



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA

UNIDAD DE POSGRADOS

**MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN
INDUSTRIALES**

Tesis previa a la obtención del grado de
Magister en Control y Automatización
Industriales.

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR AUTOMÁTICO
PARA UN BREAKER DE ESTADO SÓLIDO
DC PARA BAJA TENSIÓN**

Autor:
Juan Diego Valladolid Quitoisaca

Dirigido por:
Luis Ismael Minchala Ávila



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
UNIDAD DE POSGRADOS**

**MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN
INDUSTRIALES**

Autor:
Ing. Diego Valladolid

Dirigido por:
Ing. Ismael Minchala, MSc.

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR AUTOMÁTICO
PARA UN BREAKER DE ESTADO SÓLIDO
DC PARA BAJA TENSIÓN**

Esta tesis ha sido orientada al estudio, diseño y análisis de controladores para breakers en corriente continua, que puede ser aplicado a sistemas eléctricos renovables.

Para lograrlo se utilizan técnicas de control aplicado a sistemas de estructura variable.

Esta estrategia de control, al igual que técnicas convencionales, requiere que una o diversas variables de estado del sistema se realimenten según la ley de control propuesta.

Los resultados de los modelos propuestos y algoritmos desarrollados se desarrollan en la plataforma de Matlab y Simulink, mostrando en cumplimiento de los objetivos planteados.

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR AUTOMÁTICO
PARA UN BREAKER DE ESTADO SÓLIDO
DC PARA BAJA TENSIÓN**

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR AUTOMÁTICO
PARA UN BREAKER DE ESTADO SÓLIDO DC
PARA BAJA TENSIÓN**

AUTOR:

JUAN DIEGO VALLADOLID QUITOISACA

Ingeniero Electrónico

Egresado de la Maestría en Control y Automatización Industriales
Universidad Politécnica Salesiana

Dirigido por;

LUIS ISMAEL MINCHALA ÁVILA

Ingeniero Electrónico

Máster en Ciencias con especialidad en Automatización

Candidato a Doctor en el ITESM

Docente de la Maestría en Control y Automatización Industriales
Universidad Politécnica Salesiana



Cuenca- Ecuador

Datos de catalogación bibliográfica

VALLADOLID QUITOISACA JUAN DIEGO

Diseño de un Controlador Automático para un Breaker de Estado Sólido de para Baja Tensión

Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca –Ecuador, 2014

MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES

Formato 170 x 240

Páginas: 90

Breve reseña del autor e información de contacto:



JUAN DIEGO VALLADOLID QUITOISACA

Ingeniero Electrónico

Egresado de la Maestría en Control y Automatización Industriales

Universidad Politécnica Salesiana

diegovallas2184@gmail.com

Dirigido por:



LUIS ISMAEL MINCHALA ÁVILA

Ingeniero Electrónico

Máster en Ciencias con especialidad en Automatización

Candidato a Doctor en el ITESM

Docente de la Maestría en Control y Automatización Industriales

Universidad Politécnica Salesiana

minchalai@ieee.org

Todos los derechos reservados.

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la Ley, cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública y transformación de esta obra para fines comerciales, sin contar con autorización de los titulares de propiedad intelectual. La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual. Se permite la libre difusión de este texto con fines académicos investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS

©2014 Universidad Politécnica Salesiana

CUENCA – ECUADOR - SUDAMÉRICA

VALLADOLID QUITOISACA JUAN DIEGO

Diseño de un Controlador Automático para un Breaker de Estado Sólido de para Baja Tensión

Edición y Producción:

Juan Diego Valladolid Quitoisaca.

Diseño de la portada:

Eduardo Calle Ortiz.

IMPRESO EN ECUADOR – PRINTED IN ECUADOR

INDICE GENERAL

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN	1
1.1 GENERALIDADES.....	1
1.1.1 ANTECEDENTES.....	1
1.1.2 OBJETIVOS.....	4
1.1.3 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN.....	4
1.2 SMART GRIDS.....	5
1.3 MICRORREDES ELÉCTRICAS.....	6
1.4 PROBLEMAS TRANSITORIOS DE INTERRUPCIÓN DE CORRIENTE EN CIRCUITOS DC.....	8
1.4.1 EFECTOS DEL TRV SOBRE EL CIRCUITO BREAKER.....	8
1.4.2 SIMULACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL TRV EN UN CIRCUITO DC.....	9
1.5 CONTRIBUCIONES ORIGINALES DE LA TESIS.....	13
CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE CONTROL DESLIZANTE	15
2.1 INTRODUCCIÓN.....	15
2.2 CONVERTIDORES DC-DC.....	15
2.1.1 CONVERTIDOR REDUCTOR.....	17
2.1.2 CONVERTIDOR ELEVADOR.....	19
2.2.3 COVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.....	20
2.2.4 COVERTIDOR SEPIC.....	21
2.2.5 CONVERTIDORES RESONANTES.....	23
2.3 MODELADO MATEMÁTICO DE LOS CONVERTIDORES.....	25
2.3.1 MODELO PROMEDIADO EN ESPACIO DE ESTADOS.....	25

2.3.2	MODELADO DEL CONVERTIDOR BOOST	27
2.3.3	MODELADO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST	29
2.3.4	MODELADO DEL CONVERTIDOR SEPIC	30
2.4	FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE	32
2.4.1	CONDICIÓN DE TRANSVESALIDAD.....	33
2.4.2	CONTROL EQUIVALENTE	35
2.4.3	ROBUSTEZ ANTE PERTURBACIONES.....	36
2.4.1	CRITERIO DE ESTABILIDAD DE LYAPUNOV	37

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS.....

3.1	INTRODUCCIÓN.....	39
3.2	DISEÑO DE UN BREAKER BASADO EN LA ESTRUCTURA BOOST.....	40
3.2.1	MODELACIÓN MATEMÁTICA	40
3.2.2	SUPERFICIE DE DESLIZAMIENTO Y CONTROL EQUIVALENTE.	42
3.2.3	CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD.....	43
3.2.4	ANÁLISIS DE ESTABILIDAD	44
3.2.5	PUNTO DE EQUILIBRIO.....	45
3.2.6	COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA FRENTE A DIFERENTES REFERENCIAS	46
3.2.7	SUMULACIÓN DEL BREAKER BOOST ANTE DIFERENTES VALORES DE CORRIENTE DE FALLA	51
3.3	DISEÑO DE UN BREAKER BASADO EN LA ESTRUCTURA SEPIC.....	58
3.3.1	MODELACIÓN MATEMÁTICA	59
3.3.2	SUPERFICIE DE DESLIZAMIENTO Y CONTROL EQUIVALENTE.	62
3.3.3	CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD.....	63
3.3.4	ANÁLISIS DE ESTABILIDAD	64
3.3.5	PUNTO DE EQUILIBIO	66

3.3.6 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA FRENTE A DIFERENTES REFERENCIAS	67
3.3.7 SIMULACIÓN DEL BREAKER SEPIC ANTE DIFERENTES VALORES DE CORRIENTE DE FALLA.....	75
CAPÍTULO IV: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	86
4.1 CONCLUSIONES.....	86
4.2 RECOMENDACIONES	88
BIBLIOGRAFÍA	89

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. <i>ESQUEMA GENERAL DE LA IMPEDANCIA EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN</i>	2
FIGURA 2. <i>DIAGRAMA DE TRANSICIÓN DE REDES ELÉCTRICAS CONVENCIONALES A SMART GRIDS.</i> (EUROPEAN COMMISSION, 2006)	6
FIGURA 3 <i>UBICACIÓN DE UNA MICRORRED EN UNA SMART GRID</i> (EUROPEAN COMMISSION, 2006)	7
FIGURA 4. <i>PARÁMETROS RLC DE UNA LÍNEA DE TRASMISIÓN</i>	9
FIGURA 5. <i>PARÁMETROS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN</i>	10
FIGURA 6. <i>CIRCUITO EQUIVALENTE CON UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE 500MTS.</i>	11
FIGURA 7 <i>COMPORTAMIENTO DEL VOLTAJE DE RECUPERACIÓN TRANSITORIO (TRV) "MATLAB"</i> 12	
FIGURA 8. <i>COMPORTAMIENTO DEL VOLTAJE DE RECUPERACIÓN TRANSITORIO (TRV) "CIRCUIT MAKER"</i>	12
FIGURA 9. <i>COMPORTAMIENTO DEL VOLTAJE DE RECUPERACIÓN TRANSITORIO (TRV) "MULTISIM"</i>	13
FIGURA 10. <i>ESQUEMA GENERAL DE UN CONVERTIDOR DC-DC</i>	16
FIGURA 11. <i>CONVERTIDOR CONMUTADO BÁSICO: (A) ELEMENTO DE INTERRUPCIÓN GENERAL, (B) ELEMENTO DE CONMUTACIÓN CON TRANSISTOR</i>	16
FIGURA 12 <i>ESTRUCTURA CLÁSICA DEL CONVERTIDOR BUCK</i>	18
FIGURA 13. <i>ESTRUCTURA CLÁSICA DEL CONVERTIDOR BOOST</i>	19
FIGURA 14. <i>ESTRUCTURA CLÁSICA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST</i>	20
FIGURA 15. <i>ESTRUCTURA CLÁSICA DEL CONVERTIDOR SEPIC</i>	21
FIGURA 16. <i>FAMILIA DE CONVERTIDORES CUASI RESONANTES ZVS</i> (RASHID, 2001).....	24
FIGURA 17. <i>FAMILIA DE CONVERTIDORES CUASI RESONANTES ZCS</i> (RASHID, 2001)	24
FIGURA 18. <i>DEFINICIÓN DE LOS INTERVALOS DT Y $(1-D)T$ DEL INTERRUPTOR</i>	26
FIGURA 19. <i>ESTADOS DEL CONVERTIDOR BOOST</i>	28
FIGURA 20. <i>ESTADOS DEL CONVERTIDOR BUCK- BOOST</i>	29
FIGURA 21. <i>ESTADOS DEL CONVERTIDOR SEPIC</i>	30
FIGURA 22. <i>MOVIMIENTO VECTORIAL SOBRE LA SUPERFICIE $S(x)$</i>	34
FIGURA 23. <i>ARQUITECTURA GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL DEL BREAKER DC</i>	39
FIGURA 24. <i>BREAKER DC BASADO EN LA ESTRUCTURA BOOST</i>	40
FIGURA 25. <i>RESPUESTA DEL ESTADO x_1 FRENTE A LA REFERENCIA</i>	47

FIGURA 26. SALIDA DEL SISTEMA x_2	48
FIGURA 27. PLANO DE ESTADOS x_2 VS x_1	48
FIGURA 28. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 FRENTE A LA REFERENCIA 34.5 [V]	50
FIGURA 29. SALIDA DEL SISTEMA x_2 REFERENCIA 115V.....	50
FIGURA 30. PLANO DE ESTADOS x_2 VS x_1	51
FIGURA 31. DISEÑO DEL BREAKER BOOST USANDO SIMULINK DE MATLAB	52
FIGURA 32. SUPERFICIE PROPUESTA EN LA SALIDA x_2d	53
FIGURA 33. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	54
FIGURA 34. DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL (GTO1)	54
FIGURA 35. DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL (GTO1)	55
FIGURA 36. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	55
FIGURA 37. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	56
FIGURA 38 DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL (GTO1) AL MOMENTO DE LA DESCONEXIÓN 40[A]	56
FIGURA 39. DIAGRAMA INTERNO DE LA SUPERFICIE DEL SISTEMA QUE INCLUYE UNA PERTURBACIÓN A x_2	57
FIGURA 40. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 Y x_2 FRENTE A LA PERTURBACIÓN	57
FIGURA 41. RESPUESTA DE LA CORRIENTE DE FALLA FRENTE A LA PERTURBACIÓN.....	58
FIGURA 42. BREAKER DC BASADO EN LA ESTRUCTURA SEPIC	59
FIGURA 43. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 FRENTE A LA REFERENCIA	68
FIGURA 44. RESPUESTA DEL ESTADO x_2 FRENTE A LA REFERENCIA	69
FIGURA 45. RESPUESTA DEL ESTADO x_3 FRENTE A LA REFERENCIA	69
FIGURA 46. COMPORTAMIENTO DE LA VARIABLE CONTROLADA IS.....	70
FIGURA 47. SEGUIMIENTO DE LA SALIDA A LA SUPERFICIE PROPUESTA $S(x)$	70
FIGURA 48. PLANO DE ESTADOS.....	71
FIGURA 49. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 FRENTE A LA REFERENCIA	72
FIGURA 50. RESPUESTA DEL ESTADO x_2 FRENTE A LA REFERENCIA	72
FIGURA 51. RESPUESTA DEL ESTADO x_3 FRENTE A LA REFERENCIA	73
FIGURA 52. COMPORTAMIENTO DE LA VARIABLE CONTROLADA IS.....	73
FIGURA 53. SEGUIMIENTO DE LA SALIDA A LA SUPERFICIE PROPUESTA $S(x)$	74

FIGURA 54. PLANO DE ESTADOS.....	74
FIGURA 55. DISEÑO DEL BREAKER SEPIC USANDO SIMULINK DE MATLAB	75
FIGURA 56 RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	76
FIGURA 57. RESPUESTA DEL ESTADO x_4 (IZQ.) Y LA VARIABLE i_s (DER.)	76
FIGURA 58. DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL ($GTO1$).....	77
FIGURA 59. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	77
FIGURA 60. RESPUESTA DEL ESTADO x_4 (IZQ.) Y i_s (DER.).....	78
FIGURA 61. DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL ($GTO1$).....	78
FIGURA 62. RESPUESTA DEL ESTADO x_4 (IZQ.) Y i_s (DER.).....	79
FIGURA 63. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 (IZQ.) Y x_2 (DER.).....	79
FIGURA 64. DISMINUCIÓN DE LA CORRIENTE DE FALLA Y TENSIÓN EN LOS CONTACTOS DEL INTERRUPTOR PRINCIPAL ($GTO1$).....	80
FIGURA 65. DIAGRAMA INTERNO DE LA SUPERFICIE DEL SISTEMA QUE INCLUYE UNA PERTURBACIÓN A x_4	81
FIGURA 66. RESPUESTA DEL ESTADO x_1 Y x_2 FRENTE A LA PERTURBACIÓN	81
FIGURA 67. RESPUESTA DE LA VARIABLE i_s Y EL ESTADO x_4 FRENTE A LA PERTURBACIÓN	82
FIGURA 68. RESPUESTA DE LA CORRIENTE DE FALLA FRENTE A LA PERTURBACIÓN.....	82
FIGURA 69 COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA ANTE LA PERTURBACIÓN DE LOS DOS MODELOS	83
FIGURA 70 COMPARACIÓN DE LA RESPUESTA ANTE LA PERTURBACIÓN PERMANENTE DE LOS MODELOS.....	84
FIGURA 71. RESPUESTA DE LA VARIABLE i_s Y EL ESTADO x_4 REEMPLAZANDO E POR UN CAPACITOR	85
FIGURA 72. RESPUESTA DE LA CORRIENTE DE FALLA.....	85

DEDICATORIA:

A Dios, a mi esposa Soledad, a mis hijos Elías y Francisco y a mis padres Mariana y Marco por brindarme su apoyo, fortaleza y amor. Sobre todo por ser siempre la fuente de inspiración que me motiva alcanzar nuevos retos y seguir adelante.

Ing. Diego Valladolid Q.

PREFACIO:

El desarrollo de esta tesis ha sido orientado al estudio, diseño y análisis de controladores para breakers en corriente continua, que puede ser aplicado a sistemas eléctricos renovables. Para lograrlo se utilizan técnicas de control no lineal aplicado a sistemas de estructura variable. En particular esta investigación aborda el control en modo deslizante y la teoría de convertidores conmutados.

Esta estrategia de control, al igual que técnicas convencionales, requiere que una o varias variables de estado del sistema se realimenten según la ley de control propuesta. El objetivo de esta estrategia de control es lograr que las variables del sistema se ajusten a una superficie de deslizamiento propuesta.

Los resultados de los modelos propuestos y algoritmos desarrollados se desarrollan en la plataforma de Matlab y Simulink, mostrando en cumplimiento de los objetivos planteados.

PRÓLOGO:

En la tesis presentada se muestra el diseño de un breaker dc y la una estrategia de control basado en la teoría de control deslizante por ser una técnica de control conocida por su robustez y su invariancia frente a incertidumbre en sus parámetros.

La investigación inicia en el Capítulo 1 con el estudio y simulación de los efectos provocados al desconectar un circuito eléctrico ante una falla o cortocircuito. Para la simulación se utiliza tres plataformas diferentes, obteniéndose resultados similares.

En el capítulo 2 se estudian los sistemas de estructura variable, particularmente los convertidores conmutados. Además se revisan los conceptos teóricos del control en modo deslizante, que es la estrategia para desarrollar los controladores.

En el Capítulo 3 se plantean, en base a los requerimientos técnicos presentados en el capítulo 1, dos modelos de breakers basados en convertidores conmutados. Posteriormente se implementa un controlador, el mismo que es evaluado bajo diferentes referencias, probando su estabilidad y robustez frente perturbaciones.

Finalmente se realiza la comparación de los dos modelos frente a los resultados obtenidos de tal forma que se tenga la suficiente información para generar conclusiones y recomendaciones.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera expresar mi agradecimiento a las personas que colaboraron en la elaboración de esta tesis:

A la UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA por darme la oportunidad de estudiar y seguir formándome como profesional.

A mi director de tesis, Ing. Ismael Minchala, Msc., quien con sus conocimientos, su experiencia y su motivación ha logrado en mí, el poder concluir mis estudios de posgrado con éxito.

A mis profesores que durante toda mi carrera profesional han aportado en mi formación, en especial al Ing. Eduardo Calle, quien me brindó su apoyo, consejos y más que todo por su amistad.

El agradecimiento más profundo y sentido va mi familia, mi esposa Soledad, mis hijos Elías y Francisco. Porque sin su colaboración e inspiración habría sido imposible llevar a cabo este duro trabajo.

A mis padres, Mariana y Marco por su ejemplo de lucha y honestidad. Por su apoyo incondicional y aliento constante.

Para ellos: Muchas gracias y que Dios los bendiga.

Ing. Diego Valladolid Q.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

1.1 GENERALIDADES

En este capítulo se detallan: antecedentes, objetivos generales y específicos del diseño de un controlador para un breaker de corriente continua en baja tensión. Adicionalmente se definirán metodologías a ser utilizadas, como también la estructura de las mismas.

1.1.1 ANTECEDENTES

Este estudio se enfoca en las técnicas de protección de sistemas eléctricos que incluyen generación distribuida en su estructura. Debido a que dichos sistemas poseen enlaces de corriente continua, concretamente se analizarán estrategias de protección de sistemas eléctricos de corriente continua en baja tensión.

La corriente que fluye a través de un circuito eléctrico depende básicamente de dos factores, el voltaje de la fuente y la impedancia del circuito (1.1).

$$I = \frac{V_s}{Z} \quad (1.1)$$

$$Z = R + (XL + XC) \quad (1.2)$$

En la ecuación (1.2) el valor de Z se compone fundamentalmente de dos partes: una parte resistiva R referente a la carga del circuito y otra formado por los valores de sus impedancias XL y XC , que representan los parámetros de la línea de transmisión a lo largo de la red, tal como se muestra en la Figura 1.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

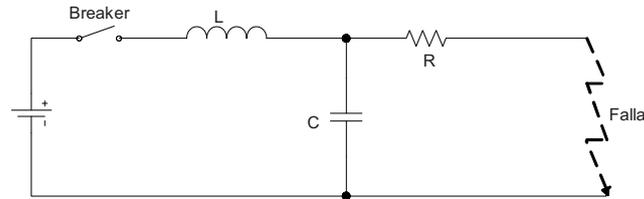


Figura 1. Esquema general de la impedancia en la línea de transmisión

En la ecuación (1.2) la impedancia XL es una variable que impide la desconexión segura del circuito ante una falla, ya que el efecto inductivo provoca un arco en los contactos del interruptor cuando la corriente se interrumpe repentinamente. Por esta razón los breakers en corriente continua deben ser capaces de disipar esa energía y extinguir el arco (Shullaw, 2011).

Según (1.1), una de las alternativas para la reducción de I es: que la fuente V_s sea una fuente de voltaje controlada, esto permitirá reducir su nivel de voltaje, en consecuencia, también se reducirá el valor de la corriente de falla. Sin embargo esto lleva a un problema relacionado con el corte de energía para toda la red, y no aislar únicamente la zona de falla (Saurabh & Surya, 2012). Una alternativa para mitigar este inconveniente es utilizar baterías de respaldo para cargas sensibles.

Los interruptores mecánicos utilizan una forma convencional de interrupción, que consiste en separar los contactos directamente del circuito al momento de la falla, adicionalmente se utilizan medios para la extinción del arco como aire, aceite, vacío y SF₆. Para los breakers mecánicos existen además estudios que incluyen superconductores para un diseño y prototipo denominado SFLC (superconductor fault current limiter) (Yukinaga, Tatsuya, Iwao, & Okabe, 2009), en donde la corriente de falla es limitada por el SFLC para luego ser interrumpida de forma convencional.

Un efecto que se encuentra en estos tipos de interruptores está asociado con el voltaje de recuperación transitorio (TRV), es el voltaje transitorio presente en los terminales del breaker cuando se produce la desconexión (R.Alexander & Dufournet, 2011). Este efecto genera transitorios importantes en la red como también reduce el rendimiento de los interruptores. El TRV se presenta de forma diferente según las características de la red, donde se toma en cuenta parámetros de la línea de transmisión y corriente de falla.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Debido a que no existe un cero temporal de la corriente continua, los interruptores controlados se diseñan para producir un valor de tensión igual o superior al de la fuente, con el fin de crear una corriente opuesta a la del circuito, de tal forma que reduzca la corriente de falla a un valor seguro para su desconexión.

