

**EFFECTO SOBRE EL CHATTERING DE UNA METODOLOGÍA MULTIFASE
APLICADA A UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CONMUTADO**

**Camilo Andrés Jiménez Celis
Dora Alejandra Chaparro Ortiz**



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA
Y DE TELECOMUNICACIONES**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2016

**EFFECTO SOBRE EL CHATTERING DE UNA METODOLOGÍA MULTIFASE
APLICADA A UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CONMUTADO**

**Camilo Andrés Jiménez Celis
Dora Alejandra Chaparro Ortiz**

**Trabajo de grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
JULIO ANDELFO FLÓREZ VARGAS, M.Sc.**

**Codirector
JAIME GUILLERMO BARRERO, M.Sc.**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2016

DEDICATORIA

*Dedicado a Dios, mi familia y amigos,
los cuales me apoyaron y acompañaron
en esta etapa, brindándome ánimo y
fuerzas para llegar a culminar este logro.*

Dora Alejandra Chaparro

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por todas y cada una de las bendiciones recibidas, además de ser mi refugio en los tiempos difíciles.

A mis padres Libardo y Bárbara por la confianza depositada en mí, sus sabios consejos, por demostrarme siempre su afecto, además de tanto esfuerzo y sacrificio que realizan cada día por sus hijos.

A mis hermanos Wilson y Cristian por ser crecer junto a mí, por su paciencia además de su preocupación por mí.

A Liz por tu cariño y comprensión, además de encontrar siempre las palabras correctas para motivarme y permitirme contar contigo incondicionalmente.

A mis amigos por todo el apoyo brindado tanto en la carrera como en mi vida.

Camilo Andrés Jiménez

TABLA DE CONTENIDO

	Pág
INTRODUCCIÓN.....	20
1. PRELIMINARES	20
1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN.....	20
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	22
1.3 OBJETIVOS.....	23
1.3.1 Objetivo General.....	23
1.3.2 Objetivos Específicos	23
2. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES (SMC).....	25
2.1 FUNDAMENTOS DEL SMC	26
2.2 CONDICIÓN DE DESLIZAMIENTO	27
2.3 <i>CHATTERING</i>	29
2.4 CONVERTIDORES DE POTENCIA CC-CC <i>BOOST</i>	35
2.4.1 Modelado Matemático del Convertidor CC-CC Tipo <i>BOOST</i>	36
2.4.2 Metodología Multifase	40

3.	CONVERTIDOR <i>BOOST</i> CONTROLADO POR UN <i>SMC</i> MULTIFASE USANDO MATLAB	47
3.1	DISEÑO DEL CONVERTIDOR <i>BOOST</i>	47
3.2	RESULTADOS DE SIMULACIONES	52
3.2.1	Simulación para Una Fase ($m = 1$).....	54
3.2.2	Simulación para Dos Fases ($m = 2$).....	70
3.2.3	Simulación Para Tres Fases ($m = 3$).....	85
3.2.4	Simulación Para Cuatro Fases ($m = 4$).....	90
3.2.5	Simulación Para Cinco Fases ($m = 5$).....	96
3.3	ANÁLISIS DE RESULTADOS	101
4.	CONVERTIDOR <i>BOOST</i> CONTROLADO POR UN <i>SMC</i> MULTIFASE USANDO ORCAD-CADENCE.....	106
4.1	MODELADO SISTEMA DE CONTROL CONVERTIDOR <i>BOOST</i>	106
4.1.1	Acondicionamiento de Señales.....	107
4.1.2	Referencia	107
4.1.3	Superficie de Deslizamiento	108
4.1.4	Comparador con Histéresis	108
4.2	RESULTADOS DE SIMULACIÓN CONVERTIDOR <i>BOOST</i>	109
4.2.1	Simulación Convertidor <i>BOOST</i> Perturbaciones en la Carga.	114
4.3	RESULTADOS DE SIMULACIÓN CONVERTIDOR <i>BOOST</i> MULTIFASE (DOS FASES).....	123

4.3.1 Simulación Convertidor <i>BOOST</i> Multifase Perturbaciones en la Carga.....	129
4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	138
5. CONCLUSIONES.....	141
6. TRABAJO FUTURO.....	143
CITAS BIBLIOGRÁFICAS	144
BIBLIOGRAFÍA.....	1448

TABLA DE FIGURAS

	Pág
Figura 1. Control seguimiento de modo deslizante	27
Figura 2. Superficie de deslizamiento	28
Figura 3. SMC ideal en sistemas de primer orden. (a) señales de salida del sistema $x(t)$ y referencia $x_d(t)$. (b) señal de control y variables de estado	31
Figura 4. Problema del <i>chattering</i> bajo condiciones de operación de control discontinuo. (a) señales de salida del sistema $x(t)$ y referencia $x_d(t)$. (b) señal de control y variables de estado	33
Figura 5. Ejemplo de la conmutación	34
Figura 6. Convertidor tipo Boost.....	36
Figura 7. Formas de onda del convertidor Boost. (a) Tensión en el inductor. (b) Corriente en el inductor. (c) Corriente en el diodo. (d) Corriente en el capacitor. ..	37
Figura 8. Convertidor <i>Boost</i> con $u = 1$	37
Figura 9. Convertidor <i>Boost</i> con $u = 0$	38
Figura 10. Superficie de conmutación para un sistema con dos fases.	46
Figura 11. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 1$	55
Figura 12. Corriente en el inductor para una fase	55
Figura 13. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor ($m = 1$).....	56
Figura 14. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 1$	56
Figura 15. Comportamiento del conmutador para una fase	58
Figura 16. Detalle de la corriente en el inductor a altas y bajas frecuencias de conmutación ($m = 1$).....	58
Figura 17. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 1$).....	59
Figura 18. Diagrama de fase ($m = 1$) (x_2 vs x_1).....	60
Figura 19. Tensión de salida con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)	61

Figura 20. Corriente en el inductor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)	62
Figura 21. Detalle de la corriente del inductor con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)	63
Figura 22. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)	65
Figura 23. Comportamiento del conmutador con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)	66
Figura 24. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al 50% (a, b) y 100% (c, d) de la carga ($m = 1$)	67
Figura 25. Diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$) (x_2 vs x_1)	68
Figura 26. Detalle del diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$) (x_2 vs x_1)	69
Figura 27. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 2$	70
Figura 28. Corriente en el inductor para dos fases	71
Figura 29. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor ($m = 2$)	72
Figura 30. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 2$	72
Figura 31. Comportamiento del conmutador para dos fases	73
Figura 32. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 2$)	74
Figura 33. Diagrama de fase ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2)	75
Figura 34. Tensión de salida con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga	76
Figura 35. Corriente en el inductor con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga	77
Figura 36. Detalle de la corriente del inductor con perturbación del sistema al 50% (a) y 100% (b) de la carga ($m = 2$)	78
Figura 37. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$)	80
Figura 38. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$)	81

