexchange.com/questions/15260/calculating-size-of-cap-inductor-for-buck-convertor>
- Fernández, M. (2016). *WEBS UCM*. Obtenido de WEBS UCM: <http://webs.ucm.es/centros/cont/descargas/documento11541.pdf>
- Gonzáles, F. (s.f.). *Academia.Edu*. Obtenido de Academia.Edu: https://www.academia.edu/26474824/Modelacion_Matematica_de_los_Sistemas_de_Control
- González, A. (2 de Agosto de 2013). *Página personal de Antonio Ferramosca*. Obtenido de Página personal de Antonio Ferramosca: <http://www.antonioferramosca.com/wp-content/uploads/2015/12/CursoControlNoLineal.pdf>
- Grelyse, V. (25 de Febrero de 2017). *Slideshare*. Obtenido de Slideshare: <https://es.slideshare.net/saraValdez7/controladores-automaticos-72575616>

- Kuo, B. (1996). *Sistemas de Control Automático*. Nauacalpan de Juárez México: Prentice Hall.
- Llata, J., González, E., Fernández, D., Torre, C., & Robla, M. (s.f.). *Modelado de Sistemas de Control*. Obtenido de Automática: https://ocw.unican.es/pluginfile.php/763/course/section/813/capitulo_1.pdf
- Marquéz, R., Ramírez, H., Rivas, F., & Llanes, O. (09 de 2018). *Research Gate*. Obtenido de Research Gate: <https://www.researchgate.net/publication/327929276>
- Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. MCGRAW HILL.
- Moya, S. (24 de 12 de 2018). *isamex.org*. Obtenido de isamex.org: <https://www.isamex.org/intechmx/index.php/2018/12/24/conceptos-basicos-sistemas-de-control/>
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderna*. PEARSON.
- Ordoñez, J., & Mosquera, L. (02 de 2016). *Repositorio Universidad Tecnológica de Pereira*. Obtenido de Repositorio Universidad Tecnológica de Pereira: <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/6189/6213743O65.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- Osorio, A. (11 de 2017). *Repositorio BUAP*. Obtenido de Repositorio BUAP: <http://estadisticas.repositorioinstitucional.buap.mx/viewer/index.php?code=747017T>
- Perez, M., Hidalgo, A., & Berenguer, E. (2007). *Repositorio dea.unsj*. Obtenido de Repositorio dea.unsj: <http://dea.unsj.edu.ar/control1/apuntes/unidad1y2.pdf>
- Ramos, C. (07 de 2017). *Repositorio Universidad Politecnica de Madrid*. Obtenido de Repositorio Universidad Politecnica de Madrid: http://oa.upm.es/48060/1/TFG_CRISTINA_RAMOS_FLORES.pdf
- Robótica, I. (18 de 08 de 2020). *Ismael Robótica 4º*. Obtenido de Ismael Robótica 4º: Ismael Robótica 4º
- Ruíz, F. (2019). *researchgate*. Obtenido de researchgate: https://www.researchgate.net/figure/Figura-6-Sistema-de-control-de-lazo-cerrado_fig3_334771046
- Salazar, P. (30 de 05 de 2000). *Repositorio TEC*. Obtenido de Repositorio TEC: <https://repositorio.tec.mx/bitstream/handle/11285/628373/CEM122221.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- Simoes, L. (2015). *Researchgate*. Obtenido de Researchgate: https://www.researchgate.net/figure/LQR-Controller-matrices_tbl5_277712494
- Solórzano, D. (07 de 2018). *dspace ups*. Obtenido de dspace ups: <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/15814/1/UPS-ST003638.pdf>
- Vaello, J. (06 de 2020). *automatismoindustrial*. Obtenido de automatismoindustrial: <https://automatismoindustrial.com/h-robotica/regulacion-automatizada/concepto-de-regulacion-automatizada/>
- Valderrama, F., Moreno, H., & Vega, H. (10 de 2011). *Repositorio Universidad de San Buenaventura*. Obtenido de Repositorio Universidad de San Buenaventura: <https://dialnet.unirioja.es/descarga/articulo/5038442.pdf>
- Varela, J. (2014). *Repositorio UTA*. Obtenido de Repositorio UTA: https://repositorio.uta.edu.ec/bitstream/123456789/7342/1/Tesis_t881id.pdf
- Villajulca, J. (12 de 09 de 2009). *Instrumentación y Control .Net*. Obtenido de Instrumentación y Control .Net: <https://instrumentacionycontrol.net/sistema-de-control-de-lazo-cerrado-closed-loop/>
- Vitola, M. (04 de 2010). *Wordpress*. Obtenido de Wordpress: https://ucvalgoritmos.files.wordpress.com/2011/07/laboratorio3-estructurasiterativas_pi.pdf