La corriente de falla se la considera como: sobrecarga o corriente de corto circuito I_{sc} . Según (Avila, Castanon, & Ortiz, 2012), si se calcula la corriente de falla en la Figura 1.1 queda definida por:

$$I_{sc} = \frac{V}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad (1.3)$$

Para evitar el crecimiento rápido de la corriente de falla, en el caso particular de la corto circuito (1.3), existen tres métodos de interrupción:

a) **Breakers Mecánicos.** La operación de interrupción consiste en separar directamente los contactos del interruptor mediante una acción mecánica o electromecánica. Utilizan algunas técnicas para la extinción del arco como: el uso de aceites, cámaras de vacío o SF6.

b) **PiroBreakers.** Consiste en un conductor de cobre que es cortado por una carga explosiva al momento de que se detecta una corriente de falla, interrumpiendo así el circuito y por consiguiente aislando la falla.

c) **Breakers de estado sólido.** Son considerados como interruptores de alta velocidad constituidos por tiristores (scr, igt, mosfet, etc.). Estos elementos electrónicos interrumpen la corriente, con una mínima formación de arco (Saurabh & Surya, 2012). Sin embargo, estos elementos por si solos, no son capaces de disipar la energía generada por una falla en el sistema, para esto se usa circuitos auxiliares, que se encargan del control y disipación de la energía.

Para este tipo de breakers se usa un circuito auxiliar, conformado por un oscilador $L-C$ controlado que ayuda a equilibrar la corriente de falla, llevando a un valor cercano a cero la corriente I_{sc} en un instante de tiempo pequeño (en el orden de milisegundos). Estas variantes pueden ser de forma pasiva o activa.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Para el método activo, se considera un capacitor previamente cargado, así el sistema solo tiene que esperar los comandos enviados por el controlador principal hacia los tiristores, que a su vez controlan el sistema de conexión del actuador del breaker (Avila, Castanon, & Ortiz, 2012).

Una combinación de estos diseños hace que existan los circuitos breakers híbridos, que tienen actuadores rápidos de estado sólido como también circuitos de respaldo convencionales.

1.1.2 OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

- Diseñar un controlador de modo deslizante para un breaker de estado sólido dc para baja tensión.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Generar un marco conceptual referente a la red integrada Smart Grid y Microrredes.
- Desarrollar modelos matemáticos de las diferentes configuraciones de convertidores dc, a fin de establecer un modelo base para el desarrollo del proyecto.
- Simular los modelos obtenidos y analizar los resultados.

1.1.3 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN

La motivación principal es aportar con investigación para la protección de redes de energía limpia, que se integran a la red eléctrica convencional formando una

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Smart Grid (R. & Lavelle, 2010), de manera particular en el bus de corriente directa, es decir entre la generación y la conversión dc/ac. Uno de los principales problemas para el diseño de un breaker para dc es: el no cruce natural por cero de la corriente, como es el caso de la corriente alterna. Por lo tanto, la corriente al ser interrumpida de manera inesperada, genera problemas transitorios como: el voltaje de recuperación transitorio y formación de voltaje de arco, limitando la capacidad de interrupción de un disyuntor o tiristor, provocando pérdida de aislamiento y eventualmente forzando a un reencendido del circuito.

El reto es, encontrar un modelo de breaker y estrategia de control que solucione el problema de llevar la corriente a una región cercana a cero en un tiempo mínimo (milisegundos) para su posterior desconexión, logrando a su vez eliminar el TRV. Además los controladores deben presentar robustez frente a perturbaciones en el sistema, es decir, el sistema debe ser robusto frente a variaciones de corriente durante la falla.

1.2 SMART GRIDS

Denominadas también “redes eléctricas inteligentes”, estas redes integran metodologías para: mejorar el monitoreo, control en la generación y distribución de la energía eléctrica, facilitar el aumento de la eficiencia energética y mejorar su índice de confiabilidad. Las *Smart Grid* también incorporan una serie de servicios y acciones para todos los usuarios conectados a la red (Sevilla & Fernández, 2013)- (Ortega, 2012). Las redes eléctricas inteligentes plantean su base sobre redes eléctricas que están en servicio, coexistiendo a través de modelos de automatización y control, con el fin de ofrecer la optimización de los procesos y toma de decisiones.

Las redes eléctricas inteligentes serán capaces de autoconfigurarse para aislar la zona afectada por fallas en alimentadores, equipos defectuosos o por eventos climáticos en las redes eléctricas. En general el desarrollo de las *Smart Grid* se orienta en: obtener una red auto controlable, auto gestionable, equilibrada de su red eléctrica de distribución (Ortega, 2012) y su conexión eficiente para el aprovechamiento de otras fuentes de energía como: solar, eólica, geotérmica y demás fuentes renovables Figura 2.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN



Figura 2. Diagrama de transición de redes eléctricas convencionales a Smart Grid. (EUROPEAN COMMISSION, 2006)

Respecto a su arquitectura, la red eléctrica como la conocemos se ha subdividido en cuatro etapas: generación, transporte, distribución y consumo (usuario final), donde la energía fluye en un solo sentido, desde el punto de generación hasta el usuario. Sin embargo, fruto de la implantación de las redes eléctricas inteligentes y a causa de la ya importante propagación de las energías renovables, el modelo de red va a verse alterado por: la incorporación de nuevas fuentes, el flujo de energía bidireccional y redes de comunicación.

Las características anteriores de las redes eléctricas inteligentes generan como consecuencias la elaboración de varios trabajos de investigación donde su principal objetivo es potenciar el concepto: “*El proyecto Smart grid surge con el objetivo de mejorar la eficiencia y la fiabilidad de la red eléctrica, adaptándola a las necesidades de la era digital.*” (Martín-Larrauri, 2010), tomando en cuenta que las fuentes renovables se ubicaran generalmente en forma dispersa, favoreciendo la implementación de generación eléctrica distribuida.

1.3 MICRORREDES ELÉCTRICAS

Las microrredes eléctricas (microgrids) son consideradas, en pequeña escala, redes de suministro eléctrico para: pequeñas localidades, universidades, colegios, un

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

área comercial, un lugar industrial, etc. Las microgrids contemplan una red activa distribuida y de diferentes cargas (Sevilla & Fernández, 2013). Los generadores o microfuentes empleados en una microrred son usualmente fuentes de energía renovable no convencional que se integran al sistema de distribución mediante interfaces de electrónica de potencia y sistemas de control que promueven: flexibilidad, protección y calidad de la energía, Figura 3.

Una microrred es adecuada para suministrar energía a zonas alejadas de la red eléctrica nacional, debido al difícil acceso por la topología del sector y condiciones climáticas severas que obstaculizan el poder implementar un ramal desde la red principal. Desde el punto de vista del usuario final las microrredes son beneficiosas para que localmente puedan satisfacer requerimientos de servicio sin perjudicar la fiabilidad y seguridad del suministro eléctrico. Las microrredes también tienen un papel importante para la contribución al medio ambiente, reduciendo la polución y calentamiento global a través de la utilización de tecnologías limpias (sin combustión).

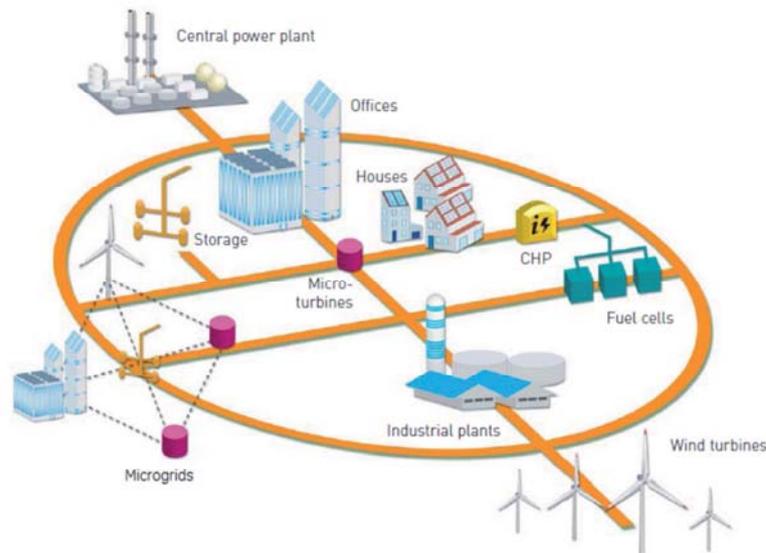


Figura 3 Ubicación de una microrred en una Smart grid (EUROPEAN COMMISSION, 2006)

Para que las microgrids logren una operación estable, fiable y segura, existe una serie de problemáticas que se debe superar, como son: la no continuidad (intermitencia) del clima, la falta de estándares en diseños y construcción, regulaciones para su operación, sistemas de protección y el sincronismo para la

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

interconexión con la red eléctrica. Por consiguiente aún se trabaja en investigación e ingeniería en todas partes del mundo.

1.4 PROBLEMAS TRANSITORIOS DE INTERRUPCIÓN DE CORRIENTE EN CIRCUITOS DC

Cualquier operación de apertura de un circuito energizado, provoca algún tipo de disturbio en la red eléctrica, debido a un cambio repentino en las condiciones normales de operación. Al desconectar un circuito con carga en corriente directa se presentan problemas distintos a los que se presentan en corriente alterna, ya que por ser una señal continua en el tiempo resulta difícil la extinción del arco en los contactos del interruptor. Por esta razón es necesario que la corriente disminuya hasta un valor cercano a cero, y así poder interrumpir el circuito, minimizando así el efecto del TRV.

El fenómeno conocido como TRV es importante para el estudio de aplicación de circuitos de interrupción (R.Alexander & Dufournet, 2011). Los parámetros que afectan el comportamiento del TRV en forma general son:

- Los valores de inductancia y capacitancia en una línea de transmisión.
- Número de líneas de transmisión cercanas entre sí.
- El nivel de corriente de falla en el circuito.

1.4.1 EFECTOS DEL TRV SOBRE EL CIRCUITO BREAKER

El TRV es un fenómeno de corta duración (generalmente en microsegundos) y picos de tensión altos dependiendo de la corriente de falla. La desconexión de circuitos activos genera los siguientes efectos en el sistema de interrupción (R.Alexander & Dufournet, 2011):

Fallas de aislamiento. El TRV causa la pérdida de aislamiento del circuito breaker debido a la desconexión inesperada especialmente en cortocircuito y altos niveles de tensión.

Reencendido del Circuito. Si se interrumpe la corriente de falla en un circuito, se genera un arco entre los contactos, esto hace que el sistema intente recuperar la propiedad de conducción, forzando al reencendido del circuito, provocando aún más daño en el sistema y en el circuito de interrupción.

1.4.2 SIMULACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL TRV EN UN CIRCUITO DC

Tomando en cuenta que las tendencias en la generación de energía eléctrica renovable. Las interconexiones de fuentes modulares renovables de baja tensión están entre los 100V y 200V. Por lo tanto, se modelará un circuito en corriente directa para verificar el efecto del TRV en una interrupción de un circuito en una línea de transmisión.

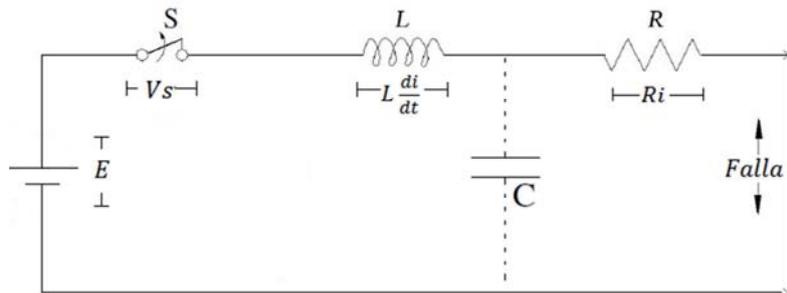


Figura 4. Parámetros RLC de una línea de transmisión

Matemáticamente el circuito de la Figura 4, puede ser expresado como:

$$E = V_s + L \frac{di}{dt} + R_i + V_{falla} \quad (1.4)$$

Siendo V_s el voltaje de arco generado por la desconexión, el mismo que dependerá de la corriente de falla y los valores de parámetros de la línea de transmisión lo que significa que se tiene un fenómeno no lineal. Se asume un escenario de una planta generadora a 100 Vdc a una distancia de 500mts con un conductor 1/0 de cobre, el objetivo será verificar el transitorio generado por la

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

desconexión del circuito.

Cálculo de Parámetros: el valor de resistencia se lo toma de una tabla que establece los parámetros para conductores (Electrocables C.A, 2012) , donde para el conductor 1/0 se tiene:

$$R_{línea} = 0.33\Omega/Km$$

Para 500m se tiene

$$\underline{R_{línea} = 0.17\Omega}$$

Para el valor de la inductancia de las líneas se ha tomado una separación entre conductores de 10cm y radios iguales (conductor 1/0). Calculando la inductancia de la línea se tiene (Hayt & Buck, 2006)[13]:

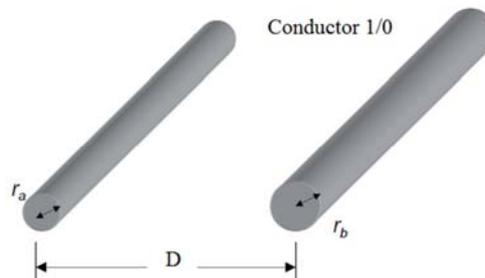


Figura 5. Parámetros de la línea de transmisión

$$L_{ab} = 4 \times 10^{-7} \left[\ln \frac{D}{r} \right] H/m \quad (1.5)$$

$$L_{ab} = 4 \times 10^{-7} \left[\ln \frac{0.1}{0.00412} \right] \times 500 [H] \quad \mathbf{L_{ab} = 0.6mH}$$

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

El valor de la capacitancia se calcula de la siguiente forma:

$$C_{ab} = \left[\frac{0.0278}{\ln \frac{D}{r}} \right] \mu F / Km \quad (1.6)$$

Se toma la misma distancia

$$C_{ab} = \left[\frac{0.0278}{\ln \frac{0.1}{0.00412}} \right] \times 500 [\mu F] \quad C_{ab} = 0.0045 \mu F = 4.5 nF$$

Determinado los valores de los parámetros R, L, C de la línea se tienen el siguiente circuito equivalente para la simulación Figura 6.

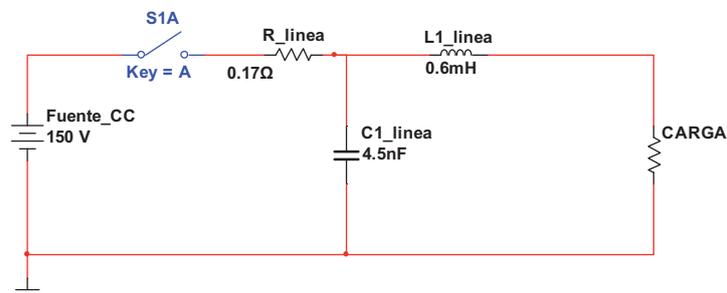


Figura 6. Circuito equivalente con una línea de transmisión de 500mts

Se utiliza tres plataformas de simulación para determinar el comportamiento del transitorio en el momento de la desconexión en los terminales del interruptor o breaker.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Simulación realizada desde la plataforma de Matlab, Figura 7.

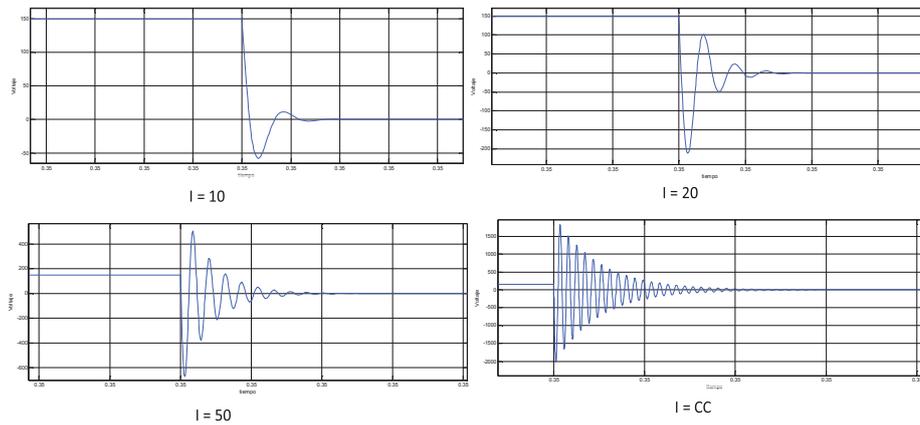


Figura 7 Comportamiento del voltaje de recuperación transitorio (TRV) "MATLAB "

Simulación realizada desde la plataforma de Circuit Maker, Figura 8.

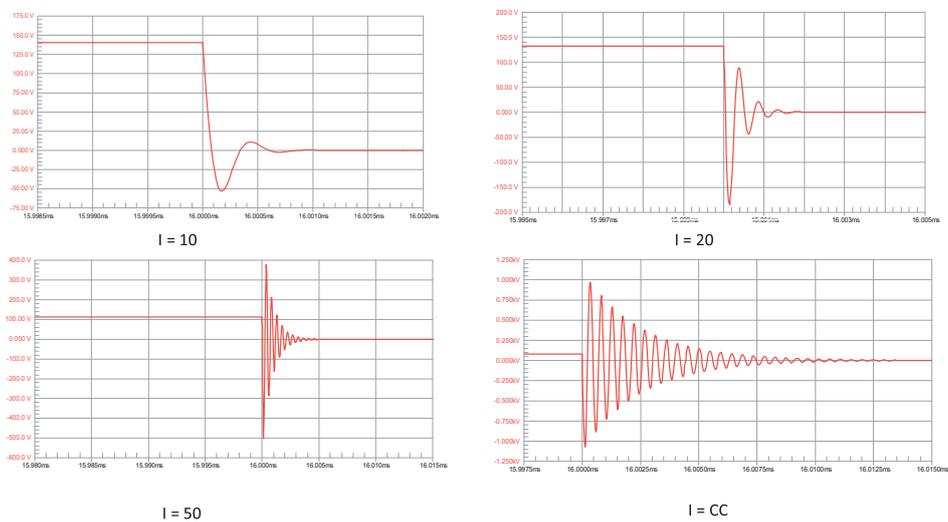


Figura 8. Comportamiento del voltaje de recuperación transitorio (TRV) "CIRCUIT MAKER"

Simulación realizada desde la plataforma de Multisim 12.0, Figura 9.

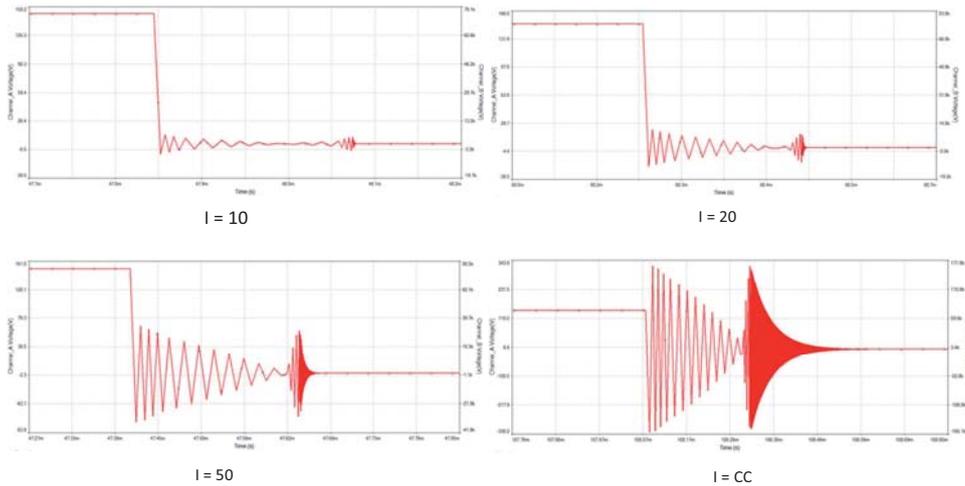


Figura 9. Comportamiento del voltaje de recuperación transitorio (TRV) "MULTISIM"

Evaluando los resultados de la simulación, se puede apreciar que efectivamente el efecto del TRV está ligado directamente con el valor de tensión y corriente a la que se quiere interrumpir, en otras palabras si existe corrientes elevadas por incremento de carga, también se ve incrementado el efecto transitorio. Por tal motivo, es importante plantear estrategias de control que ayuden a minimizar la corriente para una desconexión segura.

1.5 CONTRIBUCIONES ORIGINALES DE LA TESIS

Esta investigación presenta estrategias de control de modo deslizante aplicado a modelos de breakers propuestos en base a la teoría de los convertidores dc-dc para solventar los problemas relacionados con desconexión de circuitos eléctricos dc durante una falla.

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Se han propuesto dos modelos de breakers con algoritmos de retroalimentación que generen una corriente opuesta a la de falla en un instante de tiempo pequeño (milisegundos), mediante una superficie de deslizamiento. Las técnicas de control propuestas y los modelos de breakers dc conforman las principales aportaciones de éste trabajo de investigación.

El controlador se basa en un algoritmo de control indirecto mediante la retroalimentación de una señal de corriente que se ajusta a una señal de seguimiento Z que define la superficie de deslizamiento $S(x)$. A partir de la señal de la corriente de falla el algoritmo establece las condiciones de conmutación que llevan a la corriente a un valor cercano a cero, para inmediatamente abrir los contactos principales.

Los resultados de la simulación para los dos modelos son precisos, según la superficie y tiempo planteados. Adicionalmente se ha evaluado el sistema frente a perturbaciones, demostrando su rápida recuperación sin disminuir el rendimiento del sistema.

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE CONTROL DESLIZANTE

2.1 INTRODUCCIÓN

En la electrónica de potencia, los convertidores son considerados como elementos de gran importancia para el suministro de energía controlada para dispositivos electrónicos. Los convertidores controlan la conversión de energía con alta eficiencia, permitiendo obtener fuentes de alimentación reguladas para circuitos que requieren valores de tensión y corriente con determinadas características, para su correcto funcionamiento. Su operación fundamental se basa en una fuente de tensión constante, una configuración de elementos pasivos (inductor-capacitor) y elementos de conmutación (semiconductores).