Figura 39. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al (a, b) 50% y (c, d) 100% de la carga ($m = 2$).....	82
Figura 40. Diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2).....	83
Figura 41. Detalle del diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2).....	84
Figura 42. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 3$	85
Figura 43. Corriente en el inductor para tres fases	86
Figura 44. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor ($m = 3$).....	87
Figura 45. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 3$	87
Figura 46. Comportamiento del conmutador para tres fases	89
Figura 47. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 3$).....	89
Figura 48. Diagrama de fase ($m = 3$) (x_4 vs x_1, x_2, x_3).....	90
Figura 49. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 4$	91
Figura 50. Corriente en el inductor para cuatro fases	91
Figura 51. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor ($m = 4$).....	92
Figura 52. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 4$	93
Figura 53. Comportamiento del conmutador para cuatro fases.....	94
Figura 54. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 4$).....	95
Figura 55. Diagrama de fase ($m = 4$) (x_5 vs x_1, x_2, x_3, x_4)	96
Figura 56. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 5$	96
Figura 57. Corriente en el inductor para cinco fases	97
Figura 58. <i>Chattering</i> en la tensión del capacitor ($m = 5$).....	98
Figura 59. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 5$	98
Figura 60. Comportamiento del conmutador para cinco fases.....	100
Figura 61. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 5$)....	100
Figura 62. Diagrama de fase ($m = 5$) (x_6 vs x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)	101
Figura 63. Tensión de salida VC convertidor Boost	110
Figura 64. Corriente en la inductancia iL	111

Figura 65. Detalle de corriente en la inductancia i_L	111
Figura 66. <i>Chattering</i> salida del convertidor <i>Boost</i>	112
Figura 67. Generación de la superficie de deslizamiento S , señales i_L (verde), i_{re} (negro), i_{refh} (amarillo), conmutación atenuada u (azul)	113
Figura 68. Detalle de la ley de control u , conmutación	113
Figura 69. Plano de estado (x_2 vs x_1)	114
Figura 70. Respuesta de tensión frente a perturbaciones de carga. (a) 50% (b) 100%.....	115
Figura 71. Detalle respuesta de tensión frente a perturbaciones de carga. (a) 50% (b) 100%.....	116
Figura 72. Corriente de la inductancia i_{L1} con perturbación de carga (a) 50% (b) 100%.....	117
Figura 73. <i>Chattering</i> salida de tensión con perturbación 50% de carga	118
Figura 74. <i>Chattering</i> salida tensión con perturbación 100% de carga	118
Figura 75. Detalle corriente i_L y corriente de referencia i_{re} , perturbación (a) 50% y (b) 100% de la carga, i_L (azul), i_{re} (rojo), i_{refh} (verde)	119
Figura 76. Gráfica de la conmutación en el instante de la perturbación. (a) 50% de carga (b) 100% de carga	120
Figura 77. Plano de estado x_2 vs x_1 perturbaciones de carga(a) 50% (b) detalle 50% (c) 100% (d) detalle100%.....	122
Figura 78. Tensión de salida V_C convertidor <i>Boost</i> multifase	125
Figura 79. Corriente en las inductancias i_{L1} (azul) y i_{L2} (rojo).....	125
Figura 80. Detalle de corriente de las inductancias i_{L1} (azul) y i_{L2} (rojo)	126
Figura 81. Detalle <i>chattering</i> salida tensión convertidor multifase	126
Figura82. Superficies de deslizamiento, $SS1$ (verde), $SS12$ (negro), i_{refh2} (amarillo), y ley de control conmutación atenuada u (rojo)	127
Figura 83. Conmutación fase uno y fase dos desfasadas	128
Figura 84. Plano de estado (a) (x_3 vs x_1) (b) (x_3 vs x_2).....	129
Figura 85. Tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga. (a) 50% (b) 100%.....	130

Figura 86. Detalle tensión de salida con perturbación de carga. (a) 50% (b) 100%	131
Figura 87. Detalle corriente $iL1$ y $iL2$ con perturbación de carga(a) 50% (b) 100%	132
Figura 88. Detalle <i>chattering</i> tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga 50%.....	133
Figura 89. Detalle <i>chattering</i> tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga 100%.....	134
Figura 90. Gráfica detalle seguimiento de corrientes perturbación de carga. $iL1$ (azul), $iL2$ (rojo), i_{re} (verde)	135
Figura 91. Conmutación detalle estado estable perturbaciones. (a) 50% (b) 100%	136
Figura 92. Plano de estado con Perturbaciones 50% de carga (a) ($x3$ vs $x1$)..	137
Figura 93. Plano de estado con Perturbaciones 100% de carga (a) ($x3$ vs $x1$) (b) ($x3$ vs $x1$) detalle (c) ($x3$ vs $x2$). (d) detalle ($x3$ vs $x2$).....	138

TABLA DE GRÁFICOS

	Pág
Gráfico 1. Controlador como sistema dinámico del error	26
Gráfico 2. Diagrama de bloques lazo SMC ideal	30
Gráfico 3. Diseño de lazo SMC con dinámica modelada no considerada del actuador	32
Gráfico 4. Diagrama de bloques que muestra la divergencia dentro de la vecindad de la región de deslizamiento	34
Gráfico 5. Representación de la capa límite	35
Gráfico 6. SMC para un sistema de una fase	41
Gráfico 7. SMC con interconexión de m fases	42
Gráfico 8. Distribución de la referencia de entrada para m fases	43
Gráfico 9. Esquema de la metodología multifase para el convertidor Boost.....	43
Gráfico 10. Ciclo del proceso de la metodología multifase bajo la acción del SMC aplicada al convertidor de potencia Boost.....	46
Gráfico 11. Diagrama de flujo principal (muestra los resultados de simulación) ...	53
Gráfico 12. Diagrama de proceso del funcionamiento del control.....	54
Gráfico 13. Esquema de control en modo deslizante convertidor Boost.....	106
Gráfico 14. Curva V_o/V_{in}	108
Gráfico 15. Esquema de control del convertidor Boost en modo deslizante	109
Gráfico 16. Esquema de control convertidor Boost multifase en modo deslizante	124

TABLA DE CUADROS

	Pág
Cuadro 1. Parámetros de diseño del circuito convertidor Boost.....	49
Cuadro 2. Modelado para el convertidor tipo <i>Boost</i> de una hasta cinco fases	50
Cuadro 3. Superficies de deslizamiento y control para el convertidor tipo <i>Boost</i> de una hasta cinco fases.....	51
Cuadro 4. Acción de control de acuerdo a la corriente	57
Cuadro 5. Datos de mínimo, máximo y <i>chattering</i> con perturbación en el sistema	64
Cuadro 6. Acción de control de acuerdo a la corriente	73
Cuadro 7. Datos de mínimos, máximo y <i>chattering</i> con perturbación en el sistema	79
Cuadro 8. Acción de control de acuerdo a la corriente	88
Cuadro 9. Acción de control de acuerdo a la corriente	93
Cuadro 10. Acción de control de acuerdo a la corriente	99
Cuadro 11. Mínimos, máximos y <i>chattering</i> de cada fase	102
Cuadro 12. Datos del sistema convertidor <i>Boost</i> con perturbaciones	104
Cuadro 13. Comportamiento de los parámetros del convertidor <i>Boost</i> al perturbar la carga.....	105
Cuadro 14. Parámetros relevantes perfil de simulación.....	109
Cuadro 15. Resultados obtenidos perturbaciones convertidor <i>Boost</i>	123
Cuadro 16. Valores datos <i>chattering</i>	139

RESUMEN

TÍTULO: EFECTO SOBRE EL *CHATTERING* DE UNA METODOLOGÍA MULTIFASE APLICADA A UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CONMUTADO*

AUTORES: CAMILO ANDRÉS JIMÉNEZ CELIS**
DORA ALEJANDRA CHAPARRO ORTIZ**

PALABRAS CLAVES:

Convertidor *Boost*, *chattering*, control modos deslizantes, multifase.

DESCRIPCIÓN:

En el presente proyecto se realiza una exploración alrededor del *chattering* como un comportamiento indeseado asociado a los convertidores de potencia conmutados, observado como un rizado en la tensión de salida, siendo producto del cambio de estado en la acción de control. Para ello se mostrará por medio de simulación numérica, como el uso de una metodología multifase es de utilidad para lograr la reducción de este efecto indeseado mediante la manipulación de los estados dinámicos del sistema convertidor. Para poder llegar a cumplir con este propósito, inicialmente se debe realizar una revisión literaria a cerca de los fundamentos del control por modos deslizantes *SMC* y sus aplicaciones en sistemas convertidores de potencia. Posteriormente se estudiará el *chattering* como consecuencia del control conmutado el cual es ligado a la eficiencia del sistema. Adicionalmente, se definirá una metodología multifase que es capaz de reducir el *chattering* en un convertidor de potencia bajo la acción de una técnica de control por modos deslizantes. Finalmente se expondrán y se analizarán los resultados encontrados mediante simulación numérica. Se espera como trabajo futuro, realizar una implementación del circuito convertidor de potencia multifase con base a los resultados obtenidos, para comprobar las predicciones teóricas del estudio realizado.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones. Director M.Sc. Julio Andelfo Flórez Vargas. Codirector M.Sc. Jaime Guillermo Barrero

ABSTRACT

TITLE: CHATTERING EFFECT ON A MULTIPHASE METHODOLOGY APPLIED TO A POWER CONVERTER SWITCHED*

AUTHOR: CAMILO ANDRÉS JIMÉNEZ CELIS**
DORA ALEJANDRA CHAPARRO ORTIZ**

KEY WORDS:

Boost converter, chattering, sliding mode control, multi-phase.

DESCRIPTION:

In this research project around chattering as unwanted behavior associated with commutated converters it is performed. To do this will be shown by numerical simulation, as a multiphase methodology is useful in reducing this unwanted effect by manipulating the dynamic system states. To accomplish this purpose, initially a literary review is done about sliding mode control SMC and their applications in power converter systems. Subsequently the chattering is studied as a result of the switched control influences system efficiency. Additionally, a multi-phase methodology capable of reducing the chattering in a power converter under the action of a technique of sliding mode control is defined. Finally, the numerical simulation results will be presented. It is expected as future work perform a circuital implementation of the results obtained to verify the theoretical predictions of the study.

* Degree work

**Faculty of Physical – Mechanics Engineering. Electrical, electronic and telecommunication engineering and Informatics School. Advisor: Julio Andelfo Flórez Vargas, M.Sc. Co-advisor: Jaime Guillermo Barrero, M.Sc.

INTRODUCCIÓN

Los convertidores electrónicos de potencia son la forma más eficiente para implementar actuadores en sistemas de control eléctrico y electromecánico [1]. Por su naturaleza funciona con leyes de control de tipo binario [2]. La utilización de estrategias de control en modo deslizante le otorga robustez frente a las perturbaciones externas además de variaciones paramétricas en el circuito [3]. Sin embargo este tipo de control conlleva un problema en el rizado en la salida conocido como *chattering*. En el siguiente trabajo de investigación se busca estudiar el *chattering*, como un comportamiento no deseado de los convertidores de potencia, además de utilizar una técnica multifase para suprimir dicho rizado.

1. PRELIMINARES

1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

Actualmente, en diversas aplicaciones industriales como: el control de motores eléctricos, fuentes de poder, sistemas de generación energética, entre otros; es común encontrar convertidores de potencia para establecer niveles de corriente y/o tensión según sea la utilidad [1]. Los convertidores de potencia presentan pérdidas eléctricas, además de un considerable aumento de la temperatura en los dispositivos utilizados. Por otro lado, la eficiencia de los convertidores conmutados se puede aumentar en términos de la reducción de las conductas no deseadas, como el “*chattering*”; fenómeno presente en este tipo particular de convertidores, cuando su comportamiento dinámico es manipulado por una técnica de control por modos deslizantes SMC (del inglés, *Sliding Mode Control*) [4]. Para disminuir este comportamiento indeseado en los convertidores de potencia conmutados, se plantean estrategias enfocadas a reducir la amplitud de este rizado (*chattering*).

Bajo condiciones de implementación la frecuencia máxima del *chattering* se encuentra principalmente limitada al ancho de banda del sistema, a causa de factores como: limitaciones de los dispositivos electrónicos, dinámicas no modeladas y la discretización a una tasa de muestreo fija [5]; desencadenando en imprecisiones del control, y provocando alteraciones en los dispositivos que lo componen [4]. Por otro lado, la aplicación de la técnica deslizante ofrece mejor respuesta ante perturbaciones externas y variaciones paramétricas al sistema controlado en comparación con el PID (proporcional-integral-diferencial) clásico, el cual algunas veces es incapaz de corregir dichas variaciones [6]. Por tanto, esta técnica ha sido clave en el diseño de nuevos dispositivos del tipo *POPI* (del inglés, *DC Power Input = DC Power Output*), tales como: “transformadores de corriente directa, *Power Gyration* y resistencias libres de pérdidas”, los cuales pueden ser usados como bloques de constitución en el diseño de arquitecturas electrónicas de potencia modernas, ya sea para distribución o generación en sistemas de potencia [2].