En este capítulo se abordará el estudio de los convertidores conmutados, determinando su esquema básico, componentes que lo conforman, tipos, y comportamiento dinámico, que permita obtener modelos matemáticos en espacio de estados, de forma que sea posible el diseño de controladores digitales.

Conjuntamente se presentan fundamentos teóricos referentes al control de modo deslizante, como son: el control equivalente, las condiciones de existencia de régimen deslizante, propiedades de robustez ante perturbaciones y la teoría de la estabilidad por el método directo de Lyapunov. Todos los conceptos de esta teoría se aprovecharán para el control de estructuras basadas en convertidores desarrollados en este trabajo.

2.2 CONVERTIDORES DC-DC

Los convertidores DC-DC son también conocidos como “Choppers” o “Troceadores”. Su funcionamiento se basa en el control de la carga y descarga de energía de elementos pasivos como: inductores y capacitores. Estos elementos almacenan energía en forma de campo magnético y campo eléctrico respectivamente.

La acción de control se aplica a través de elementos de conmutación, concretamente de semiconductores (diodo, scr, mosfet, igbt, gto, etc) para que alcance una referencia específica, según sea el requerimiento (Kazmierkowski, Blaabjerg, & Krishnan, 2002) (RASHID, 2001). La Figura 10 muestra la estructura general de un convertidor DC-DC.

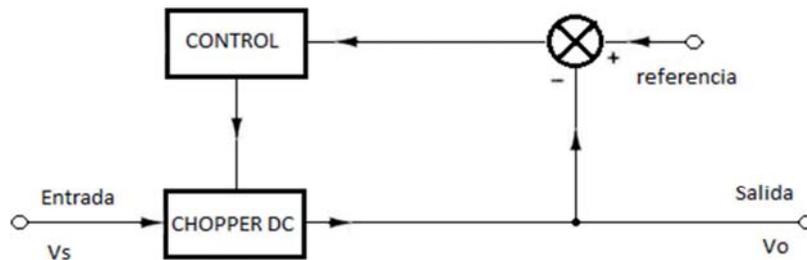


Figura 10. Esquema general de un convertidor DC-DC

En el convertidor conmutado básico que se muestra en la Figura 11(a) la corriente y tensión de salida está controlada por la acción del interruptor S, en otras palabras la salida V_o dependerá esencialmente de la frecuencia de conmutación del interruptor.

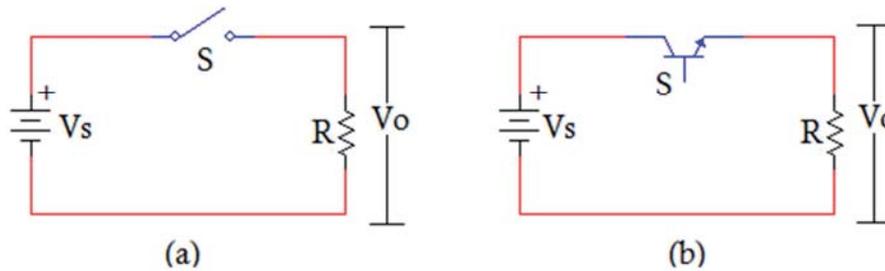


Figura 11. Convertidor conmutado básico: (a) Elemento de interrupción general, (b) Elemento de conmutación con transistor

El interruptor puede ser sustituido por un elemento de conmutación que puede ser controlado, en este caso por un transistor, como se ilustra en la Figura 11(b). Los valores de tensión y corriente de la salida dependerán del ciclo de trabajo del transistor (Kazmierkowski, Blaabjerg, & Krishnan, 2002). Los valores de D y V_o pueden ser

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

determinados por:

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} = t \times f \quad (2.1)$$

$$V_O = DV_S \quad (2.2)$$

Donde T y f representan el periodo y la frecuencia de conmutación respectivamente. El valor del ciclo de trabajo D está definido entre 0 y 1.

Debido a que los convertidores son sistemas conmutados, existe una corriente de rizo (componente alterna) en la salida, que depende de manera inversa de la frecuencia de switcheo f_{sw} y directamente del ciclo de trabajo como se muestra en (2.3), donde L es la inductancia de la carga.

$$I_{o \text{ rizo}} = \frac{|D|(1 - |D|)}{2\sqrt{3}Lf_{sw}} \quad (2.3)$$

2.1.1 CONVERTIDOR REDUCTOR

El convertidor reductor o convertidor buck, reduce la tensión de salida con respecto a la de alimentación principal.

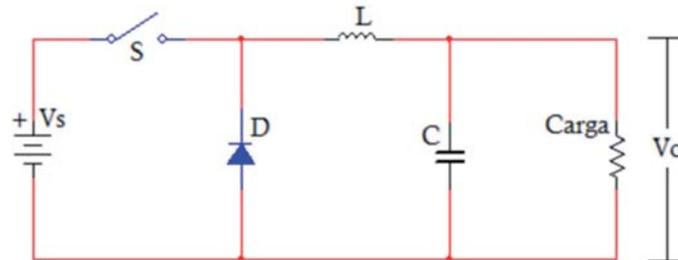


Figura 12 Estructura clásica del convertidor buck

Su esquema de la Figura 12 muestra un filtro pasa bajo formado por el inductor L y el capacitor C , un diodo D proporciona la dirección de la corriente cuando el interruptor está en estado OFF y se polariza inversamente cuando el interruptor está en estado ON (RASHID, 2001). La ecuación que relaciona en ciclo de trabajo de este convertidor es:

$$V_o = D V_s \quad (2.4)$$

La salida máxima que se puede tener es V_s , esto se da cuando $D=1$, lo que significa que el interruptor permanezca cerrado. Para una frecuencia determinada, D será menor a la unidad, definiendo así este como convertidor reductor.

Los parámetros del convertidor (inductor y capacitor) dependen de la frecuencia de operación y del ciclo de trabajo (Hart, 2001). El valor de L para este convertidor está definido por:

$$L \geq \frac{(1-D)DR}{2f} \quad (2.5)$$

Siendo R el valor de la resistencia de carga y f la frecuencia de conmutación. Para el valor mínimo de la capacitancia se toma en cuenta como variable el voltaje de rizado V_r . El valor de C para este convertidor está definido por:

$$C \geq \frac{(1-D)V_o}{8V_r 2Lf^2} \quad \%deseado = \frac{V_r}{V_o} \quad (2.6)$$

2.1.2 CONVERTIDOR ELEVADOR

El convertidor elevador conocido también como convertidor boost, tiene como objetivo mantener la tensión de salida superior a la de la fuente principal. El convertidor boost al tener dos elementos almacenadores de energía, se lo considera como un convertidor de segundo orden (Hart, 2001).

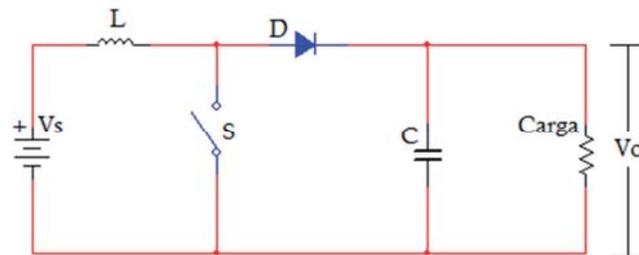


Figura 13. Estructura clásica del convertidor boost

Cuando el interruptor está cerrado (estado ON), el diodo D se polariza en inversa, permitiendo que la energía se acumule en el inductor de manera lineal. Al cambiar de estado el interruptor, la energía de la bobina y de la fuente se suma para suministrar a C y a la carga. Finalmente el interruptor pasa nuevamente al estado ON, polarizando el diodo en inversa, impidiendo que la corriente se devuelva al circuito Figura 13.

La relación entrada salida es:

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.7)$$

Los parámetros del convertidor (inductor y capacitor) están definidos por:

$$L \geq \frac{(1 - D)^2 DR}{2f} \quad (2.8)$$

El valor de C para este convertidor está definido por:

$$C \geq \frac{DV_o}{RVrf} \quad \%deseado = \frac{Vr}{V_o} \quad (2.9)$$

2.2.3 COVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR

Otro convertidor DC-DC básico es el convertidor reductor-elevador (buck-boost), Figura 14. La salida de este convertidor puede ser mayor o menor al valor de tensión de la fuente principal. Cuando el interruptor está en estado ON, el diodo se polariza en inversa almacenando energía de forma lineal en el inductor, por su parte el capacitor se comportará como una fuente que entrega energía hacia la carga. Para el estado OFF el diodo se polariza en directa, en este instante se almacena energía en el capacitor, devolviendo a la carga en el siguiente periodo.

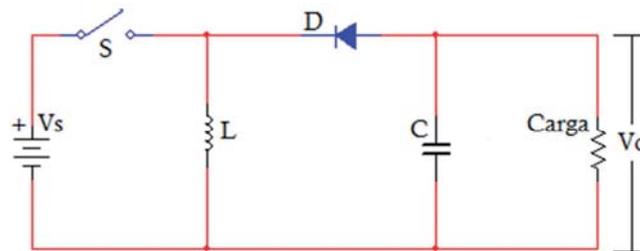


Figura 14. Estructura clásica del convertidor buck-boost

La ecuación que relaciona el ciclo de trabajo de este convertidor es:

$$V_o = -V_s \left[\frac{D}{1-D} \right] \quad (2.10)$$

El valor de L para este convertidor está definido de igual forma que en convertidor reductor, por la ecuación (2.8).

El valor de la capacitancia en la salida es similar a la del convertidor anterior con la diferencia que la polaridad esta invertida, por lo tanto, para el cálculo de C se usa la ecuación (2.9)

2.2.4 CONVERTIDOR SEPIC

El convertidor sepic pertenece al tipo de convertidores reductor-elevador, usado cuando se quiere tener una tensión de salida menor, igual o mayor a la tensión de entrada (Wang, Zhou, C., & Chen, 2007). El convertidor sepic a diferencia de los anteriores, es un convertidor de cuarto orden. Como muestra la Figura 15, el convertidor sepic tiene cuatro elementos almacenadores de energía: dos inductores (L_1 y L_2) y dos capacitores (C_1 y C_2).

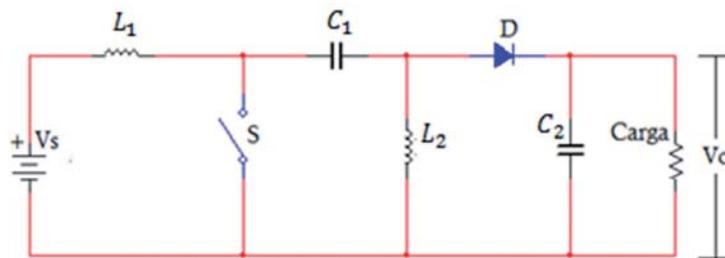


Figura 15. Estructura clásica del convertidor sepic

Cuando el interruptor se cierra, la fuente principal V_s se conecta directamente al inductor L_1 , al mismo tiempo el diodo D se polariza en inversa, consecuencia de esto, la corriente que circula por L_1 crece linealmente, almacenando energía en L_1 . El capacitor C_1 alimenta a L_2 que luego entrega su energía a la carga por medio de C_2 . Para el periodo de apertura del interruptor, la energía que se almacenó en L_1 juntamente con la de la fuente se transfiere a C_1 . Al mismo tiempo la energía de L_2 es entregado a C_2 y a la carga, Figura 15.

La ecuación que relaciona el ciclo de trabajo de este convertidor es:

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

$$V_o = V_s \left[\frac{D}{1-D} \right] \quad (2.11)$$

La salida del convertidor tiene la misma polaridad que la de la fuente principal. La ecuación (2.11) muestra que al igual que en el convertidor buck-boost el umbral que determina su comportamiento es $D=0.5$.

El valor de la inductancia L_1 está dado por (RASHID, 2001):

$$L_1 \geq \frac{(1-D)R}{2Df} \quad (2.12)$$

Para la inductancia L_2

$$L_2 \geq \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.13)$$

El valor para la capacitancia C_1 es:

$$C_1 \geq \frac{DV_o}{V_{r1}Rf} \quad (2.14)$$

Donde V_{r1} es el voltaje de rizo en el capacitor C_1 . El valor mínimo de C_2 puede ser estimado por:

$$C_2 \geq \frac{(1-D)V_o}{8V_{r2}L_2f^2} \quad (2.15)$$

Donde V_{r2} es voltaje de rizo en el capacitor C_2 .

2.2.5 CONVERTIDORES RESONANTES

Los convertidores conmutados, al estar constituidos por elementos de switcheo, la frecuencia de conmutación es un parámetro que determinará el desempeño de los mismos. Por lo que, en ocasiones habrá la necesidad de diseñar convertidores que operen en alta frecuencia (MHz). Si se aumenta la frecuencia de trabajo en los convertidores, entonces ciertos aspectos como: el tamaño, peso y costo de construcción disminuyen, siendo esto sumamente importante para la fabricación de fuentes de alimentación de equipos portátiles.

Sin embargo existen algunas desventajas al incrementar la frecuencia, como son: aumento de las pérdidas por conmutación, por el estrés del interruptor que crece linealmente con la frecuencia de operación, disminución del desempeño debido a la formación de capacitancias parásitas en los elementos semiconductores y el ruido que se genera en el interruptor llamado EMI (Interferencia Electromagnética) (RASHID, 2001).

Para minimizar los inconvenientes es necesario utilizar técnicas resonantes. Esta técnica sugiere añadir un circuito resonante L-C que obligue a la corriente o al voltaje que circula por el semiconductor a oscilar de forma casi senoidal, mejorando significativamente las condiciones de conmutación en los convertidores.

La idea esencial es reemplazar el interruptor de potencia por un interruptor resonante. Con este cambio, los convertidores normales pasan a ser convertidores cuasi-resonantes. En las Figuras 16 y 17, se muestra la estructura de los convertidores, donde se exponen los cambios en los interruptores.

Existen dos técnicas basadas en este principio que mejoran el rendimiento de los semiconductores:

- Conmutación a corriente cero (ZCS).
- Conmutación a voltaje cero (ZVS).

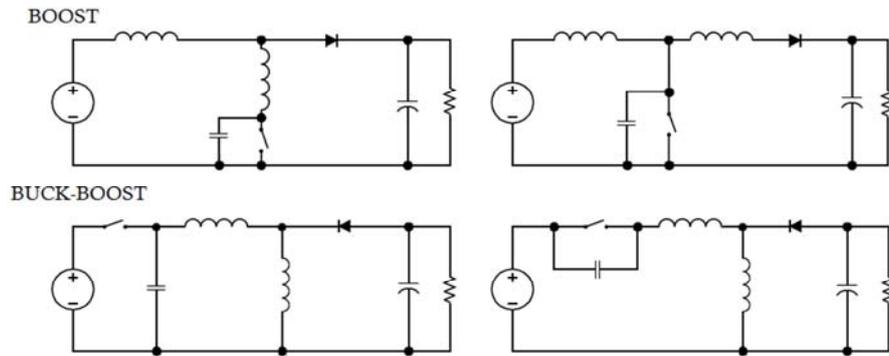


Figura 16. Familia de convertidores cuasi resonantes ZVS (RASHID, 2001)

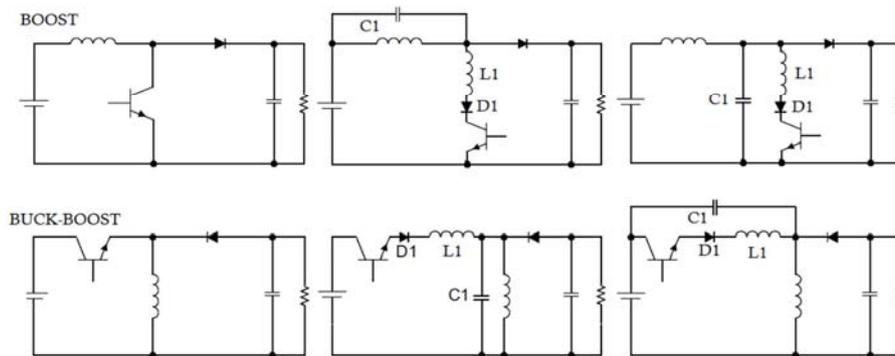


Figura 17. Familia de convertidores cuasi resonantes ZCS (RASHID, 2001)

La frecuencia límite para utilizar estructuras clásicas de convertidores está entre los 200 y 400 KHz, donde las pérdidas por conmutación se consideran relativamente bajas. Por encima de estos valores de frecuencia se recomienda utilizar estructuras resonantes.

2.3 MODELADO MATEMÁTICO DE LOS CONVERTIDORES

Usando la descripción del principio de funcionamiento de los convertidores presentados en el apartado 2.2, se analiza el comportamiento dinámico de los mismos. Para cada posición del interruptor, se puede obtener un modelo matemático, que puede ser expresado en ecuaciones de estado como:

$$\dot{x} = A_1x + B_1 \quad \text{para } t \text{ ON} \quad (2.16)$$

$$\dot{x} = A_2x + B_2 \quad \text{para } t \text{ OFF} \quad (2.17)$$

Donde x es el vector de estados del sistema, que en el caso de los convertidores está limitado por el número de elementos almacenadores de energía (inductor y capacitor). El término A es una matriz constante de $n \times n$, B es una matriz constante de $n \times 1$. Las matrices A y B dependerán de los valores de los elementos involucrados para cada una de las estructuras. Aplicando (2.16) y (2.17) es posible obtener modelos dinámicos de los convertidores para cada estado del interruptor.

2.3.1 MODELO PROMEDIADO EN ESPACIO DE ESTADOS

Los convertidores conmutados son considerados como sistemas de estructura variable (VSS por sus siglas en inglés) (Edwards, Colet, & Fridman, 2006). La dinámica de estos sistemas adopta dos estructuras diferentes, según sea el valor que tenga en la señal de control, en este caso el interruptor de la Figura 18, donde D es el ciclo de trabajo y T el periodo.

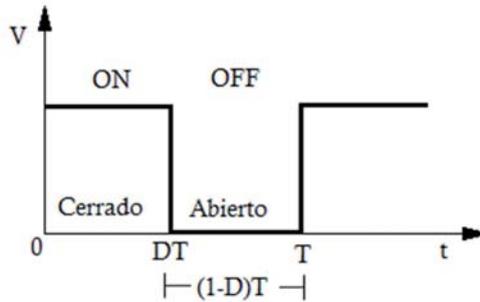


Figura 18. Definición de los intervalos DT y $(1-D)T$ del interruptor

En el modelo promediado en espacio de estados, cada posición del interruptor genera comportamientos diferentes del sistema, por lo tanto:

Para el intervalo DT se tiene:

$$\dot{x} = A_1x + B_1 \quad y_1 = C_1^T x \quad (2.18)$$

En el siguiente intervalo $(1-D)T$, la dinámica está dada por:

$$\dot{x} = A_2x + B_2 \quad y_2 = C_2^T x \quad (2.19)$$

Donde DT denota el intervalo cuando el interruptor se encuentra en el estado ON y $(1-D)T$ es el intervalo para cuando el interruptor pasa al estado OFF.

El objetivo ahora es reemplazar las expresiones en estados de los dos circuitos de las dos fases del ciclo de conmutación T , (2.18) y (2.19), por una sola descripción en espacio de estados que represente de forma aproximada el comportamiento del convertidor a través de todo el período T .

Para conseguir que todo el periodo se contenga en una sola expresión

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

(Middlebrook & Cuk, 1976) (Martinez-Salamero, y otros, 2011) se combinan las dos dinámicas, reemplazando D por la señal de control u , dando como resultado:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= (A_1x + B_1)u + (A_2x + B_2)(1 - u) \\ \dot{x} &= A_1xu + B_1u + A_2x + B_2 - A_2xu - B_2u \\ \dot{x} &= (A_1 - A_2)xu + A_2x + (B_1 - B_2)u + B_2 \\ \dot{x} &= A_2x + B_2 + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)]u\end{aligned}\quad (2.20)$$

Para simplificar la ecuación se toma las siguientes equivalencias:

$$A = A_2; \quad \delta = B_2; \quad B = A_1 - A_2; \quad \gamma = (B_1 - B_2); \quad (2.21)$$

Finalmente se tiene la expresión de la ecuación para obtener el modelo promediado para sistemas conmutados:

$$\dot{x} = Ax + \delta + (Bx + \gamma)u \quad \Rightarrow \quad \dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.22)$$

Los sistemas de estructura variable podrán ser representados por este modelo en donde la estrategia de control en modo deslizante hace que la dinámica del sistema sea atraída hacia una superficie denominada superficie de deslizamiento.

2.3.2 MODELADO DEL CONVERTIDOR BOOST

Para el estado ON y OFF, los circuitos equivalentes del convertidor boost son los que se muestran en la Figura 19. Las variables involucradas: corriente i en la inductancia L y la tensión v en el capacitor C se sustituyen por los estados x_1 y x_2 respectivamente.

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

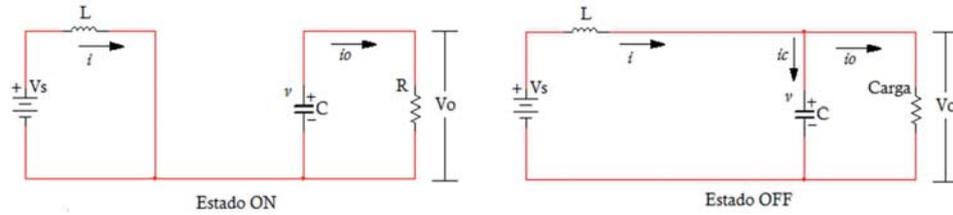


Figura 19. Estados del convertidor boost

Se verifican las siguientes ecuaciones para los estados del sistema (ON-OFF):

Ecuaciones en el intervalo ON	Ecuaciones en el intervalo OFF
$\frac{di}{dt} = \frac{Vs}{L}$ $\frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC}$	$\frac{di}{dt} = -\frac{v}{L} + \frac{Vs}{L}$ $\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v}{RC}$

Aplicando las equivalencias de (2.21) y reemplazando en (2.22), el modelo en espacios de estados promediado es expresado por:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vs}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vs}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \right) u \quad (2.23)$$

El sistema de ecuaciones que representan al modelo promediado del convertidor boost están dadas por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x_2}{L} + \frac{Vs}{L} + \left(\frac{x_2}{L} + \frac{Vs}{L} \right) u \\ \dot{x}_2 &= \frac{x_1}{C} - \frac{x_1}{C} u - \frac{x_2}{RC} \end{aligned} \quad (2.24)$$

2.3.3 MODELADO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

Para el convertidor buck-boost mostrado en la Figura 20, es posible apreciar los circuitos equivalentes para cada instante del periodo de conmutación. Las variables i y v se sustituyen por los estados x_1 y x_2 respectivamente.

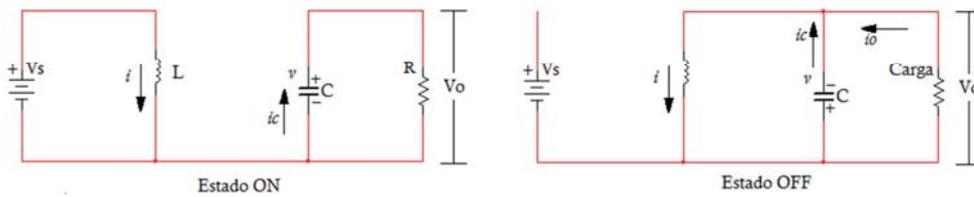


Figura 20. Estados del convertidor buck- boost

Se verifican las siguientes ecuaciones para los estados del sistema (ON-OFF):

Ecuaciones en el intervalo ON	Ecuaciones en el intervalo OFF
$\frac{di}{dt} = \frac{Vs}{L}$ $\frac{dv}{dt} = -\frac{v}{RC}$	$\frac{di}{dt} = \frac{v}{L}$ $\frac{dv}{dt} = -\frac{i}{C} - \frac{v}{RC}$

Aplicando las equivalencias de (2.21) y reemplazando en (2.22), el modelo en espacios de estados promediado es expresado por.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vs}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \right) u \quad (2.25)$$

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

El sistema de ecuaciones que representa el modelo promediado del convertidor buck-boost está dado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{x_2}{L} + \left(-\frac{x_2}{L} + \frac{V_S}{L} \right) u \\ \dot{x}_2 &= -\frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} + \frac{x_1}{C} u \end{aligned} \quad (2.26)$$

2.3.4 MODELADO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Para el convertidor sepic que se muestra en la Figura 21, los esquemas equivalentes para cada estado (ON-OFF) se obtienen de igual forma, desde $t = 0$ hasta completar todo el periodo T del ciclo. Este convertidor cuenta con cuatro elementos almacenadores de energía, lo que supone la existencia de cuatro estados en el sistema $[i_1, i_2, v_1, v_2]$. Al final del desarrollo se reemplazarán por los estados $[x_1, x_2, x_3, x_4]$ respectivamente.

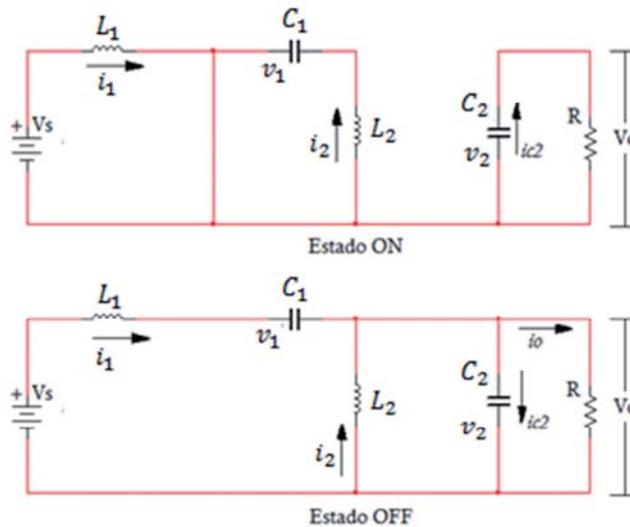


Figura 21. Estados del convertidor sepic

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

Se verifican las siguientes ecuaciones para los estados del sistema (ON-OFF):

Ecuaciones ON	Ecuaciones OFF
$\frac{di_1}{dt} = \frac{Vs}{L_1}$	$\frac{di_1}{dt} = \frac{Vs}{L_1} - \frac{v_1}{L_1} - \frac{v_2}{L_1}$
$\frac{di_2}{dt} = -\frac{v_1}{L_2}$	$\frac{di_2}{dt} = -\frac{v_2}{L_2}$
$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{i_2}{C_1}$	$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{i_1}{C_1}$
$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_2}{RC_2}$	$\frac{dv_2}{dt} = \frac{i_1}{C_2} + \frac{i_1}{C_2} - \frac{v_2}{RC_2}$

Aplicando las equivalencias de (2.21) y reemplazando en (2.22), el modelo en espacios de estados promediado es expresado por:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vs}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) u \quad (2.27)$$

El sistema de ecuaciones que representan al modelo promediado del convertidor sepic están dadas por:

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_3}{L_1} - \frac{x_4}{L_1} + \frac{Vs}{L_1} + \left(\frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} \right) u$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_4}{L_2} + \left(\frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} \right) u$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= \frac{x_1}{C_1} + \left(-\frac{x_1}{C_1} - \frac{x_2}{C_1} \right) u \\ \dot{x}_4 &= \frac{x_1}{C_2} + \frac{x_2}{C_2} + \frac{x_4}{RC_2} + \left(-\frac{x_1}{C_2} - \frac{x_2}{C_2} \right) u \end{aligned} \quad (2.28)$$

2.4 FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

El control en modo deslizante es una estrategia adecuada para el diseño de controladores para sistemas de estructura variable. La señal de control conmuta a determinada frecuencia, cambiando rápidamente su señal de control, para llevar a los estados del sistema hacia a una superficie $S(\mathbf{x})$ escogida, denominada superficie de deslizamiento (Edwards, Colet, & Fridman, 2006). La principal ventaja de este método de control es su robustez ante perturbaciones e incertidumbre de parámetros, eliminando la necesidad de determinar un modelo exacto. Se considera el siguiente sistema:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad y = h(x) \quad (2.29)$$

Donde \mathbf{x} es el vector de estados, \mathbf{u} la señal de control, en este caso una señal discontinua, $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ y $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ son campos vectoriales suaves donde $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ es diferente de cero. Asumiendo que todos los estados de \mathbf{x} son medibles, se puede determinar una superficie $S(\mathbf{x})$ de deslizamiento, hacia donde tienden los estados del sistema.

$$S = \{x \in x : S(x) = 0\} \quad (2.30)$$

Por lo tanto se puede plantear una ley de control, imponiendo que, la variable o señal de control tome uno de entre dos valores posibles, dependiendo de la función de conmutación $S(\mathbf{x})$.

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

La función $S(x)$ se asocia con el error de las variables de estado x , por lo tanto se debe asegurar que el sistema alcance la condición $S(x) = 0$ desde una condición inicial diferente de cero y mantenerlo localmente en la superficie. Matemáticamente esta condición puede ser expresada como:

$$\begin{aligned} \left. \frac{dS}{dt} \right|_{u=u^+} &< 0 && \text{para } S(x) > 0 \\ \left. \frac{dS}{dt} \right|_{u=u^-} &> 0 && \text{para } S(x) < 0 \end{aligned} \quad (2.32)$$

Cuando el sistema se encuentre fuera del entorno de la superficie $S(x)$ el movimiento descrito por (2.32) dirige al sistema hacia la superficie. Si se cumple lo mencionado el sistema se encuentra en modo deslizante sobre la superficie $S(x)$.

2.4.1 CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

La condición necesaria para la existencia del modo deslizante se denomina condición de transversalidad, lo que implica que los campos vectoriales de los subsistemas generados por la acción de control u deben apuntar hacia la superficie de deslizamiento, Figura 22.

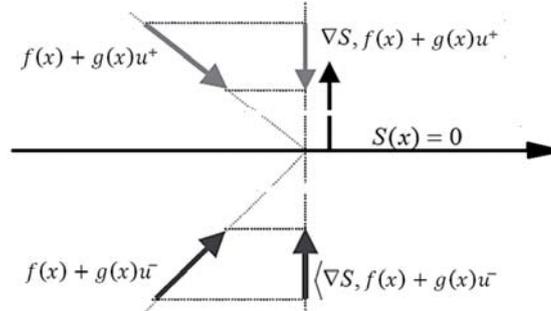


Figura 22. Movimiento vectorial sobre la superficie $S(x)$

En donde ∇S es el gradiente de $S(x)$, por lo que se puede observar que existe un modo deslizante si las proyecciones de $\dot{x} = f(x) + g(x)u^+$ y $\dot{x} = f(x) + g(x)u^-$ apuntan hacia la superficie. Para representarlo de forma matemática, consideraremos un siguiente sistema n-dimensional (2.27), aplicando la primera derivada a la salida, se tiene (Slotine & Li, 1991) (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría, & Llanes-Santiago, 2005).

$$\dot{y} = \frac{dS}{dx} \dot{x} = \frac{dS}{dx} (f(x) + g(x)u) = \frac{dS}{dx} f(x) + u \frac{dS}{dx} g(x) \quad (2.33)$$

Asumiendo que la salida $h(x)$ tiende a la superficie $S(x)$ se tiene

$$\dot{S}(x) = L_f S(x) + u L_g S(x) \quad (2.34)$$

Donde $L_f S(x)$ y $L_g S(x)$ son las derivadas direccionales de $f(x)$ y $g(x)$ respectivamente. Igualando $\dot{S}(x) = 0$ en la ecuación (2.32) se verifica que para que exista modo deslizante se debe cumplir que:

$$L_g S(x) = \frac{dS}{dx} g \neq 0 \quad (2.35)$$

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

Para un sistema de n estados la condición de transversalidad se expresa por:

$$L_g S(x) = \frac{dS}{dx} g_1(x) + \frac{dS}{dx} g_2(x) + \dots + \frac{dS}{dx} g_n(x) \neq 0 \quad (2.36)$$

A esta condición se la llama, “**condición de transversalidad del campo $g(x)$ con respecto a $S(x)$** ” (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría, & Llanes-Santiago, 2005).

2.4.2 CONTROL EQUIVALENTE

Debido a que en el sistema de estructura variable la señal de control u es discontinua, se considera representar una ley de control suave u_{eq} (control equivalente), que se puede obtener de la condición $\dot{S}(x) = 0$ de (2.34), donde se despeja la variable u , así el control equivalente queda representado por:

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f S(x)}{L_g S(x)} = \frac{\langle \nabla S, f(x) \rangle}{\langle \nabla S, g(x) \rangle} \quad (2.37)$$

El control equivalente, por lo tanto, puede ser definido como una ley de control suave, ya que su acción logra mantener los estados x del sistema en la superficie S de manera local.

Si se reemplaza (2.37) en (2.29) se tiene:

$$\dot{x} = f(x) - g(x) \frac{L_f S(x)}{L_g S(x)} \quad (2.38)$$

En la ecuación (2.38), se puede tomar $f(x)$ como factor común, por lo tanto la ecuación anterior se puede ser representada como:

$$\dot{x} = \left[I - \frac{1}{L_g S} g(x) \frac{dS}{dx} \right] f(x) = M_1(x) f(x) \quad (2.39)$$

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

Dos importantes propiedades de la matriz M_1 son (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría, & Llanes-Santiago, 2005):

$$1. M_1(x)g(x) = 0 \qquad 2. M_1^2(x) = M_1(x) \qquad (2.40)$$

Donde se verifica que $M_1(x)$ deja invariante todo lo que está en su rango.

2.4.3 ROBUSTEZ ANTE PERTURBACIONES

La robustez frente a perturbaciones en el sistema es una de las características principales del control deslizante. Para analizar tal rechazo en la dinámica del sistema se considera el siguiente sistema:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + \xi(x) \qquad (2.41)$$

El término de perturbación $\xi(x)$ hace referencia a una función desconocida. Este sistema verificará la existencia de un régimen deslizante, encontrando la expresión del control equivalente (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría, & Llanes-Santiago, 2005). Evidentemente el control equivalente está en función de la señal de perturbación quedando la expresión:

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f S(x) + L_\xi S(x)}{L_g S} \qquad (2.42)$$

Si se reemplaza en (2.27) y se aplica (2.37) se tiene:

$$\left[I - \frac{1}{L_g S} g(x) \frac{dS}{dx} \right] \xi(x) = 0 \qquad (2.43)$$

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

Por lo que se verifica que la dinámica de deslizamiento es independiente del vector de perturbaciones $\xi(x)$.

2.4.1 CRITERIO DE ESTABILIDAD DE LYAPUNOV

La idea básica del método directo de Lyapunov, es que la energía total de un sistema, en el caso de sistemas eléctricos, se disipa continuamente, por lo que con el tiempo el sistema debe establecerse en un punto de equilibrio (Slotine & Li, 1991). Entonces la estabilidad de un sistema se puede determinar mediante el análisis de la variación de una sola función escalar $V(x)$. Se considera un sistema:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = F1(x_1, x_2) \\ \frac{dx_2}{dt} = F2(x_1, x_2) \end{cases} \quad (2.44)$$

Definición 1 Se dice que $V(x)$ es una función Lyapunov para un sistema (2.44)

- Si $V(x)$ es continua con primeras derivadas parciales continuas en una región que contienen al origen.
- Si $V(x)$ es definida positiva
- Si existe $\dot{V}(x) \leq 0$ significa que el sistema es estable (Función Lyapunov)
- Si existe $\dot{V}(x) < 0$ significa que el sistema es asintóticamente estable (Función estricta Lyapunov).

Para la función candidata $V(x)$ de Lyapunov, se considera la ecuación (2.45) (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría, & Llanes-Santiago, 2005), que será siempre positiva ya que la superficie de deslizamiento $S(x)$ está elevada al cuadrado.

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^2 \geq 0 \quad (2.45)$$

CAPÍTULO II: CONVERTIDORES Y FUNDAMENTOS TEORICOS DE CONTROL DESLIZANTE

Aplicando la definición 1 se puede expresar la condición de estabilidad como:

$$\frac{d}{dt}V(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt}(S(x)^2) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.46)$$

Usando la relación (2.34) se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} S(x)\dot{S}(x) &= S(x)[L_f S(x) + uL_g S(x)] \\ S(x)\dot{S}(x) &= S(x)[L_g S(x)(u - ueq)] < 0 \end{aligned} \quad (2.47)$$

Se debe tomar en cuenta los únicos valores para u , de acuerdo con el signo de la superficie $S(x)$

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (2.48)$$

Por lo tanto si la ecuación (2.45) se cumple, se garantizará la estabilidad del sistema según el método directo de Lyapunov descrito en este capítulo.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se considera la teoría de convertidores conmutados conjuntamente con los conceptos de control en modo deslizante para establecer modelos de breakers en corriente continua basados en un sistema de estructura variable. Para el diseño del breaker se plantean dos modelos: el primero basado en una estructura de convertidor de segundo orden (boost) y el segundo modelo en una estructura de cuarto orden (sepic). En cada modelo se evaluará: su modelación matemática, condiciones de existencia del modo deslizante, estabilidad, y simulaciones para determinar su desempeño bajo determinadas condiciones. Utilizando éstos modelos, se propone una estrategia de control deslizante indirecto, es decir que se puede controlar indirectamente la tensión de salida a través de las corrientes del circuito. El control directo en la tensión de salida provoca inestabilidad en el sistema (Orozco & Grasa, 2006). Por lo tanto en la Figura 23 se plantea el siguiente un diagrama de bloques del sistema que se aplicará a los dos modelos.

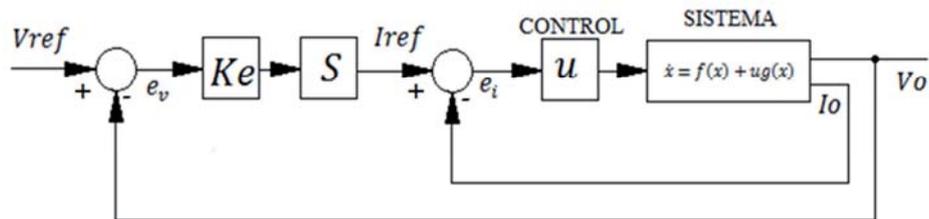


Figura 23. Arquitectura general del sistema de control del breaker DC

En la Figura 23 se presenta el control de corriente del sistema breaker que se ajusta a una corriente de referencia I_{ref} definida por una superficie de deslizamiento S , que a su vez depende de la tensión V_{ref} . Por otra parte, la salida V_o también se realimenta al sistema de control con el fin de ajustar la superficie S , de tal manera que garantice el valor deseado en V_o mediante la acción de control u .

3.2 DISEÑO DE UN BREAKER BASADO EN LA ESTRUCTURA BOOST

El primer diseño requiere la topología del convertidor elevador de segundo orden (boost). Como se muestra en la Figura 24 el objetivo es alcanzar una tensión de salida V_o mayor que la de la fuente principal, mediante el control en modo deslizante, a fin de disminuir la corriente de carga desde la fuente hasta el nodo con el convertidor para en lo posterior abrir los contactos del interruptor principal.

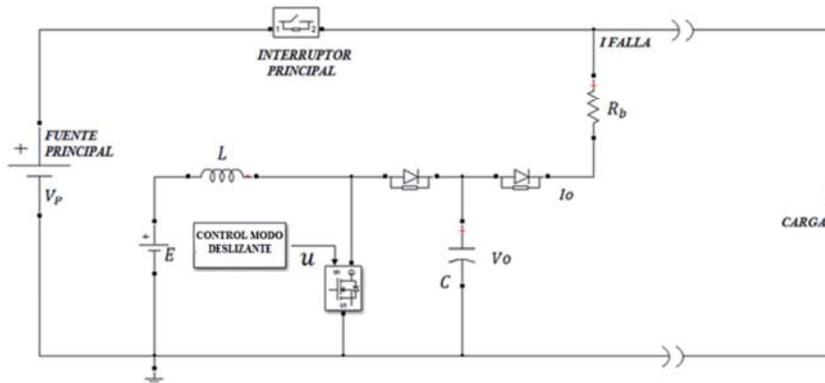


Figura 24. Breaker DC basado en la estructura boost

3.2.1 MODELACIÓN MATEMÁTICA

La estructura del breaker basado en el convertidor boost dependerá del valor de la variable de control u (0 ó 1) por lo que el modelo matemático del sistema se analiza para las dos condiciones:

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para el estado ON $u = 1$

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

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = -\frac{(Vo - Vp)}{CR_b}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{Vp - Vo}{CR_b} \quad (3.2)$$

Para el estado OFF $u = 0$

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

$$\frac{di}{dt} = \frac{E - Vo}{L} \quad (3.3)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{(v - Vp)}{R_b}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} + \frac{Vp}{CR_b} - \frac{Vo}{CR_b} \quad (3.4)$$

Se reemplaza la corriente i y la tensión Vo por los estados x_1 y x_2 respectivamente, las ecuaciones del sistema son:

Para el estado ON $u=1$

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L} \quad (3.5)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{Vp - x_2}{CR_b} \quad (3.6)$$

Para el estado OFF $u=0$

$$\dot{x}_1 = \frac{E - x_2}{L} \quad (3.7)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} + \frac{Vp}{CR_b} - \frac{x_2}{CR_b} \quad (3.8)$$

Representando en espacio de estados se tiene:

Para $u=1$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_b} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ \frac{Vp}{CR_b} \end{bmatrix}$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para $u=0$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_b} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ \frac{V_P}{CR_b} \end{bmatrix}$$

Aplicando en modelo promediado descrito en (2.21) y (2.22) se tiene:

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} + u \frac{x_2}{L} \quad (3.9)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{CR_b} + \frac{V_P}{CR_b} - u \frac{x_1}{C} \quad (3.10)$$

Las ecuaciones (3.9) y (3.10) describen el comportamiento del breaker de segundo orden.

3.2.2 SUPERFICIE DE DESLIZAMIENTO Y CONTROL EQUIVALENTE

La superficie de deslizamiento será aplicada al estado x_1 . Para que alcance una trayectoria Z deseada, la superficie se plantea como:

$$S(x) = x_1 - Z \quad (3.11)$$

Derivando la superficie (3.11) se obtiene:

$$\dot{S}(x) = \dot{x}_1 - \dot{Z} \quad (3.12)$$

Tomando en cuenta la condición $\dot{S}(x) = 0$, se reemplaza la ecuación (3.9) en (3.12) por lo que la expresión queda:

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$0 = -\frac{x_2}{L} + \frac{E}{x_2} + ueq \frac{x_2}{L} - \dot{Z}$$

Despejado el control equivalente **ueq** se tiene:

$$ueq = 1 - \frac{E}{x_2} + \frac{\dot{Z}L}{x_2} \quad (3.13)$$

3.2.3 CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

La condición de transversalidad $L_g S(x) \neq 0$ descrita en la sección 2.4.1, es la condición necesaria para la existencia de un modo deslizante. Aplicando esta condición se tiene:

$$L_g S(x) = \frac{dS}{dx_1} g_1(x) + \frac{dS}{dx_2} g_2(x) \quad (3.14)$$

Donde los campos vectoriales $g_1(x)$ y $g_2(x)$ son los términos que contienen la variable de control **u** del sistema modelado en (3.9) y (3.10). Utilizando la expresión (2.36) se tiene:

$$\begin{aligned} L_g S(x) &= \frac{d(x_1 - Z)}{dx_1} g_1(x) + \frac{d(x_1 - Z)}{dx_2} g_2(x) \\ L_g S(x) &= (1 - \dot{Z}) \frac{x_2}{L} + (-\dot{Z}) \left(-\frac{x_1}{C} \right) \\ L_g S(x) &= (1 - \dot{Z}) \frac{x_2}{L} + \dot{Z} \frac{x_1}{C} \neq 0 \end{aligned} \quad (3.15)$$

En la ecuación (3.15) si Z es variable en el tiempo, claramente la ecuación cumple la condición de transversalidad. De manera similar si Z es una función

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

constante entonces la ecuación se reduce a $L_g S(x) = \frac{x_2}{L}$, por lo tanto también cumple la condición, ya que se sabe que $x_2 \geq E$ por la relación (2.4).