El enfoque deslizante, ha obtenido gran aceptación en la comunidad científica debido a su capacidad de compensar perturbaciones en la referencia y en la carga, a pesar del efecto indeseado de alta frecuencia conocido como *chattering*; de esta manera la necesidad de reducir este comportamiento ha desencadenado en numerosas investigaciones, donde se evidencian combinaciones con otras técnicas avanzadas. En la literatura esta técnica deslizante se encuentra enlazada con: una ley de control adaptativo definida entre los límites de la capa desencadenando en deslizamiento [4] [7] [8] [9] [10]; una técnica con modos de control deslizante de orden superior (HOSM) que garantiza la precisión en el deslizamiento [4] [10] [11] [12] [13]; un método de ganancia de estado dependiente, que modifica al método tradicional del control de seguimiento del sistema, mediante la definición de una ley de control equivalente [4] [2] [10]; una lógica difusa, brindando características de ambas técnicas constituyéndose como el control difuso en modos deslizantes (FCSMC) [6] [14] [15] [16]; un control basado en observadores, que estima los

estados del sistema en lugar de medirlos directamente de la planta [17] [18]; un control por lazo de histéresis [4]; y la inclusión de dinámicas no modeladas [8]. Adicionalmente, investigaciones recientes muestran evidencia de la combinación de esta estrategia con el método de control adaptativo súper-twist, capaz de reducir ostensiblemente el sistema hasta convertirlo en un filtro de primer orden [9] [18]. Por otro lado, se encuentran trabajos enfocados en estrategias Multifase, donde se busca la cancelación de armónicos mediante la selección de un desfase entre los distintos canales [5] [17] [19] [20], ayudando a reducir el ancho del *chattering*, tal como lo hace la metodología *Interleaving*, la cual define nuevas superficies de conmutación con un desfase entre sí [3] [21].

En síntesis y con base en lo previo, la perspectiva del control conmutado por modos deslizantes se adapta tanto a sistemas lineales como no lineales, y es altamente usado en los sistemas electrónicos de potencia, como el caso de los convertidores DC-DC [4] [17]. Finalmente es conocido que en escenarios donde el sistema es sometido ante perturbaciones externas, o presenta imperfecciones en su modelado matemático, por preferencia se recomienda tratar el sistema mediante una estrategia multifase.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En la actualidad, los convertidores de potencia conmutados desempeñan un rol fundamental en múltiples aplicaciones asociándolos con una elevada demanda por parte de la industria como: fuentes de poder en computadoras, sistemas distribuidos de potencia, sistemas de potencia en vehículos eléctricos, aeronaves, etc. [22]; Entre las topologías más utilizadas se encuentran: *Buck-Boost* (reductor-elevador), *Buck* (reductor) y *Boost* (elevador), siendo este último el que presenta mayor interés en aplicaciones puesto que puede entregar a su salida una tensión mayor a la presente en la entrada y además es de sencilla implementación [23]. Para lograr la estabilidad de estos sistemas ante perturbaciones, se ha optado por la necesidad

de implementar un controlador capaz de mejorar estos efectos y aumentar la eficiencia. De esta manera, el control por modos deslizantes *SMC* es claro candidato para cumplir con este requerimiento al definir una superficie de deslizamiento, constituida por la combinación lineal del error y derivadas consecutivas del mismo, y atraer todas las dinámicas del sistema hacia dicha superficie. Sin embargo, este método genera inconvenientes, provocando un aumento en el rizado y distorsión de la señal de interés.

Los impactos positivos causados por el control en modos deslizantes, atrajo gran atención de investigadores, quienes plantean estrategias para la reducción del *chattering* en convertidores de potencia conmutados; de esta manera, la metodología multifase es una alternativa apta para la atenuación de este fenómeno, contribuyendo al aumento de la eficiencia del controlador y del sistema controlado [17].

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo General

Analizar el efecto de una metodología multifase para reducir el *chattering* en un convertidor de potencia bajo la acción de una técnica de control conmutada.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Realizar una revisión literaria acerca del control por modos deslizantes *SMC* y sus aplicaciones en circuitos convertidores de potencia conmutados.

- Estudiar y analizar el *chattering* como consecuencia del control por modos deslizantes *SMC*.

- Establecer una metodología multifase para reducir el *chattering* en un convertidor de potencia bajo la acción de una técnica de control por modos deslizantes *SMC*.

- Mostrar por simulación el efecto de aplicar una estrategia de control deslizante multifase para manipular el comportamiento dinámico de un convertidor de potencia conmutado utilizando el software MATLAB® y OrCAD- CADENCE®.

2. CONTROL POR MODOS DESLIZANTES (SMC)

El control por modos deslizantes es una técnica avanzada de control definida en el espacio de estados, caracterizada por asumir valores de naturaleza discontinua y su capacidad de mantener condiciones deseadas en el sistema [8] [11], permitiendo tolerar imprecisiones debidas a parámetros desconocidos ya sea en la planta, o por representaciones simplificadas de la dinámica del sistema, perturbaciones y límites de conmutación dependientes de los estados [19] [24] [25].

En las últimas dos décadas el SMC ha presentado un alto nivel de actividad en la investigación y prácticas de ingenieros, dado que puede reducir el problema de convergencia asintótica llevando a cero el error en estado permanente del sistema lineal o no lineal, pasando de un problema n-dimensional a uno unidimensional [26]; además tiene la capacidad de ser una herramienta eficiente para el control complejo de alto orden usado comúnmente en plantas dinámicas no lineales que operan bajo condiciones inciertas, las cuales representan un problema bastante común para muchos procesos de tecnología moderna [4] [11] [26] [27] [28].

La idea principal del SMC es aplicar una señal de control conmutada que consigue llevar los estados de las dinámicas del sistema gobernados por ecuaciones diferenciales ordinarias, hacia un campo escalar conocido como superficie de deslizamiento y forzarlas a moverse sobre dicha superficie con el objeto de que cumpla las especificaciones deseadas [28] [29].

2.1 FUNDAMENTOS DEL SMC

Considere el sistema dinámico de la forma [4] [27] [28]:

$$\dot{x} = f(x) + u, \quad (1)$$

donde x es el vector de estados, el escalar u es la entrada de control,

$\mathbf{x} = [x \ \dot{x} \ \dots x^{(n-1)}]^T$ es el vector de estados y la función $f(x)$ está dada en su forma generalizada y puede corresponder con un sistema lineal o no-lineal.