3.2.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para el análisis de estabilidad de Lyapunov se utiliza la expresión (2.47), que puede ser reescrita como:

$$S(x)L_g S(x)u < S(x)L_g S(x)ueq \quad (3.16)$$

Si se reemplaza todos los valores se tiene:

Para $u=0$ entonces $S(x) > 0$.

$$0 < \frac{S(x)(Cx_2 - C\dot{Z}x_2 + L\dot{Z}x_1)(x_2 - E + L\dot{Z})}{CLx_2}$$
$$0 < S(x)(Cx_2 - C\dot{Z}x_2 + L\dot{Z}x_1)(x_2 - E + L\dot{Z}) \quad (3.17)$$

Para $u=1$ entonces $S(x) < 0$.

$$-S(x)\left(\left(1 - \dot{Z}\right)\frac{x_2}{L} + \dot{Z}\frac{x_1}{C}\right) < \frac{-S(x)(Cx_2 - C\dot{Z}x_2 + L\dot{Z}x_1)(x_2 - E + L\dot{Z})}{CLx_2}$$
$$S(x)\left(\left(1 - \dot{Z}\right)\frac{x_2}{L} + \dot{Z}\frac{x_1}{C}\right) > \frac{S(x)(Cx_2 - C\dot{Z}x_2 + L\dot{Z}x_1)(x_2 - E + L\dot{Z})}{CLx_2} \quad (3.18)$$

Tomando en cuenta que en el diseño del circuito $x_2 \geq E$ por las condiciones del convertidor boost, la ecuación de (3.17) cumple la condición de transversalidad.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Por otra parte (3.18) es más complejo para en análisis, los dos términos son negativos, por lo que, otra alternativa es analizar los denominadores, por lo tanto el término de la derecha es x_2 veces más pequeño que el de la izquierda, esto implica que también cumple la condición de transversalidad.

Si se considera a Z como una constante, las condiciones de estabilidad son:

Para $u=0$ $S(x) > 0$.

$$0 < \frac{S(x) (x_2 - E)}{L}$$
$$0 < S(x) (x_2 - E) \quad (3.19)$$

Para $u=1$ $S(x) < 0$.

$$-S(x) \left(\frac{x_2}{L} \right) < -\frac{S(x) (x_2 - E)}{L}$$
$$S(x)x_2 > S(x) (x_2 - E) \quad (3.20)$$

Las ecuaciones (3.19) y (3.20) verifican la estabilidad del sistema

3.2.5 PUNTO DE EQUILIBRIO

Si la función de deslizamiento Z es una constante, el control equivalente queda expresado como:

$$ueq = 1 - \frac{E}{x_2} \quad (3.21)$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Reemplazando en (3.10) e igualando a cero se tiene:

$$\frac{x_{1e}}{C} - \frac{x_{2e}}{CR_b} + \frac{V_P}{CR_b} - \left(1 - \frac{E}{x_2}\right) \frac{x_{1e}}{C} = 0$$

$$x_{1e} - \frac{x_{2e}}{R_b} + \frac{V_P}{R_b} - x_{1e} + \frac{Ex_{1e}}{x_{2e}} = 0$$

$$x_{2e}^2 - x_{2e}V_P + R_bEx_{1e} = 0$$

Donde x_{1e} y x_{2e} representa los estados en el punto de equilibrio. Si $x_{1e} = K$ los estados en el punto de equilibrio del sistema son:

$$x_{1e} = \frac{x_{2e}^2 - x_{2e}V_P}{ER_b} \quad (3.22)$$

$$x_{2e} = \frac{V_P}{2} + \frac{\sqrt{V_P^2 + 4EK R_b}}{2} \quad (3.23)$$

Se puede observar que la relación entre los estados x_{1e} y x_{2e} es cuadrática.

3.2.6 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA FRENTE A DIFERENTES REFERENCIAS

Se establecerá condiciones de seguimiento del sistema a una señal establecida a fin de validar los resultados con los cálculos obtenidos.

Se considera la siguiente función de seguimiento de la tensión de salida en función del tiempo.

$$x_{2d} = 106 + 4\sin(500t)$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Aplicando la ecuación (3.22) se establecer la superficie equivalente x_{1d} para el control indirecto.

$$x_{1d} = \frac{x_{2d}^2 - x_{2d}V_P}{ER_b}$$

$$x_{1d} = \frac{(106 + 4\sin(500t))^2 - (106 + 4\sin(500t))V_P}{ER_b}$$

$$S(x) = x_1 - x_{1d}$$

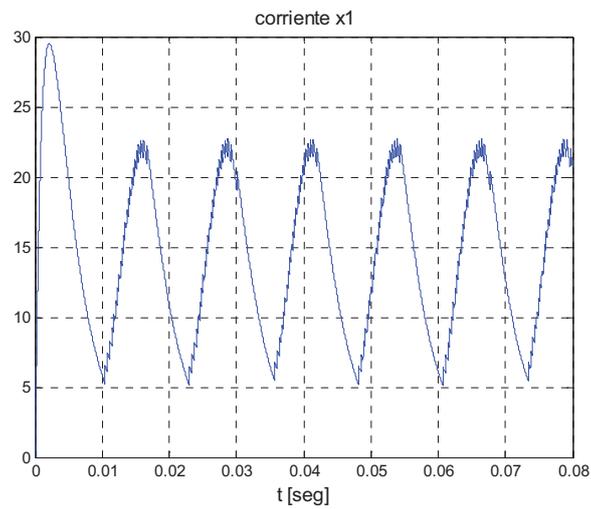


Figura 25. Respuesta del estado x_1 frente a la referencia

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

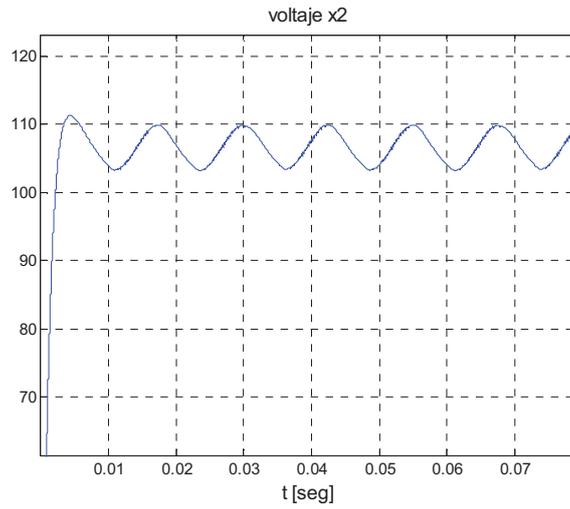


Figura 26. Salida del sistema x_2

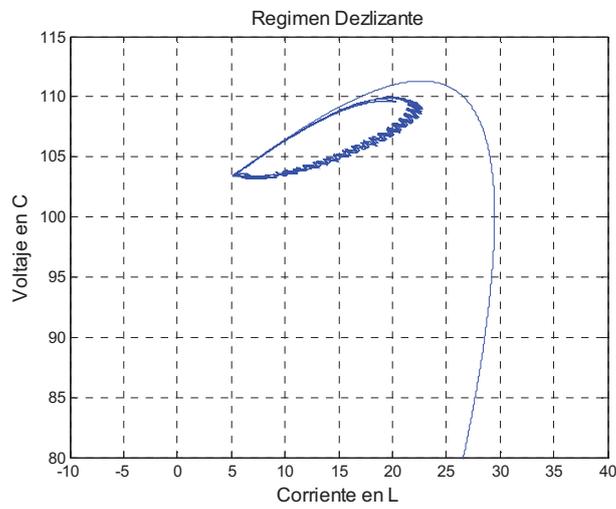


Figura 27. Plano de estados x_2 vs x_1

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

La Figura 26 muestra que el comportamiento de la salida se ajusta a la referencia de la superficie S.

Para la segunda prueba de validación se considera ahora a la superficie como un valor constante por lo tanto.

$$x_{2d} = 115[V]$$

Aplicando la ecuación (3.22), $E = 100[V]$, $V_p = 100[V]$ y $R_b = 0.5[\Omega]$ se tiene:

$$x_{1d} = \frac{x_{2d}^2 - x_{2d}V_p}{ER_b}$$

$$x_{1d} = \frac{115^2 - 115 \times 100}{100 \times 0.5}$$

$$x_{1d} = 34.5 [A]$$

$$S(x) = x_1 - 34.5$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

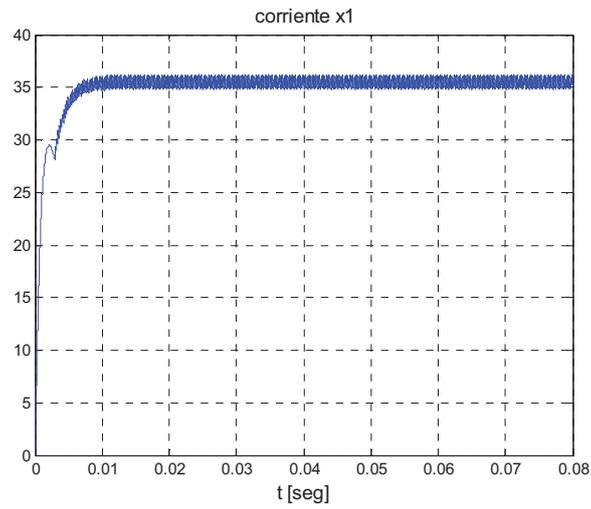


Figura 28. Respuesta del estado x_1 frente a la referencia 34.5 [V]

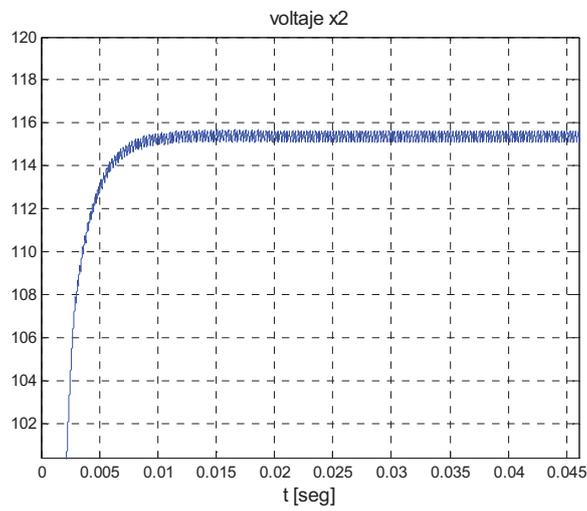


Figura 29. Salida del sistema x_2 Referencia 115v

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

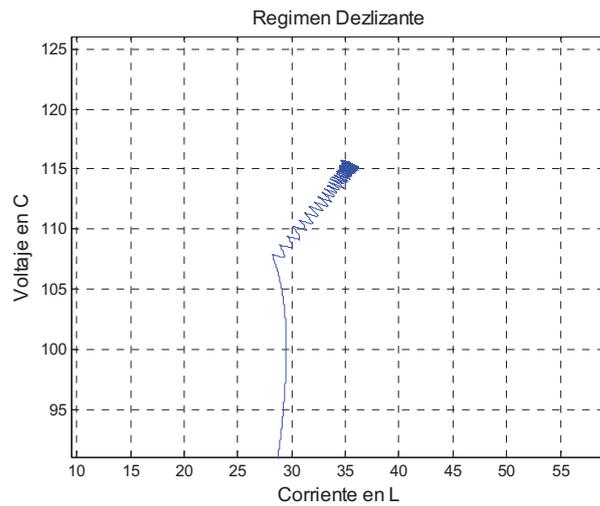


Figura 30. Plano de estados x_2 vs x_1

Las Figuras 25 a 30 muestran la dinámica de las variables de estado y el comportamiento en el plano de estados del sistema. Se puede observar el comportamiento en régimen deslizante de los estados para las superficies propuestas, alcanzando el estado estacionario en aproximadamente **6[ms]**, lo que corrobora con los cálculos obtenidos en secciones anteriores

3.2.7 SUMULACIÓN DEL BREAKER BOOST ANTE DIFERENTES VALORES DE CORRIENTE DE FALLA

Utilizando la herramienta Simulink de Matlab (mathworks, 2014) se diseña el circuito electrónico del sistema breaker boost. Como se muestra la Figura 31 se propone una superficie en la variable x_2 , a fin de disminuir la corriente de falla y desconectar el circuito. El GTO 1 es el interruptor principal del sistema que va a desconectar el circuito cuando la corriente haya alcanzado un valor cercano a cero.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

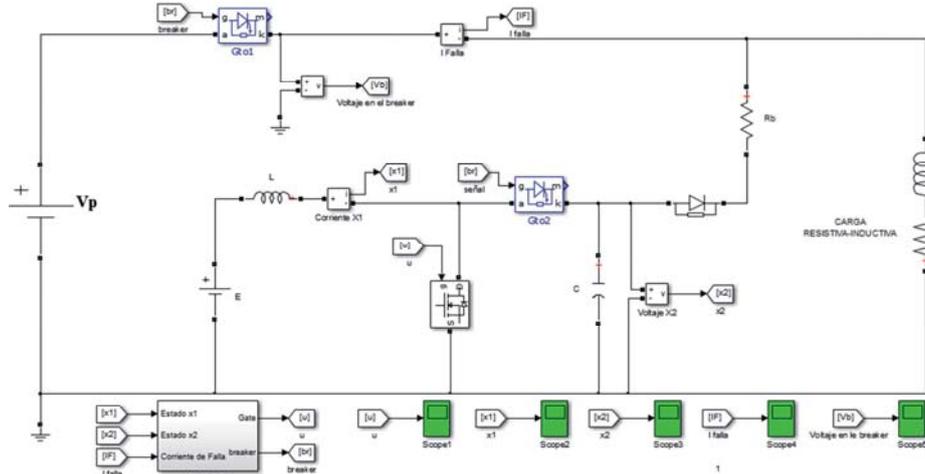


Figura 31. Diseño del breaker boost usando Simulink de Matlab

Utilizando las ecuaciones (2.8) y (2.9) y considerando la variación de la frecuencia y ciclo de trabajo $D=0.34$, f mínima=10KHz y valor de rizado del 2% se tiene: $L \geq 0.0018H$ y $C \geq 0.00073F$ por lo tanto se establece los siguientes parámetros: $L=2.6$ [mH], $C=1$ [mF], $R_b=0.5$ [Ω], $E=100$ [V], $V_p = 100$ [V]. El valor de corriente generado por el convertidor como se muestra en la Figura 23 dependerá de:

$$I_o = \frac{x_2 - V_p}{R_b} \quad (3.24)$$

Por lo tanto I_o debe alcanzar un valor igual a la corriente de falla I_f para en lo posterior abrir los contactos. El valor mínimo de x_2 según (2.7) es igual a E y por consiguiente también igual a V_p . Reemplazando los valores la corriente se salida del convertidor:

$$I_o = \frac{x_2 - 100}{0.5} \quad (3.25)$$

Despejando x_2 :

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$x_2 = 100 + 0.5 I_o \quad (3.26)$$

La ecuación (3.26) muestra la relación entre la corriente de falla y la salida del convertidor. Para establecer una función rampa que alcance la corriente de falla en un tiempo de **25ms** se considera la siguiente superficie en función del tiempo x_{2d} :

$$x_{2d} = 100 + 20 I_f t \quad (3.27)$$

Aplicando (3.22) para obtener la superficie para el control indirecto se tiene:

$$x_{1d} = \frac{(100 + 20 I_f t)^2 - (100 + 20 I_f t)100}{50}$$
$$S = x_1 - x_{1d}$$

La Figura 31 se muestra la superficie propuesta por (3.27)



Figura 32. Superficie propuesta en la salida x_{2d}

Una vez definido los de parámetros de simulación del sistema y la superficie de deslizamiento se obtienen los siguientes resultados:

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para un valor de corriente de falla $I_f = 10[A]$

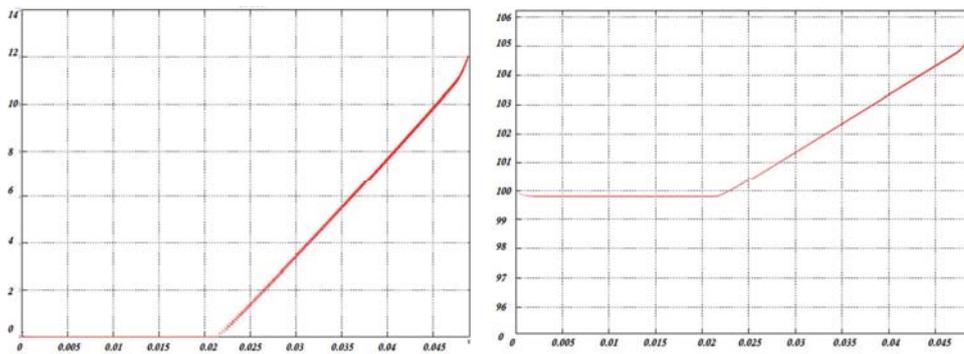


Figura 33. Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

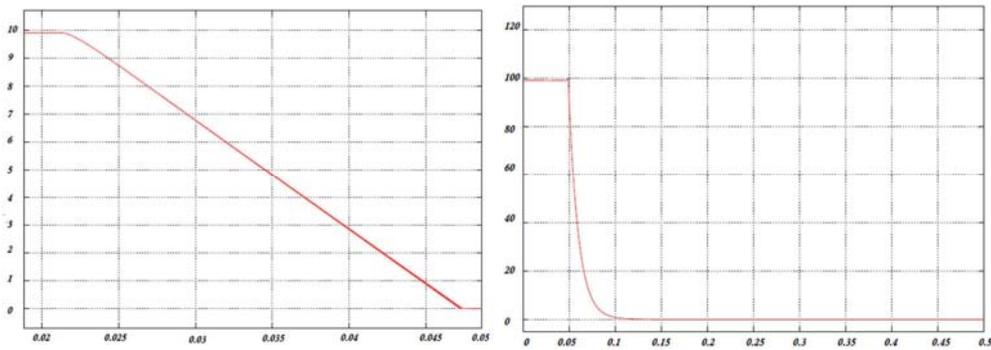


Figura 34. Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (GTO1)

Al momento de la desconexión. 10[A]

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para un valor de corriente de falla $I_f = 20[A]$

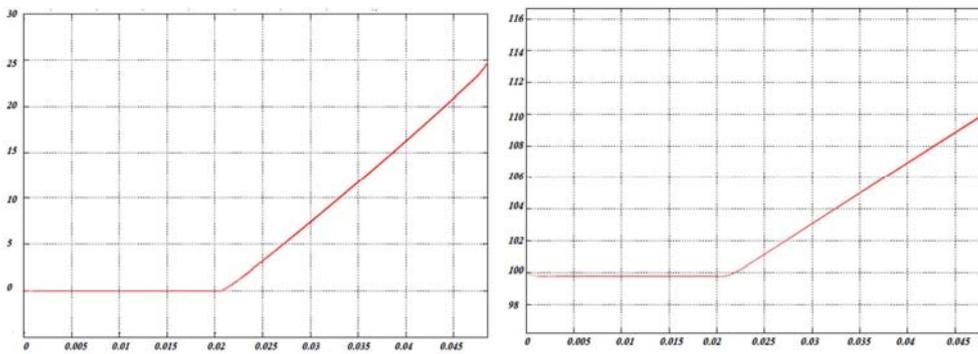


Figura 36. Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

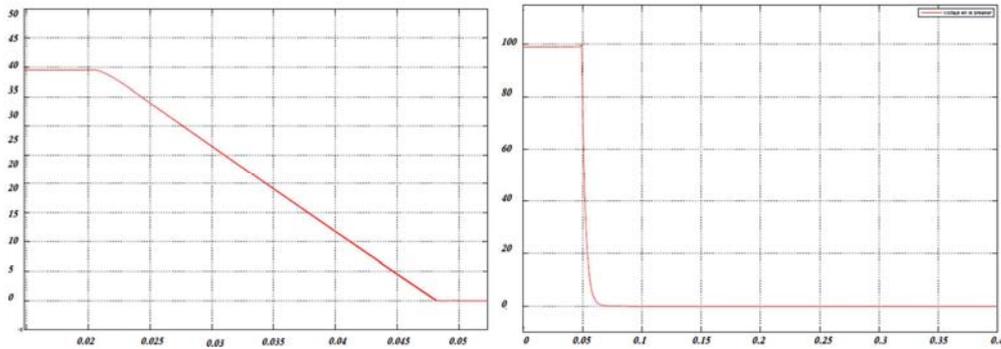


Figura 35. Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (GTO1)

Al momento de la desconexión 20[A]

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para un valor de corriente de falla $I_f = 40[A]$

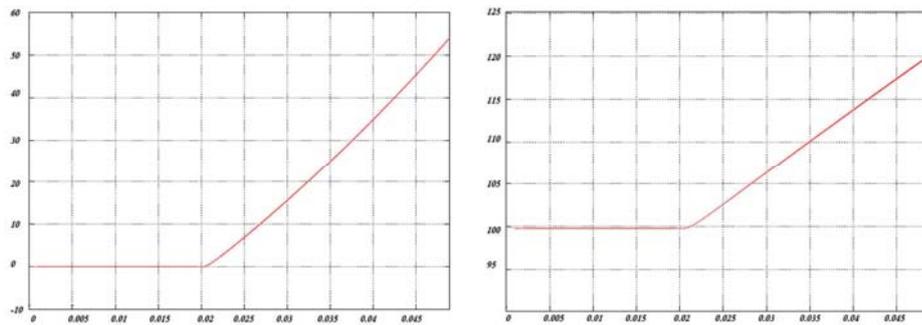


Figura 37. Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

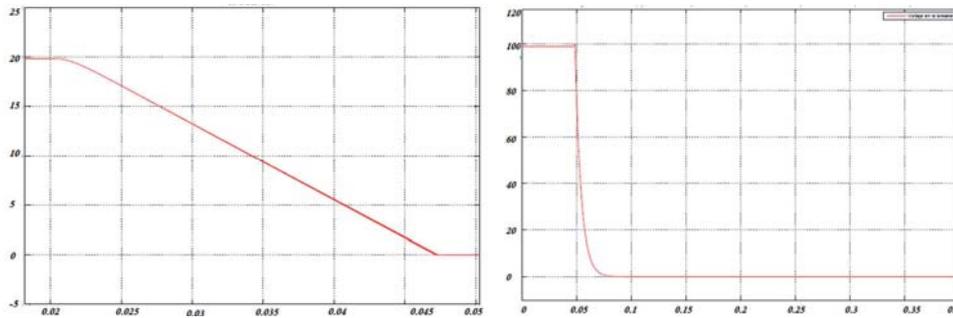


Figura 38 Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (Gto1) al momento de la desconexión 40[A]

3.2.7.1 RESPUESTA DEL SISTEMA FRENTE A PERTURBACIONES

Una de las características exigibles del sistema es la robustez frente a perturbaciones externas. En la Figura 39 se muestra el diagrama interno del control de modo deslizante, en donde se verifica que entre el paso de transformación de la superficie deseada x_{2d} a x_{1d} se introduce una perturbación al estado x_2 de amplitud 3[V] y una duración de 2.5ms.