El propósito del control deslizante es lograr que x siga un estado específico cambiante en el tiempo $\mathbf{x}_d = [x_d \ \dot{x}_d \ \dots x_d^{(n-1)}]^T$ (referencia de entrada), para esto se establece el error de seguimiento en x como:

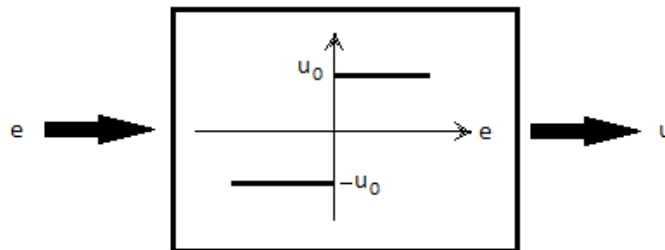
$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_d - \mathbf{x} = [e \ \dot{e} \ \dots e^{(n-1)}]^T, \quad (2)$$

definiendo el controlador como un sistema dinámico, donde la entrada es el error cometido y la salida es la ley de control dada por la siguiente expresión escalar discontinua siendo:

$$u = \begin{cases} u_0 & \text{si } e > 0 \\ -u_0 & \text{si } e < 0 \end{cases} \quad \text{o} \quad u = u_0 \operatorname{sign}(e), \quad u_0 = \text{cte}. \quad (3)$$

En el Gráfico 1 se muestra el control u como una función *relé* del error de seguimiento, donde el argumento de la función de control e es igual a cero el cual es el punto de discontinuidad [27] [28] [29].

Gráfico 1. Controlador como sistema dinámico del error



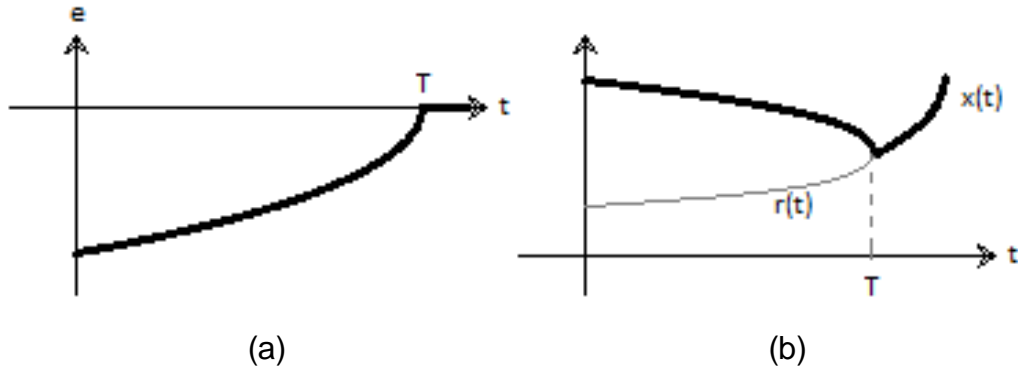
Fuente: SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control. N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. p. 476.

Es posible observar que la ley de control depende de los valores del error e y su derivada con respecto al tiempo (4)

$$\frac{de}{dt} = \dot{e} = \dot{x}_d - f(\mathbf{x}) - u_o \text{sign}(e), \quad (4)$$

que a su vez tiene diferentes signos cuando $u_o > f_o + |\dot{x}_d|$; por consiguiente después de un intervalo de tiempo definido T el error de seguimiento es igual a cero (Figura 1(a)) y del mismo modo la magnitud del error decae a un promedio finito (Figura 1(b)) [29].

Figura 1. Control seguimiento de modo deslizante



Fuente: SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control. N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. p. 476.

Se puede decir que el sistema se encuentra en modo de deslizamiento sobre la superficie $S(t)$ cuando el control conmuta continuamente entre u_o y $-u_o$, siendo el error de seguimiento aproximadamente cero [28] [29].

2.2 CONDICIÓN DE DESLIZAMIENTO

Para garantizar la existencia del régimen deslizante, debe existir una superficie de deslizamiento $S(t)$ definida en el espacio $\mathbb{R}^{(n)}$ por la ecuación escalar $s(\mathbf{x}, t) = 0$, representada por:

$$s(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} e, \quad (5)$$

donde λ es una constante estrictamente positiva e idealmente los estados de las dinámicas del sistema correspondientes del vector $f(\mathbf{x})$ deben estar dirigidos hacia la superficie de deslizamiento $s(\mathbf{x}, t) = 0$, $\frac{s(\mathbf{x}, t)}{dt} = 0$ [24], implicando que se deba cumplir la condición de deslizamiento presentada en la ecuación (6) tras escoger una ley de control $u(t)$ que satisfaga esa condición, siendo η es una constante positiva:

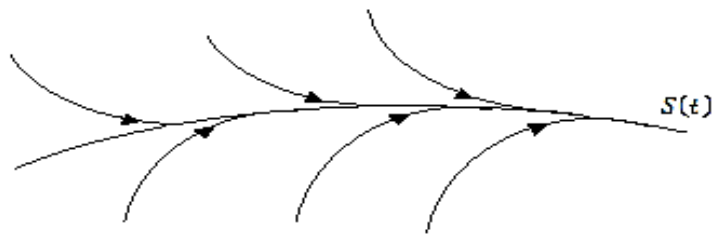
$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s|. \quad (6)$$

La expresión anterior plantea que la media cuadrática de la distancia hacia la superficie, decrece a lo largo de los estados del sistema, haciendo que las trayectorias apunten hacia $S(t)$ y esta se convierta en una superficie atrayente.

Una vez estando los estados del sistema sobre la superficie de deslizamiento, se mantienen allí garantizando que se cumpla la condición de deslizamiento provocando que $S(t)$ se convierta en un conjunto invariante (Figura 2), de esta manera se dice que el sistema se encuentra en modo de deslizamiento y sus trayectorias dinámicas son definidas por la ecuación (7) [8] [27]:

$$\left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} e = 0 \quad (7)$$

Figura 2. Superficie de deslizamiento



Fuente: SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control. N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. p. 476.

2.3 CHATTERING

El control en modo deslizante es un control muy atractivo para la implementación en sistemas lineales y no lineales pero este a su vez ocasiona un fenómeno indeseado conocido como *chattering*. Las causas principales de este fenómeno son dos, la primera es bajo una rápida acción en el lazo de control, excita dinámicas no modeladas (dinámicas no modeladas se refiere a sensores y accionadores no tenidos en cuenta para el modelado del proceso) y la segunda corresponde a una implementación digital, esta emplea micro controladores que discretiza el *chattering* al usar una tasa de muestreo [28] [29].

El SMC necesariamente usa un controlador de naturaleza discontinua que a su vez implica la selección de u con el fin de satisfacer la condición de deslizamiento, dando lugar a la conmutación, como la principal forma de operar los modos deslizantes; no se denomina *chattering* en el caso ideal, porque se comprende que la frecuencia de conmutación tiende a infinito; se usa el termino *chattering* para referirse a las oscilaciones de frecuencia finita indeseables, causadas por las imperfecciones del sistema [27] [28] [29].

Para comprender la creación del *chattering* se plantea el siguiente ejemplo [29].

“Se tiene la función.

$$\dot{x}(t) = ax(t) + d(x,t) + bw(t), \quad (8)$$

Correspondiente a una planta de primer orden, donde $a^- \leq a \leq a^+$ y $0 < b^- \leq b \leq b^+$, son parámetros desconocidos, con acotaciones conocidas, y $d(t)$ se supone uniformemente acotada para todas las condiciones de operación (x,t) de la siguiente forma $|d(x,t)| \leq d^+$; de igual manera se define las variables de estado

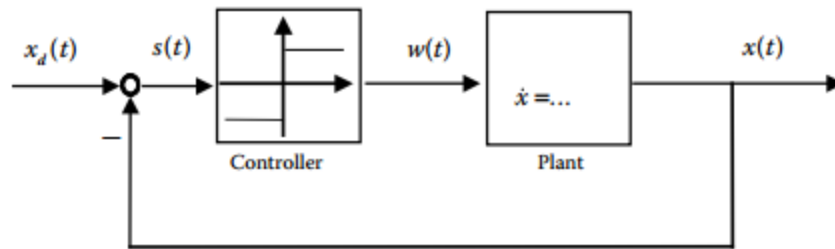
$$s(t) = x_d(t) - x(t); \quad (9)$$

además del controlador en modos deslizantes dado por

$$w(t) = M \text{sign}[s(t)]. \quad (10)$$

El propósito del control es lograr que las variables de estado y la señal de salida $x(t)$ alcancen la trayectoria deseada $x_d(t)$, con una amplitud conocida como $|x_d(t)| \leq x_d^+$ para una razón de cambio igual a $|x_d'(t)| \leq v_d^+$ [4] [29]. Al aplicar el control de la ecuación (10) sobre la función de la ecuación (8), el sistema queda confinado a las cercanías de $s(t) = 0$ en la ecuación (9); a pesar de las incertidumbres paramétricas en a, en b y las perturbaciones desconocidas $d(x, t)$ En el Gráfico 2 se observa el diagrama de bloques de un sistema de control en modos deslizantes ideal. Un controlador discontinuo manda sobre la señal de salida $x(t)$ de la planta para que siga la trayectoria $x_d(t)$, el lazo de control al estar libre de dinámicas no modeladas queda exento de *chattering* [29].

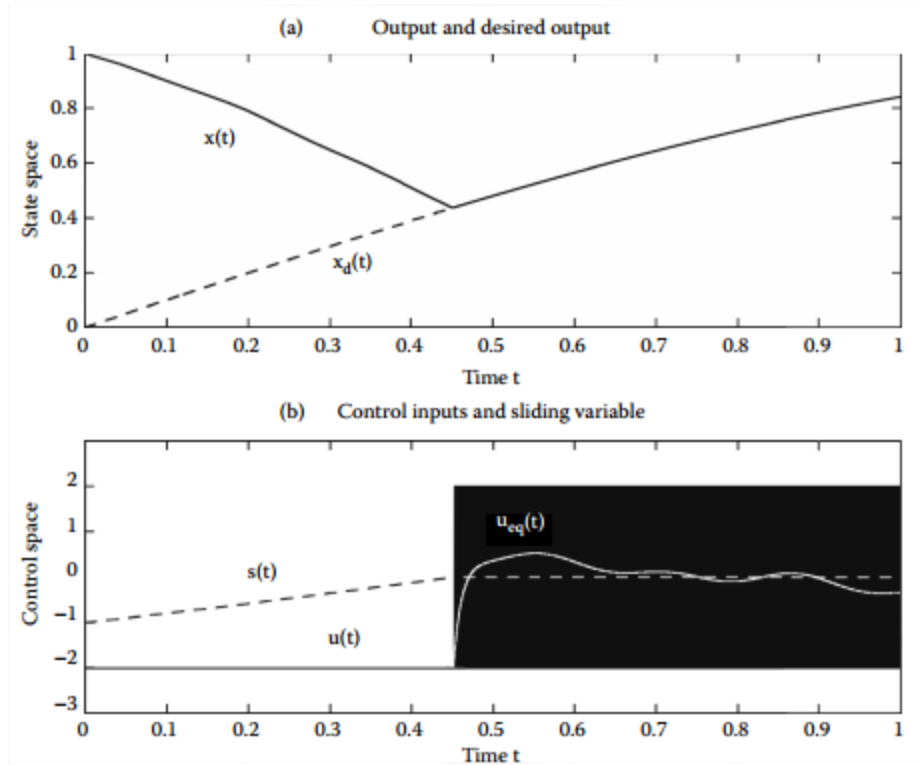
Gráfico 2. Diagrama de bloques lazo SMC ideal



Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

Por medio del método de control equivalente se puede examinar el comportamiento de la planta de la ecuación (8) bajo la técnica de control por modos deslizantes [29], debido a que $s(t)$ es igual a cero después de alcanzar su punto de deslizamiento. En la Figura 3(a) el vector de estados $x(t)$ converge a un valor deseado $x_d(t)$, en un intervalo de tiempo finito, en $s(t) = 0$; el control equivalente cambia y conmuta con una frecuencia infinita, como se observa en la Figura 3(b).

Figura 3. SMC ideal en sistemas de primer orden. (a) señales de salida del sistema $x(t)$ y referencia $x_d(t)$. (b) señal de control y variables de estado



Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

“En sistemas de control continuo, un controlador discontinuo excita la dinámica que no está prevista en el modelo, lo que conlleva a presentarse oscilaciones en el vector de estados y generar el *chattering*. Tales oscilaciones traen consecuencias como desgaste en los componentes mecánicos, baja precisión en el control además de una alta disipación de potencia de los circuitos conmutadores¹”.