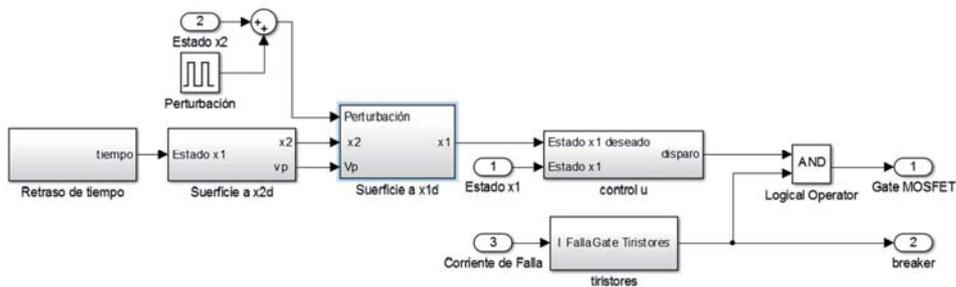


Figura 39. Diagrama interno de la Superficie del sistema que incluye una perturbación a x_2

La simulación se realiza para una corriente de falla de $I_f = 20[A]$. La respuesta de los estados y la corriente de falla es la siguiente:

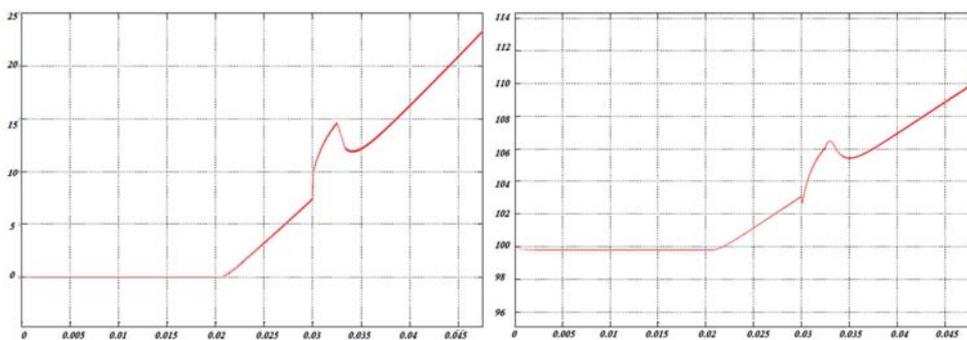


Figura 40. Respuesta del estado x_1 y x_2 frente a la perturbación

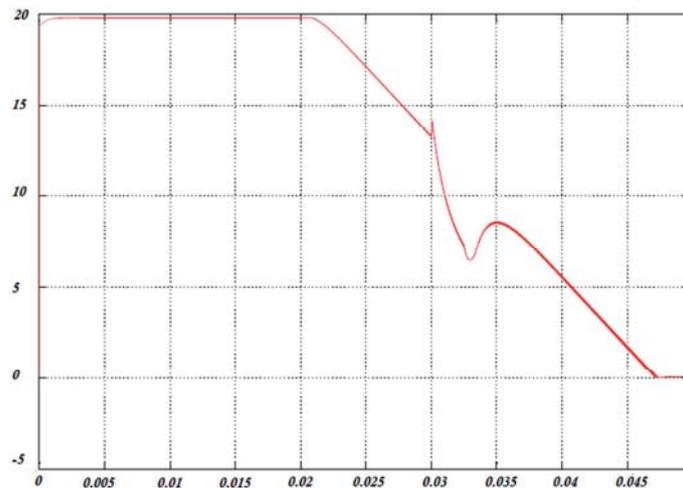


Figura 41. Respuesta de la corriente de falla frente a la perturbación

La Figura 41 muestra el comportamiento de la corriente de falla frente a la perturbación mientras se mueve a lo largo de la superficie propuesta. El tiempo planteado de 25ms para llevar la corriente a cero se mantiene incluso en la perturbación.

3.3 DISEÑO DE UN BREAKER BASADO EN LA ESTRUCTURA SEPIC

Para el segundo diseño se propone una estructura de cuarto orden (convertidor sepic). Como se muestra en la Figura 42 el sistema consta de un inductor y capacitor adicional lo que significa que aumenta la complejidad el sistema al existir dos estados adicionales. De manera similar que en el diseño del breaker boost el objetivo es alcanzar en la salida del breaker sepic un valor de tensión que anule la corriente de falla antes de la desconexión.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

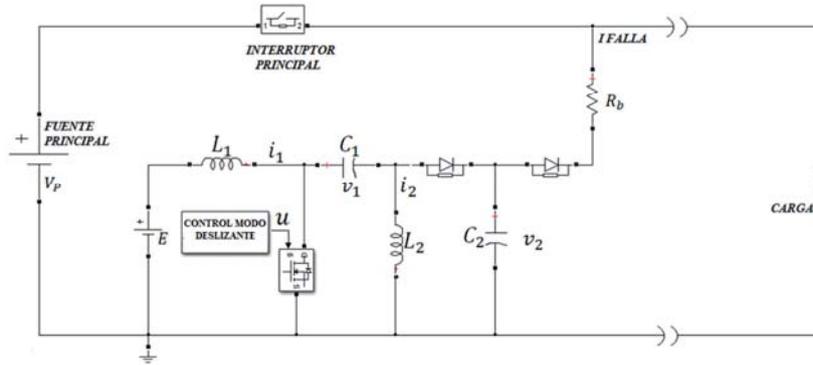


Figura 42. Breaker DC basado en la estructura sepic

3.3.1 MODELACIÓN MATEMÁTICA

Para establecer un modelo que describa el comportamiento del sistema se evalúa su equivalencia para cada uno de los estados posibles en su estructura.

Para el estado ON $u=1$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = E$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{E}{L_1} \quad (3.28)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = v_1$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_1}{L_2} \quad (3.29)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = -i_2$$

Para el estado OFF $u=0$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = E - v_1 - v_2$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{E}{L_1} - \frac{v_1}{L_1} - \frac{v_2}{L_1} \quad (3.32)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_2$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -\frac{v_2}{L_2} \quad (3.33)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = i_1$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{i_2}{C_1} \quad (3.30)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = -\left(\frac{v_2 - V_P}{R_b C_2}\right)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{V_P}{R_b C_2} - \frac{v_2}{R_b C_2} \quad (3.31)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{i_1}{C_1} \quad (3.34)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = i_1 + i_2 - v_2 + V_P$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{i_1}{C_2} + \frac{i_2}{C_2} - \frac{v_2}{C_2} + \frac{V_P}{C_2} \quad (3.35)$$

Se reemplaza $[i_1, i_2, v_1, v_2]$ por los estados $[x_1, x_2, x_3, x_4]$ respectivamente. Por lo tanto las ecuaciones del sistema son:

Para el estado ON $u=1$

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L_1} \quad (3.36)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_3}{L_2} \quad (3.37)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{x_2}{C_1} \quad (3.38)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{V_P}{R_b C_2} - \frac{x_4}{R_b C_2} \quad (3.39)$$

Para el estado OFF $u=0$

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L_1} - \frac{x_3}{L_1} - \frac{x_4}{L_1} \quad (3.40)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_4}{L_2} \quad (3.41)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{x_1}{C_1} \quad (3.42)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{x_1}{C_2} + \frac{x_2}{C_2} - \frac{x_4}{C_2} + \frac{V_P}{C_2} \quad (3.43)$$

Representando el modelo en espacio de estados se tiene:

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para $u=1$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_b C_2} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{V_p}{R_b C_2} \end{bmatrix}$$

Para $u=0$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{R_b C_2} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{V_p}{R_b C_2} \end{bmatrix}$$

Aplicando en modelo promediado visto en (2.21) y (2.22) se tiene:

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L_1} - \frac{x_3}{L_1} - \frac{x_4}{L_1} + u \left(\frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} \right) \quad (3.44)$$

$$\dot{x}_2 = u \left(\frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} \right) - \frac{x_4}{L_2} \quad (3.45)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{x_1}{C_1} - u \left(\frac{x_1}{C_1} + \frac{x_2}{C_1} \right) \quad (3.46)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{x_1}{C_2} - u \left(\frac{x_1}{C_2} + \frac{x_2}{C_2} \right) + \frac{x_2}{C_2} + \frac{V_p}{C_2 R_b} - \frac{x_4}{C_2 R_b} \quad (3.47)$$

3.3.2 SUPERFICIE DE DESLIZAMIENTO Y CONTROL EQUIVALENTE

La superficie de deslizamiento que siga una trayectoria Z se puede definir como:

$$\begin{aligned} S(x) &= i_s - Z \\ S(x) &= (x_1 + x_2) - Z \end{aligned} \quad (3.48)$$

Donde la variable de control es la suma de las corrientes en los inductores (x_1 y x_2). Si se deriva la superficie se tiene:

$$\dot{S}(x) = \dot{x}_1 + \dot{x}_2 - \dot{Z} = 0 \quad (3.49)$$

Tomando en cuenta $\dot{S}=0$ y reemplazando (3.44) y (3.45) en (3.49) se tiene:

$$0 = \frac{E}{L_1} - \frac{x_3}{L_1} - \frac{x_4}{L_1} + ueq \left(\frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} \right) + ueq \left(\frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} \right) - \frac{x_4}{L_2} - \dot{Z}$$

Despejado el control equivalente **ueq**:

$$ueq = \frac{L_1 x_4 + L_2 x_3 + L_2 x_4 - EL_2 + L_1 L_2 \dot{Z}}{L_1 x_3 + L_1 x_4 + L_2 x_3 + L_2 x_4}$$

Simplificando se tiene:

$$ueq = \frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4 + L_1 L_2 \dot{Z}}{(L_1 + L_2)(x_3 + x_4)} \quad (3.50)$$

3.3.3 CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

La condición de transversalidad $L_g S(x) \neq 0$, es la condición necesaria para la existencia de un modo deslizante, lo que sugiere que $g(x)$ no sea tangente a la superficie $S(x)$. Aplicando la condición (2.36) se tiene:

$$L_g S(x) = \frac{dS}{dx_1} g_1(x) + \frac{dS}{dx_2} g_2(x) + \frac{dS}{dx_3} g_3(x) + \frac{dS}{dx_4} g_4(x) \neq 0 \quad (3.51)$$

Desarrollando (3.51):

$$L_g S(x) = \frac{d[(x_1 + x_2) - Z]}{dx_1} g_1(x) + \frac{d[(x_1 + x_2) - Z]}{dx_2} g_2(x) + \frac{d[(x_1 + x_2) - Z]}{dx_3} g_3(x) + \frac{d[(x_1 + x_2) - Z]}{dx_4} g_4(x) \neq 0$$

$$(1 - \dot{Z}) \left(\frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} \right) + (1 - \dot{Z}) \left(\frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} \right) + (-\dot{Z}) \left(\frac{x_1}{C_1} + \frac{x_1}{C_1} \right) + (-\dot{Z}) \left(\frac{x_1}{C_2} + \frac{x_1}{C_2} \right) \neq 0$$

$$\frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} - \frac{\dot{Z} x_3}{L_1} - \frac{\dot{Z} x_4}{L_1} + \frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} - \frac{\dot{Z} x_3}{L_2} - \frac{\dot{Z} x_4}{L_2} - \frac{\dot{Z} x_1}{C_1} - \frac{\dot{Z} x_2}{C_1} - \frac{\dot{Z} x_1}{C_2} - \frac{\dot{Z} x_2}{C_2} \neq 0$$

$$- \left(\frac{\dot{Z}}{L_1} + \frac{\dot{Z}}{L_2} \right) (x_3 + x_4) - \left(\frac{\dot{Z}}{C_1} + \frac{\dot{Z}}{C_2} \right) (x_1 + x_2) + \frac{x_3}{L_1} + \frac{x_4}{L_1} + \frac{x_3}{L_2} + \frac{x_4}{L_2} \neq 0$$

$$\left(\frac{1}{L_1} \right) (x_3 + x_4) + \left(\frac{1}{L_2} \right) (x_3 + x_4) - \left(\frac{\dot{Z}}{L_1} + \frac{\dot{Z}}{L_2} \right) (x_3 + x_4) - \left(\frac{\dot{Z}}{C_1} + \frac{\dot{Z}}{C_2} \right) (x_1 + x_2) \neq 0$$

$$\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} - \frac{\dot{Z}}{L_1} - \frac{\dot{Z}}{L_2} \right) (x_3 + x_4) - \left(\frac{\dot{Z}}{C_1} + \frac{\dot{Z}}{C_2} \right) (x_1 + x_2) \neq 0$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} - \frac{\dot{Z}}{L_1} - \frac{\dot{Z}}{L_2}\right)(x_3 + x_4) \neq \left(\frac{\dot{Z}}{C_1} + \frac{\dot{Z}}{C_2}\right)(x_1 + x_2) \quad (3.52)$$

La ecuación (3.52) cumple la condición de transversalidad para una función general de Z. Analizando la ecuación considerando a Z como una constante K se tiene:

$$\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right)(x_3 + x_4) \neq 0 \quad (3.53)$$

Lo que concluye con el cumplimiento de la condición. Finalmente se analiza el caso particular de $\dot{Z} = 1$ se tiene:

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} - \frac{1}{L_1} - \frac{1}{L_2}\right)(x_3 + x_4) &\neq \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)(x_1 + x_2) \\ \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)(x_1 + x_2) &\neq 0 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Siempre y cuando $x_1 + x_2 \neq 0$ la ecuación (3.54) cumple la condición.

3.3.4 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para el análisis de Lyapunov se utiliza la expresión (3.16). Si se reemplaza todos los valores se tiene

Para $\mathbf{u}=\mathbf{0}$ entonces $S(\mathbf{x}) > 0$.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$0 < S \left[\left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) (1 - \dot{Z})(x_3 + x_4) - \left(\frac{\dot{Z}}{C_1} + \frac{\dot{Z}}{C_2} \right) (x_1 + x_2) \right] \left[\frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4 + L_1 L_2 \dot{Z}}{(L_1 + L_2)(x_3 + x_4)} \right]$$

Debido a la complejidad de la ecuación se analiza el caso de que la función Z sea una constante K general. Por lo que la expresión se reduce a:

$$0 < S \left[\left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) (x_3 + x_4) \right] \left[\frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4}{(L_1 + L_2)(x_3 + x_4)} \right]$$

$$0 < S \left[\frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4}{L_1 L_2} \right] \quad (3.55)$$

Se verifica que (3.55) cumple con la condición de estabilidad de Lyapunov. De la misma forma se procede en la otra condición considerando a Z como una constante.

Para $\mathbf{u}=1$ entonces $\mathbf{S}(\mathbf{x}) < 0$.

$$-S \left[\left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) (x_3 + x_4) \right] < -S \left[\frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4}{L_1 L_2} \right]$$

$$S \left[\left(\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \right) (x_3 + x_4) \right] > S \left[\frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4}{L_1 L_2} \right]$$

$$S(L_1 + L_2) (x_3 + x_4) > S[L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1 x_4]$$

$$x_3 L_1 + x_3 L_2 + x_4 L_1 + x_4 L_2 > x_3 L_2 + x_4 L_1 + x_4 L_2 - E L_2$$

$$x_3 L_1 > -E L_2 \quad (3.56)$$

La condición (3.56) cumple la condición de estabilidad.

3.3.5 PUNTO DE EQUILIBIO

Para una función Z como constante K , el control equivalente queda expresado como:

$$ueq = \frac{L_2(x_3 + x_4 - E) + L_1x_4}{(L_1 + L_2)(x_3 + x_4)} \quad (3.57)$$

Reemplazando en (3.45) e igualando a cero se tiene:

$$\begin{aligned} ueq \left(\frac{x_{3e}}{L_2} + \frac{x_{4e}}{L_2} \right) - \frac{x_{4e}}{L_2} &= 0 \\ \left[\frac{L_2(x_{3e} + x_{4e} - E) + L_1x_4}{(L_1 + L_2)(x_{3e} + x_{4e})} \right] \left(\frac{x_{3e}}{L_2} + \frac{x_{4e}}{L_2} \right) - \frac{x_{4e}}{L_2} &= 0 \\ \left[\frac{L_2(x_{3e} + x_{4e} - E) + L_1x_4}{(L_1 + L_2)L_2} \right] - \left(\frac{x_{4e}(L_1 + L_2)}{(L_1 + L_2)L_2} \right) &= 0 \\ L_2x_{3e} + L_2x_{4e} - L_2E + L_1x_4 - x_{4e}L_1 - x_{4e}L_2 &= 0 \\ x_{3e} &= E \end{aligned} \quad (3.58)$$

Sabiendo que $is = x_1 + x_2$, se iguala la ecuación (3.47) a cero, por lo que se tiene.

$$\begin{aligned} \left(\frac{x_{1e}}{C_2} + \frac{x_{2e}}{C_2} \right) - ueq \left(\frac{x_{1e}}{C_2} + \frac{x_{2e}}{C_2} \right) + \frac{Vp}{C_2Rb} - \frac{x_{4e}}{C_2Rb} &= 0 \\ is - is(ueq) + \frac{Vp}{Rb} - \frac{x_{4e}}{Rb} &= 0 \\ is - is \left(\frac{L_2(x_{3e} + x_{4e} - E) + L_1x_{4e}}{(L_1 + L_2)(x_{3e} + x_{4e})} \right) + \frac{Vp}{Rb} - \frac{x_{4e}}{Rb} &= 0 \end{aligned}$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

$$is - is \left(\frac{L_2(x_{3e} + x_{4e} - E) + L_1x_{4e}}{(L_1 + L_2)(x_{3e} + x_{4e})} \right) + \frac{Vp}{Rb} - \frac{x_{4e}}{Rb} = 0$$

Empleando la relación (3.58)

$$is - is \left(\frac{L_2x_{4e} + L_1x_{4e}}{(L_1 + L_2)(x_{3e} + x_{4e})} \right) + \frac{Vp}{Rb} - \frac{x_{4e}}{Rb} = 0$$

$$is - is \left(\frac{x_{4e}}{(E + x_{4e})} \right) + \frac{Vp}{Rb} - \frac{x_{4e}}{Rb} = 0$$

$$is(E + x_{4e})Rb - isx_{4e}Rb + Vp(E + x_{4e}) - x_{4e}(E + x_{4e})=0$$

$$isERb + VpE + x_{4e}(Vp - E) - x_{4e}^2 = 0$$

$$x_{4e}^2 - (Vp - E)x_{4e} - isERb=0$$

$$x_{4e} = \frac{(Vp - E)}{2} + \frac{\sqrt{(Vp - E)^2 + 4E(isRb)}}{2} \quad (3.59)$$

$$is_e = \frac{x_{4e}^2 - (Vp - E)x_{4e} - VpE}{ERb} \quad (3.60)$$

La relación entre is y x_{4e} es cuadrática como se muestra en (3.56) y (3.60)

3.3.6 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA FRENTE A DIFERENTES REFERENCIAS

Se considera la siguiente función de seguimiento:

$$Z = 106 + 4\sin(500t)$$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Por lo tanto la ecuación de la superficie de deslizamiento se expresa como:

$$S(x) = is - Z$$
$$S(x) = (x_1 + x_2) - 106 + 4\sin(500t)$$

Aplicando la estrategia de control se tiene los siguientes resultados.