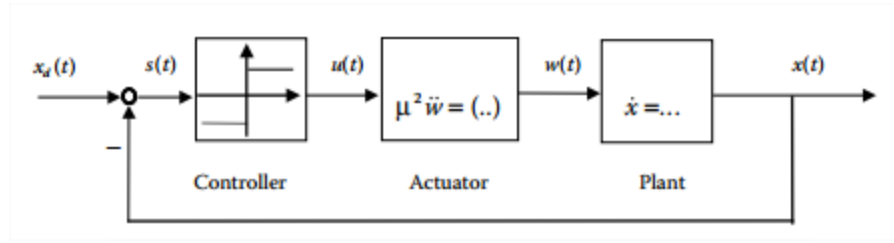
En el Gráfico 3 se muestra el esquema de lazo SMC con la dinámica modelada del actuador $w(t)$ no considerada para el diseño ideal.

$$w(t) = \frac{w^2}{p^2 + 2wp + w^2} u(t) = \frac{1}{(\mu p + 1)^2} u(t), \quad (11)$$

¹ V. UTKIN, J. GULDNER y J. SHI, The Chattering Problem. En: *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. Ed.2. Taylor & Francis Group, 2009, vol. 34, p 159-204.

se destaca el hecho de que la ecuación (11) mezcla los dominios del tiempo y la frecuencia, realizado necesariamente para una mejor comprensión en la explicación del fenómeno del chattering.

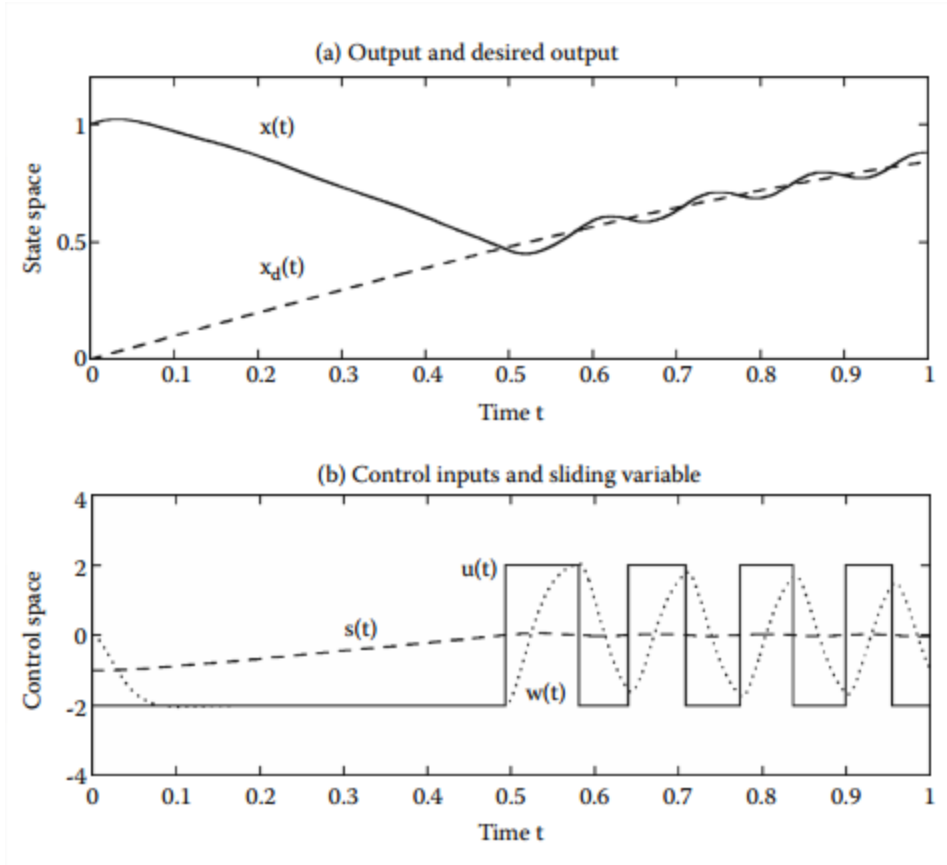
Gráfico 3. Diseño de lazo SMC con dinámica modelada no considerada del actuador



Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

En la Figura 4(a) se muestra el seguimiento de la señal obtenida a la salida de la planta del esquema del Gráfico 3, con la señal $x_d(t)$; al principio la señal de salida converge, pero no llega a seguir de la misma manera que lo hace en la Figura 3(a), tal comportamiento sugiere que $s(t) = x_d(t) - x(t) = 0$, es atrayente [29]; excepto por una vecindad en la cual las trayectorias divergen con respecto a la referencia en la cual se presentan las oscilaciones indeseadas y con frecuencia finita [27] [29]; en la Figura 4(b) se muestra que la señal de salida del accionador $w(t)$ a comparación de la señal de control $u(t)$ es lenta y no puede seguirla, similar resultado habrá si se aumenta el ancho de banda del accionador, las oscilaciones indeseadas seguirán estando presentes. Nótese que si $\mu \rightarrow 0$ en la ecuación (10) la respuesta del sistema descrito en la Gráfico 3 se verá de la forma que se muestra en la Figura 4 [29].

Figura 4. Problema del *chattering* bajo condiciones de operación de control discontinuo. (a) señales de salida del sistema $x(t)$ y referencia $x_d(t)$. (b) señal de control y variables de estado

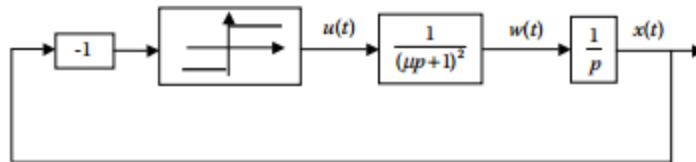


Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

A fin de comprobar la tendencia del comportamiento del sistema, se supone $u(t) = w(t) = -M$. Para $s(t)$ dentro de la vecindad; la respuesta al escalón mediante para la primera conmutación desde $u = M$ hasta $u = -M$ y $s(t) = 0$, Con un paso de t_{sw} es: $w(t) = M \left(1 - 2 \left(\frac{t-t_{sw}}{\omega} + 1 \right) e^{-\frac{t-t_{sw}}{\mu}} \right)$, del resultado anterior se tiene que $s(t)$ converge hacia 0, para $s(t)$ dentro de la vecindad [29]; con el ánimo de calificar las dinámicas sin modelar en el comportamiento del sistema, se

considera el caso con $a = 0, d(x, t) = 0, b = 1$ y $xd(t) = 0$. Reemplazando en las ecuaciones (8) y (9) se muestra el diagrama de bloques del Gráfico 4 [29].