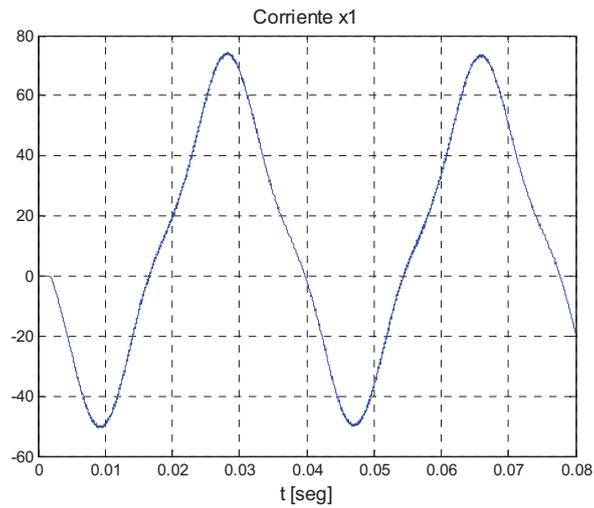


Figura 43. Respuesta del estado x_1 frente a la referencia

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

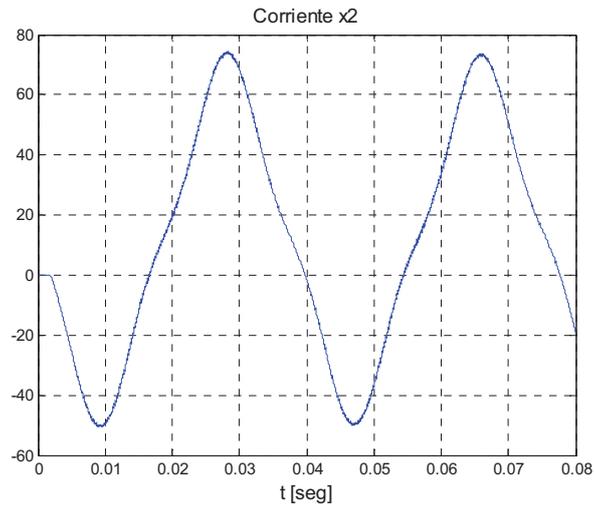


Figura 44. Respuesta del estado x_2 frente a la referencia

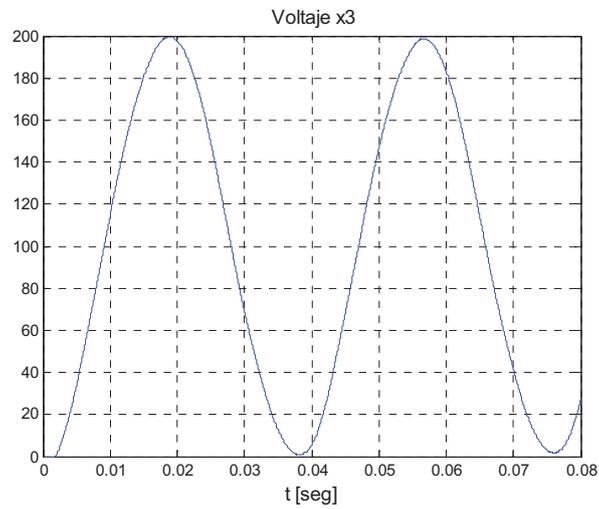


Figura 45. Respuesta del estado x_3 frente a la referencia

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

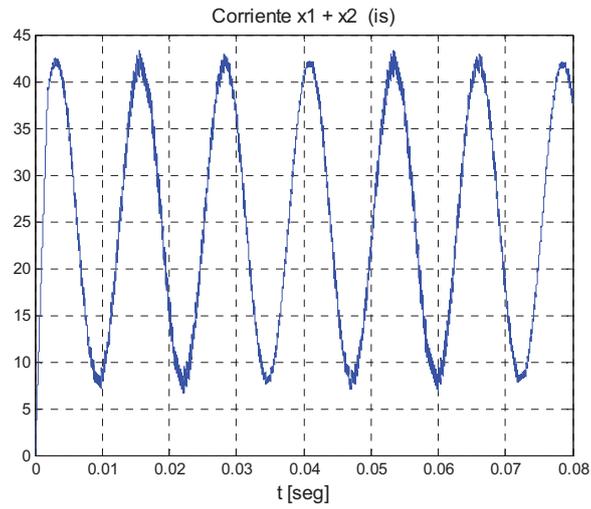


Figura 46. Comportamiento de la variable controlada i_s

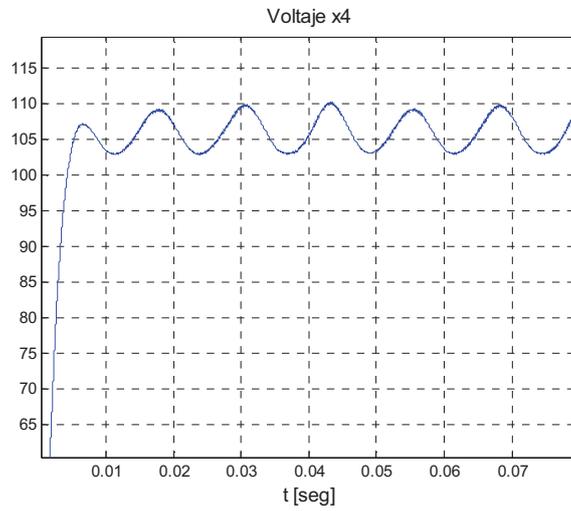


Figura 47. Seguimiento de la salida a la superficie propuesta $S(x)$

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

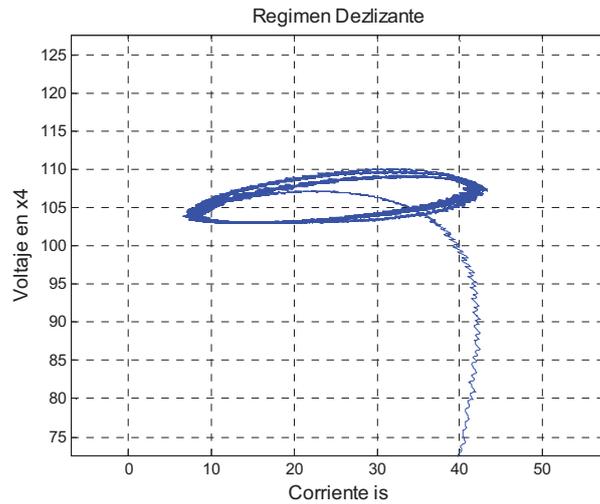


Figura 48. Plano de estados

La Figura 47 muestra que el comportamiento de la salida se ajusta a la referencia de la superficie propuesta.

Otra prueba de validación para el sistema de control es considerar un valor constante en su salida

$$x_{4d} = 115[V]$$

Aplicando la ecuación (3.22), $E = 100[V]$, $V_p = 100[V]$ y $Rb = 0.5[\Omega]$ se tiene:

$$i_{sd} = \frac{x_{4e}^2 - (V_p - E)x_{4e} - V_p E}{ERb}$$

$$i_{sd} = \frac{115^2 - (100 - 100)115 - 100 \times 100}{100 \times 0.5}$$

$$i_{sd} = 64.5 [A]$$

$$S(x) = is - 64.5$$

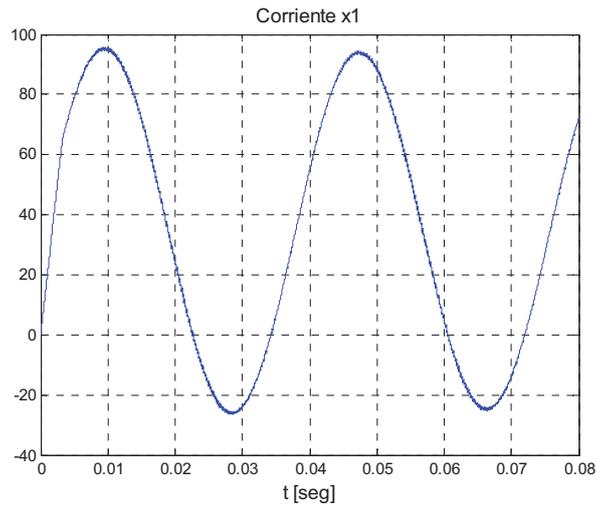


Figura 49. Respuesta del estado x_1 frente a la referencia

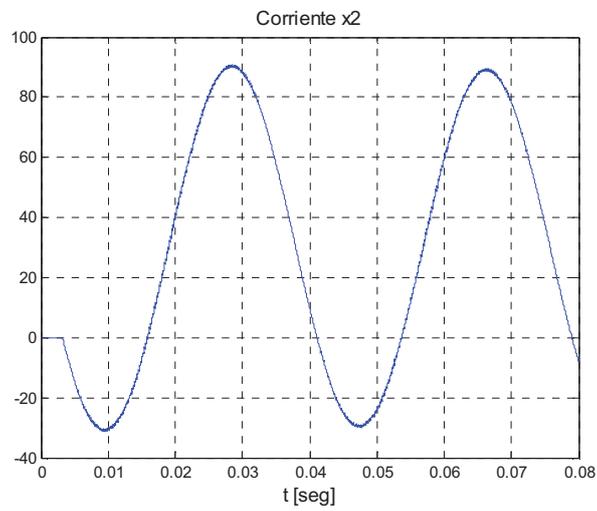


Figura 50. Respuesta del estado x_2 frente a la referencia

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

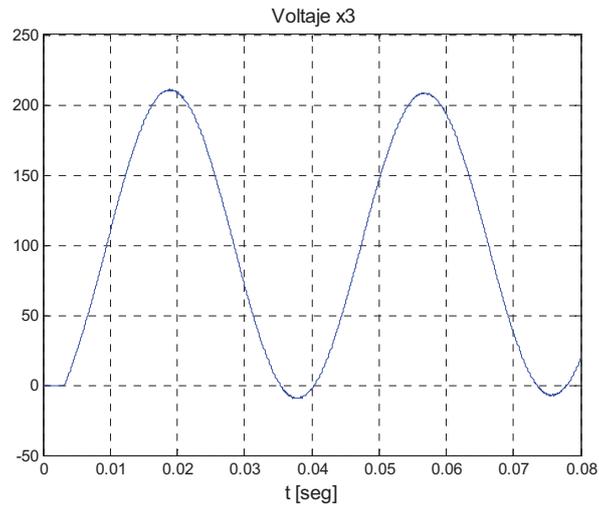


Figura 51. Respuesta del estado x_3 frente a la referencia

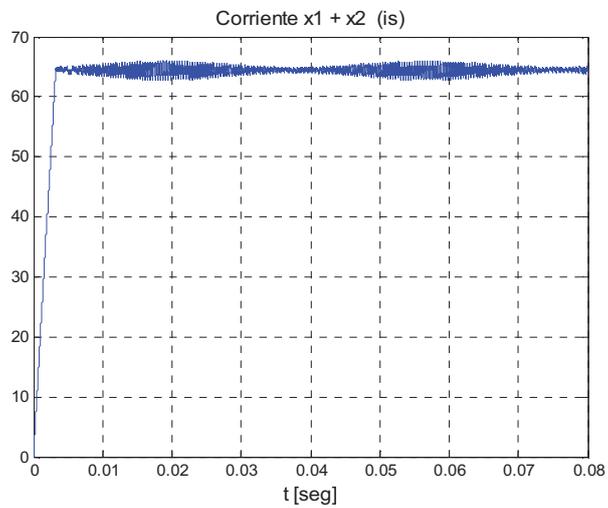


Figura 52. Comportamiento de la variable controlada i_s

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

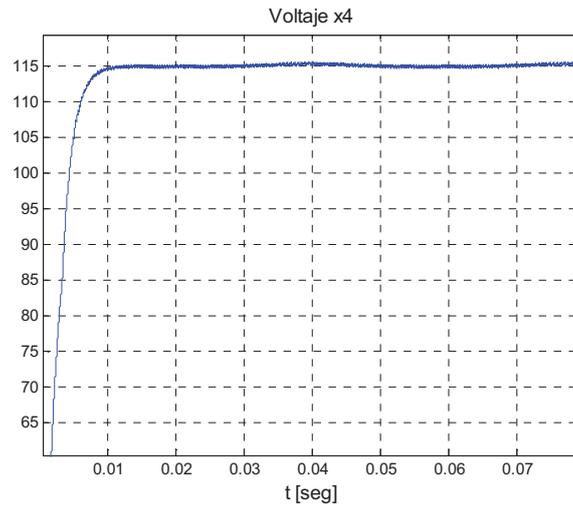


Figura 53. Seguimiento de la salida a la superficie propuesta $S(x)$

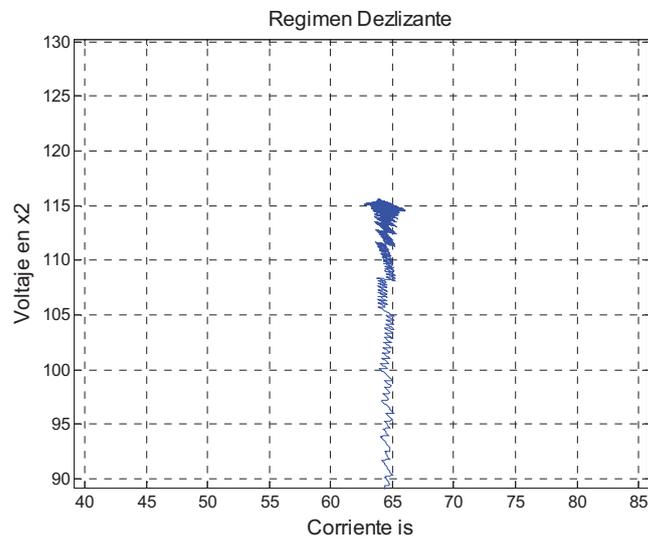


Figura 54. Plano de estados

3.3.7 SIMULACIÓN DEL BREAKER SEPIC ANTE DIFERENTES VALORES DE CORRIENTE DE FALLA

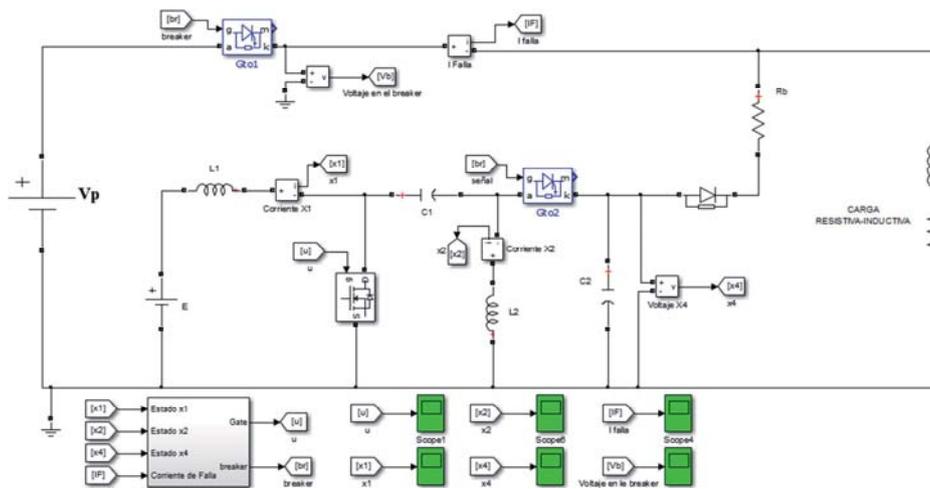


Figura 55. Diseño del breaker sepic usando Simulink de Matlab

Se diseña el circuito electrónico del sistema breaker sepic utilizando la herramienta Simulink de Matlab. Como se muestra la Figura 55 se propone una superficie en la variable x_4 , a fin de disminuir la corriente de falla mediante control indirecto a is. El GTO 1 es el interruptor principal del sistema que va a desconectar el circuito cuando la corriente haya alcanzado un valor cercano a cero.

Utilizando las ecuaciones (2.12) a (2.15) y bajo los mismos condiciones del apartado 3.2.7, se establece los siguientes parámetros: $L_1 = 3mH$, $L_2 = 2mH$, $C_1 = 1.4mF$, $C_2 = 1mF$, $R_b = 0.5 [\Omega]$, $E = 100[V]$, $V_p = 100[V]$. Para establecer una función rampa que alcance la corriente de falla en un tiempo de 25ms se considera la ecuación (3.27) obteniéndose los siguientes resultados:

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para un valor de corriente de falla $I_f = 10[A]$

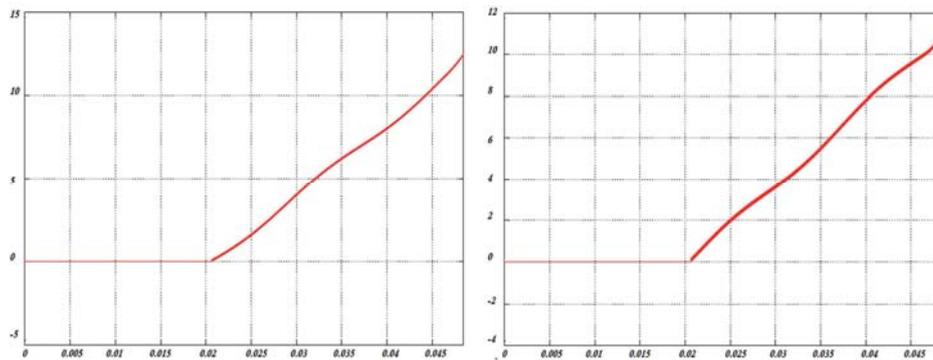


Figura 56 Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

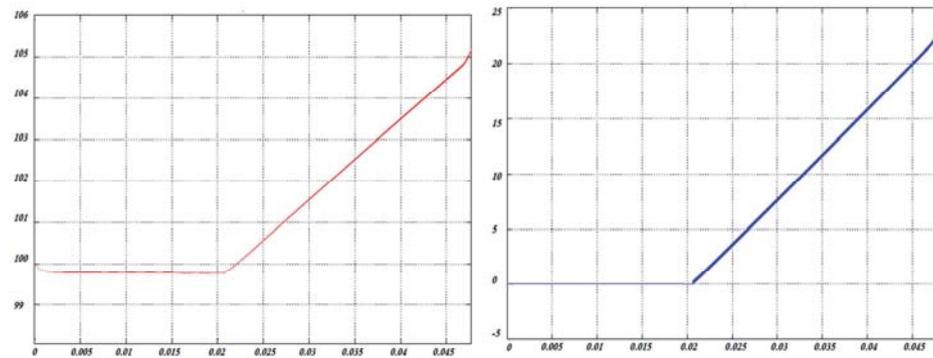


Figura 57. Respuesta del estado x_4 (izq.) y la variable i_s (der.)

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

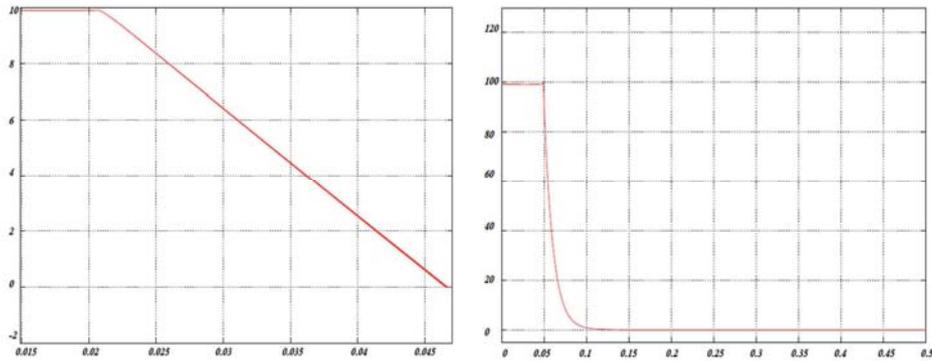


Figura 58. Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (Gto1) al momento de la desconexión 10[A]

Para un valor de corriente de falla $I_f = 20[A]$

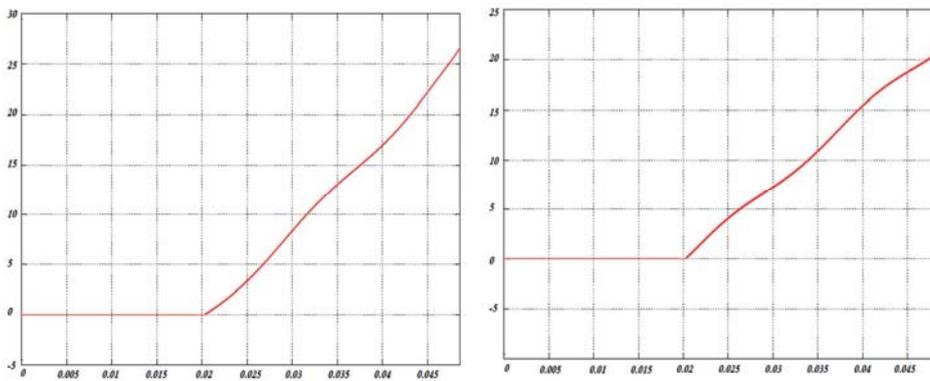


Figura 59. Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

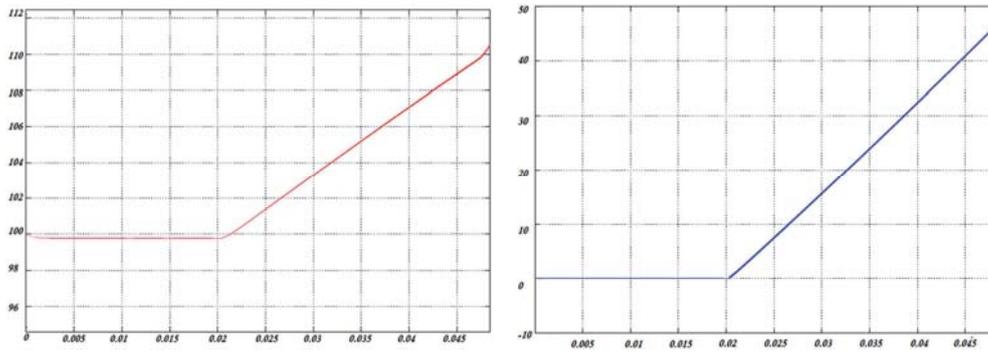


Figura 60. Respuesta del estado x_4 (izq.) y \dot{x}_4 (der.)

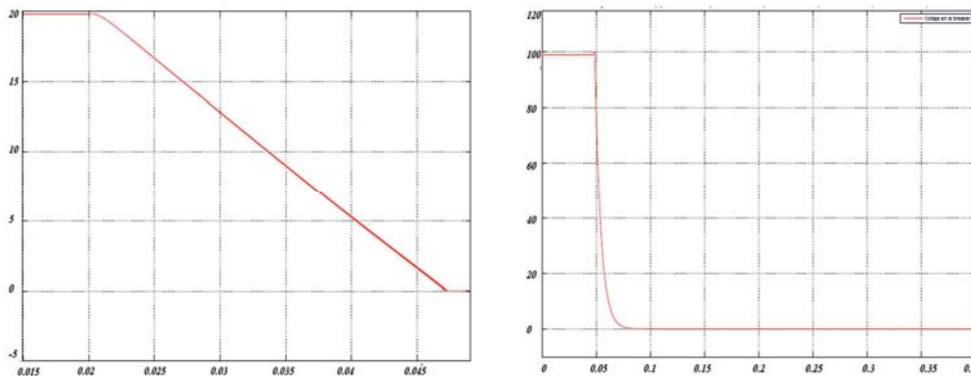


Figura 61. Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (Gto1)

Al momento de la desconexión 20[A]

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para un valor de corriente $I_f = 40[A]$

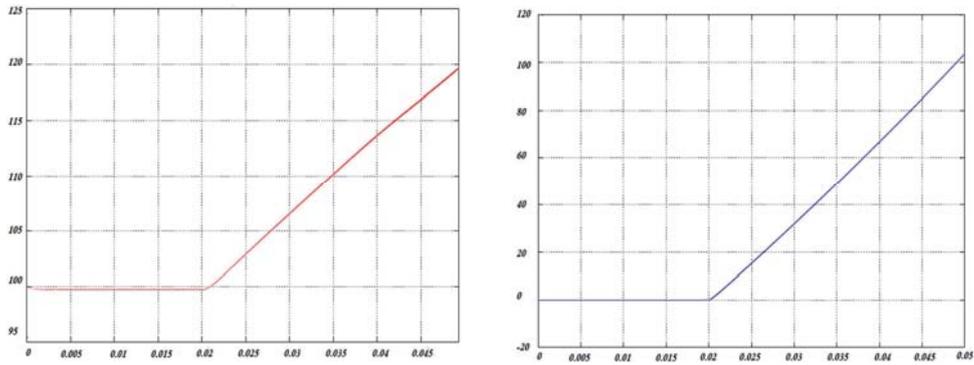


Figura 62. Respuesta del estado x_4 (izq.) y i_s (der.)

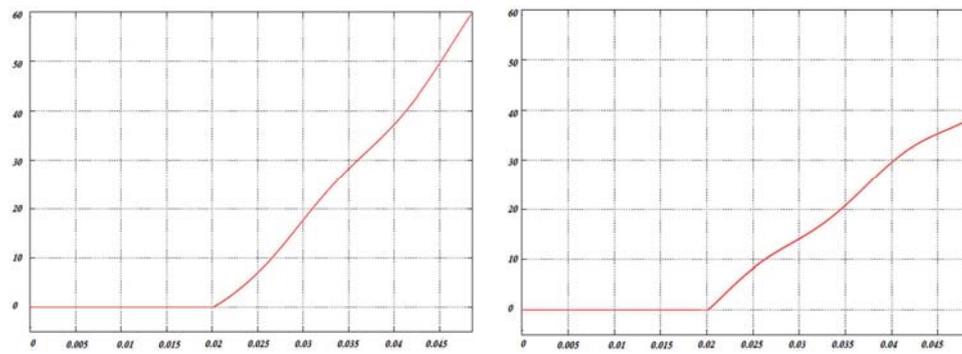


Figura 63. Respuesta del estado x_1 (izq.) y x_2 (der.)

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

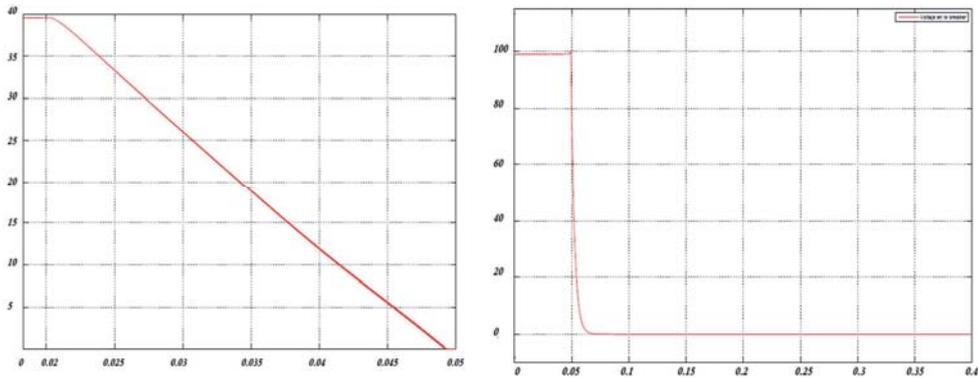


Figura 64. Disminución de la corriente de falla y Tensión en los contactos del interruptor principal (Gto1) al momento de la desconexión 40[A]

3.3.7.1 RESPUESTA DEL SISTEMA FRENTE A PERTURBACIONES

En la Figura 65 se muestra el diagrama interno del control de modo deslizante del breaker sepic en donde se verifica que entre el paso de transformación de la superficie x_4 a is se introduce una perturbación al estado x_4 de amplitud 3[V] y una duración de 2.5ms.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

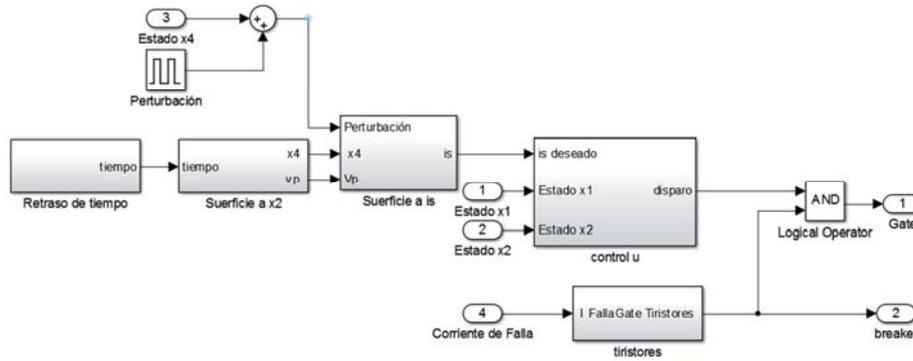


Figura 65. Diagrama interno de la Superficie del sistema que incluye una perturbación a x_4

La simulación se realiza en las mismas condiciones que para el modelo anterior, $I_f = 20[A]$, la respuesta de los estados y la corriente de falla es la siguiente:

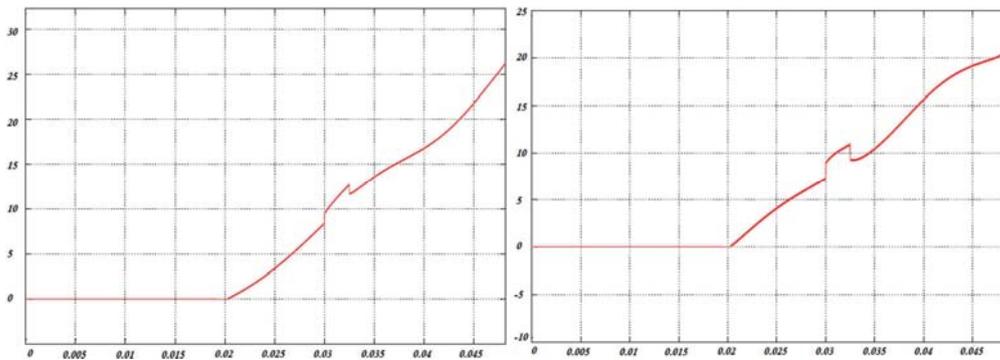


Figura 66. Respuesta del estado x_1 y x_2 frente a la perturbación

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

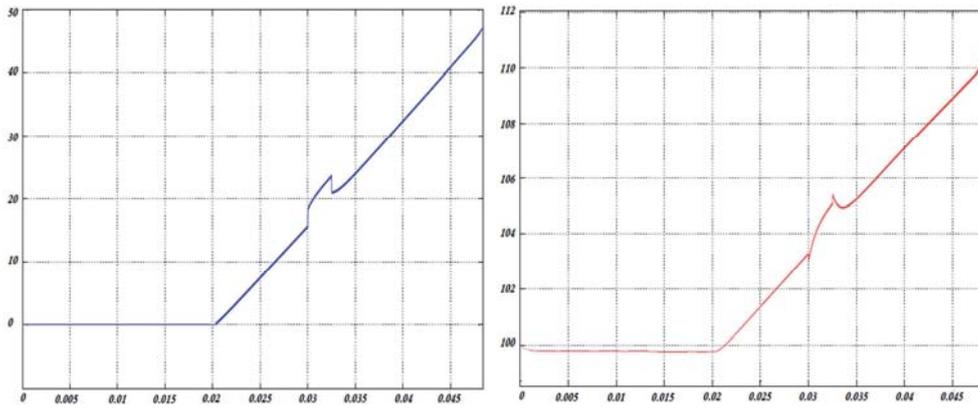


Figura 67. Respuesta de la variable i_s y el estado x_4 frente a la perturbación



Figura 68. Respuesta de la corriente de falla frente a la perturbación

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

La Figura 67 muestra el comportamiento de la variable i_s frente a la perturbación mientras que la Figura 68 se verifica que la corriente de falla se mueve a lo largo de la superficie propuesta. El tiempo planteado de 25ms para llevar la corriente a cero se mantiene pese a la presencia de la perturbación.

3.2 ANÁLISIS DE RESULTADOS

El objetivo de la simulación está en ser flexible y capaz de evaluar los resultados ante diferentes escenarios. El modelo matemático de los esquemas propuestos y el modelo implementado en Simulink muestra concordancia en sus resultados como: estabilidad al momento de adaptarse a una señal de referencia, como también a recuperarse rápidamente ante perturbaciones.

Los modelos presentan igual comportamiento si se trata de adaptarse a una referencia, según se muestra en (3.15) y (3.52). Sin embargo existe una clara diferencia al momento de añadir al sistema el elemento de perturbación. La simulación de los sistemas de control frente a perturbaciones se la hizo en iguales condiciones.

En la Figura 69 se compara la respuesta de los dos modelos frente a una perturbación de en la variable de salida y con una duración de 2.5ms.

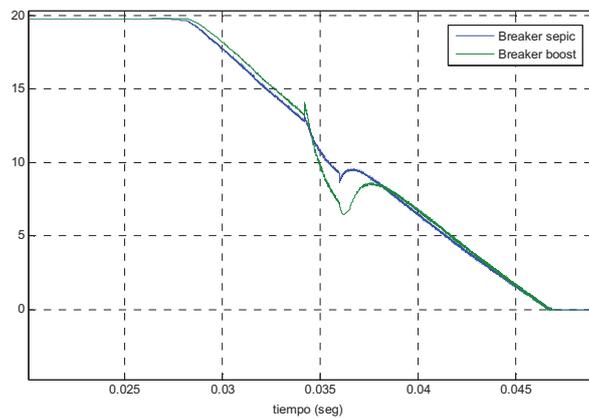


Figura 69 Comparación de la respuesta ante la perturbación de los dos modelos

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Donde se puede observar que el breaker sepic ofrece una mejor recuperación ante una perturbación de tiempo limitado.

En la Figura 70 se muestra el comportamiento de los dos modelos frente a una perturbación permanente. Nuevamente el modelo sepic presenta un mejor desempeño, pese a la perturbación, logra ajustarse a la superficie planteada en (3.27).

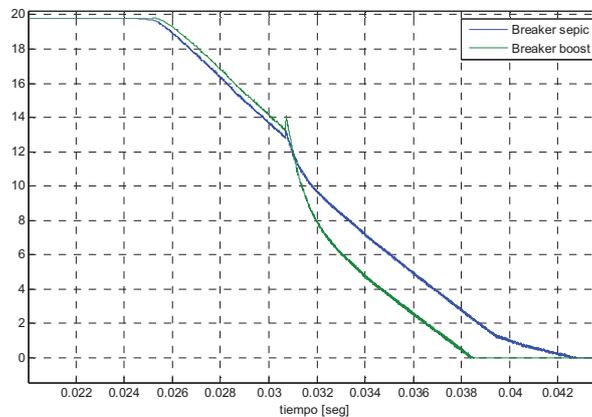


Figura 70 Comparación de la respuesta ante la perturbación permanente de los modelos

El primer modelo está definido para entregar a su salida una tensión igual o mayor que la de entrada. Por otra parte en el diseño del breaker sepic la salida puede ser mayor o igual a la entrada, lo que sugiere que se puede reemplazar la fuente E por un capacitor o ultracapacitor (Ramón, 2012) precargado a $2V_p$.

Esta modificación al modelo tiene algunas ventajas como:

- Eliminar la necesidad de una fuente adicional (E).
- Dimensionar componentes (inductores y capacitores) con un rango de corriente menor.
- Reducir el tamaño en la construcción.

CAPÍTULO III: DISEÑO Y SUMULACIÓN DE UN BREAKER DC BASADO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Aprovechando la característica del control deslizante de robustez frente a cambios en los parámetros, la fuente E se reemplaza por un capacitor de 4mF a 200[V] y una corriente de falla de 20[A] obteniéndose los siguientes resultados:

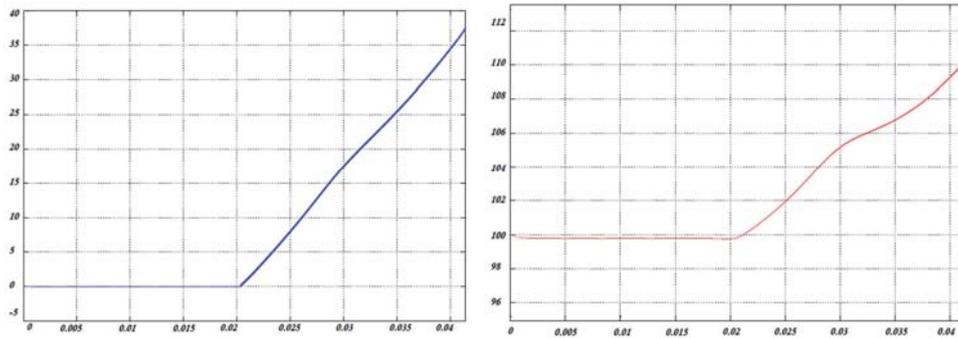


Figura 71. Respuesta de la variable i_s y el estado x_4 reemplazando E por un capacitor



Figura 72. Respuesta de la corriente de falla

La corriente de falla en la Figura 72 se adapta a la superficie de manera bastante aceptable pese a la variación de la carga en el capacitor que reemplaza a E.

CAPÍTULO IV: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

En este último capítulo se van a plasmar las aportaciones del trabajo que se generaron con el desarrollo de esta investigación.

En el presente trabajo de titulación, inicialmente se analizó los principios tecnológicos, sociales y ecológicos que impulsan las redes inteligentes, específicamente en la integración con las redes de distribución existentes, analizando características de servicios, eficiencia y fiabilidad.

Los fenómenos negativos al momento de desconectar un circuito activo en corriente continua generan la necesidad de desarrollar métodos de control para asegurar una desconexión segura ante una sobre corriente o corriente de cortocircuito.

Los conceptos sobre los convertidores conmutados fundamentales los convertidores propuestos (boost - sepic) cumplen con los requisitos para el diseño de breakers. El convertidor buck-boost no fue considerado como candidato para un diseño de breaker debido a que su polaridad en la salida esta invertida, por lo tanto aplicando los conceptos de la sección 2.4 el sistema no presenta las condiciones de estabilidad requeridas.

Para los modelos de los breakers (Boost y sepic) propuestos en el capítulo 3 se diseñó un control por modos deslizantes para dar solución al requerimiento de tiempo y robustez, obteniéndose resultados excelentes, de manera particular el diseño con el convertidor sepic, que muestra ser menos sensible ante perturbaciones e incertidumbre de los parámetros.

Los modelos y estrategias de control muestran como las superficies deslizantes son asintóticamente estables, según el teorema de Lyapunov, por lo que

CAPITULO IV: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

demuestra que el control en modo deslizante aplicado a circuitos que incluyen conceptos de estructura variable, es una solución viable para esta clase de sistemas (segundo y cuarto orden) que matemáticamente y en simulación se puede llevar un estado (x_1 para el breaker Boost) o una combinación lineal de los estados ($i_s = x_1 + x_2$ para el breaker sepic) a una referencia deseada

El fenómeno TRV, después de aplicar los modelos de protección según las gráficas de la simulación en las secciones 3.2.7 y 3.3.7 se ve totalmente reducido. Se ha eliminado cualquier generación de picos de tensión y ha adoptado un comportamiento de reducción exponencial en un tiempo que depende del valor de capacitancia del capacitor de salida y la carga. Este tiempo en la simulación de los dos modelos varía entre un máximo de 0.05seg y mínimo de 0.01seg, lo que asegura una recuperación rápida de la tensión.

Finalmente se puede concluir que los resultados obtenidos, tanto matemáticamente como con la plataforma de Simulink de Matlab, nos llevan a responder las interrogantes planteadas por el anteproyecto:

¿Se puede reemplazar el oscilador (LC) por una configuración basada en convertidores y lograr reducir el tiempo de desconexión?

Si es posible, el tiempo puede ser ajustado según la necesidad del sistema mediante una superficie propuesta.

¿Es posible plantear diferentes superficies de deslizamiento para la corriente de falla?

Es posible, los sistemas se adaptan a diferentes superficies de deslizamiento demostrando una estabilidad asintótica.

¿Qué tan robusto será el sistema ante diferentes escenarios?

Los modelos se adaptan ante cambios en el sistema como perturbaciones e incertidumbre en los parámetros, gracias a las características del control en modo deslizante.

4.2 RECOMENDACIONES

Es necesario mantener una referencia de tiempo para la desconectar del circuito en alrededor de 25ms, debido a la corriente que deben soportar los elementos (inductor - capacitor) es inversamente proporcionales al tiempo de desconexión. Esto puede encarecer una futura implementación de los sistemas debido a la dimensionamiento de los componentes.

Con respecto a la frecuencia de operación se recomienda trabajar en un rango de 30 a 40 KHz que la frecuencia de muestreo en las simulaciones. Por debajo de estos valores nos enfrentaremos al problema de **chattering** que está asociado como un efecto del control deslizante. Con valores de frecuencia mayor se incrementan también las pérdidas por conmutación y corrientes parásitas, lo que significa, utilizar estructuras resonantes.

La presente tesis plantea hacer una medición de corriente en los inductores de los convertidores para una regulación de la tensión de salida. Un sensor de corriente es complejo de implementar en los modelos propuestos, por lo tanto, una alternativa es estimar el valor de corriente en los inductores mediante una técnica denominada reconstructores integrales, que lo que hace es integrar la señal de tensión en los inductores a fin de estimar un valor de corriente. Por ello se propone un trabajo futuro extender la investigación con la aplicación del reconstructor integral.

BIBLIOGRAFÍA

- Avila, L., Castanon, L., & Ortiz, E. (2012). An Intelligent Control Approach for Designing a Low Voltage DC Breaker. **Conference (ANDESCON)**, (págs. 163-166). Cuenca.
- Edwards, C., Colet, E. F., & Fridman, L. (2006). **Advances in Variable Structure and Sliding mode control**. Berlin: Springer.
- Electrocables C.A. (2012). **Carateristicas generales de los conductores electricos**. (disensa, Ed.) Recuperado el 3 de 12 de 2013, de disensa: http://disensa.com/main/images/pdf/electro_cables.pdf
- EUROPEAN COMMISSION. (2006). Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future. **European SmartGrids Technology Platform**, 18-23.
- (2001). En D. W. Hart, **Electrónica de Potencia** (págs. 201-250). Madrid: Prentice Hall.
- Hayt, W. H., & Buck, J. A. (2006). **Teoria electromagnética**. Mexico: Mc Graw Hill.
- Kazmierkowski, M. P., Blaabjerg, F., & Krishnan, R. (2002). Power Electronic Converters. En **Control in Power Electronics** (págs. 12 - 18). San Diego,: Elsevier Science.
- Martinez-Salamero, L., Cid-Pastor, A., Aroudi, A. E., Giral, R., Calvente, J., & Ruiz-Magaz, G. (2011). Sliding-Mode Control of DC-DC Switching Converters. **IFAC World Congress**, 1910-1913.
- Martín-Larrauri, J. B. (24 de Mayo de 2010). SMART GRID. **Comunicaciones Industriales Avanzadas**, (pág. 1). Madrid.
- mathworks. (20 de Febrero de 2014). **mathworks**. Recuperado el 20 de Febrero de 2014, de <http://www.mathworks.com/matlabcentral>
- Middlebrook, R. D., & Cuk, S. (1976). A general unified approach to modelling switching-converter power stages. **Power Electronics Specialists Conference**, (págs. 73-80). Cleveland.
- Orozco, M. A., & Grasa, R. L. (2006). Analisis y Simulación de Superficies en Modo

BIBLIOGRAFÍA

- Deslizante Aplicadas al Convertidor Boost. **Orestes Llanes-Santiago**.
- Ortega, E. M. (2012). Redes de Comunicación en Smart Grid. **INGENIUS**, 37-42.
- R., M., & Lavelle. (2010). Micro-Grid Applications. **Lavelle Energy LLC**, 1-5.
- R.Alexander, & Dufournet, D. (2011). Transient recovery voltage trv for high voltage circuit breakers. 1-4.
- Ramón, M. G. (2012). Ultracapacitores. **Electrónica**, 48-50.
- (2001). Thyristors. En M. H. RASHID, **POWER ELECTRONICS HANDBOOK** (págs. 200-294). California.
- Saurabh, K., & Surya, S. (Julio de 2012). Interrupting Short-Circuit Direct Current Using an AC Circuit. **Advances in Power Electronics**, 2012(805958), 3.
- Sevilla, A. G., & Fernández, F. A. (2013). EVOLUCIÓN DE LAS REDES ELÉCTRICAS HACIA SMART GRID EN PAÍSES DE LA REGIÓN ANDINA. **Educacion en Ingeniería**, 50-53.
- Shullaw, J. (2011). DC Power Circuit Breaker Basics. **IEEE**, (pág. 18). Nashville.
- Sira-Ramírez, H., Márquez, R., Rivas-Echeverría, F., & Llanes-Santiago, O. (2005). **Control de Sistemas no Lineales**. Madrid: Prentice Hall.
- Slotine, J. J., & Li, W. (1991). **Applied Nonlinear Control**. New Jersey: Prentice Hall.
- Wang, S.-B., Zhou, Y., C., H. H., & Chen, a. J.-N. (2007). Complex Phenomena in SEPIC Converter Based on Sliding Mode Control. **Circuits and Systems IEEE International Symposium on**, 1-4.
- Yukinaga, M., Tatsuya, I., Iwao, Y., & Okabe, S. (2009). Applications of DC Breakers and Concepts for Superconducting Fault-Current Limiter for a DC Distribution Network. **IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY**, 3658-3660.