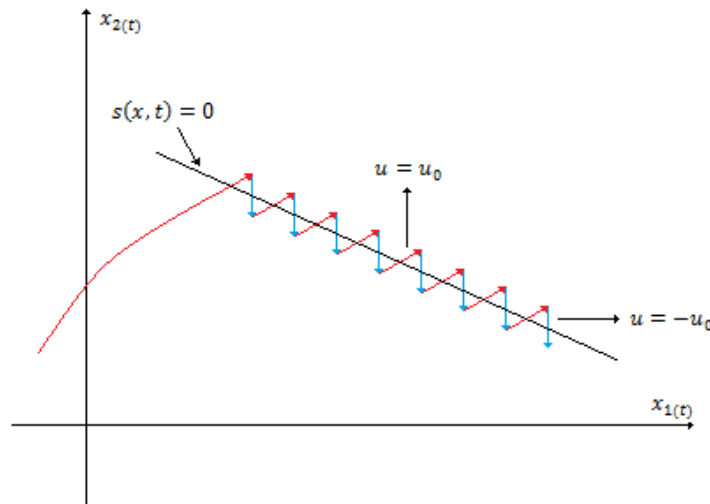
Gráfico 4. Diagrama de bloques que muestra la divergencia dentro de la vecindad de la región de deslizamiento



Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

En la Figura 5 se muestra un ejemplo de la conmutación que da origen al *chattering*, donde se da una pendiente positiva cuando $u = u_0$ y una pendiente negativa cuando $u = -u_0$ estando sobre la superficie de deslizamiento ($s(x, t) = 0$).

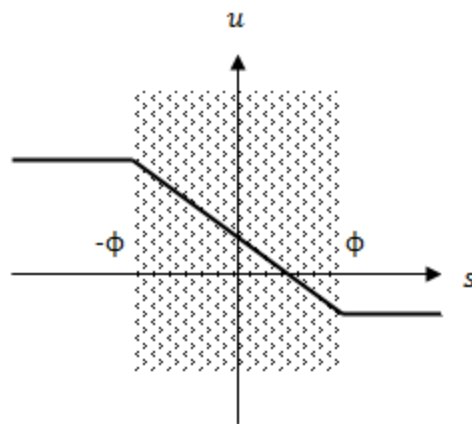
Figura 5. Ejemplo de la conmutación



Fuente: Autores

Por otro lado, se han establecido estrategias de control con el fin de disminuir el efecto indeseado llamado *chattering*, una de ellas comúnmente usada en la práctica es la creación de una capa límite o capa de frontera; esta capa tiene espesor ϕ y es establecida a los alrededores de la superficie de deslizamiento buscando reemplazar por una aproximación lineal, las discontinuidades de la señal de control u (Gráfico 5) [27].

Gráfico 5. Representación de la capa límite



Fuente: SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control. N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. p. 476.

En el interior de la capa, u se comporta como una interpolación la cual reemplaza el término $sign(s)$ por $\frac{s}{\phi}$ y la estrategia de control a emplear es de la forma

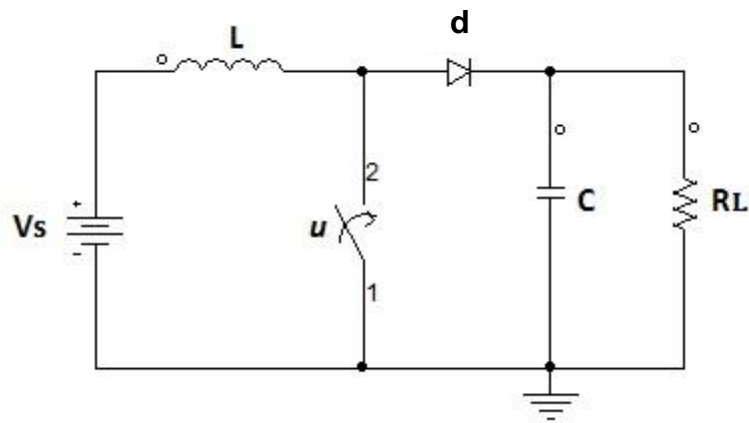
$$u = sat(s), \text{ donde la función } sat(y) = \begin{cases} y, & |y| \leq 1; \\ sign(y), & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

2.4 CONVERTIDORES DE POTENCIA CC-CC BOOST

El convertidor de potencia CC-CC tipo *Boost* (elevador) permite aprovechar las características de los elementos almacenadores de energía presentes en el circuito (inductor y capacitor) para elevar la corriente que suministra la fuente de

alimentación que a su vez se traspassa al condensador obteniendo niveles de tensión en la carga más altos que los de la fuente [1]. Cuenta con un sistema conmutado (u) que opera entre dos modos distintos dependiendo del estado de un conmutador ya sea abierto o cerrado según se muestra en la Figura 6 [1] [30] [31].

Figura 6. Convertidor tipo Boost

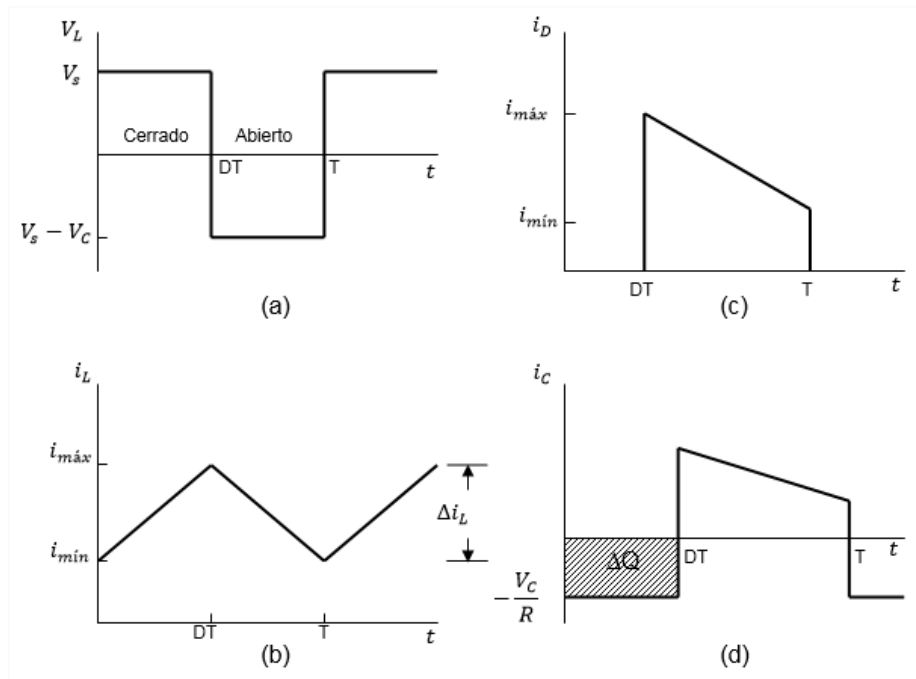


Fuente: Autores

2.4.1 Modelado Matemático del Convertidor CC-CC Tipo BOOST: para obtener un modelo matemático que incluya los modos de operación que el convertidor admite, se tienen en cuenta dos estados dinámicos continuos diferentes cuando el conmutador $u = 1$ (cerrado) y $u = 0$ (abierto) [30] [31].

Las formas de onda del convertidor *Boost* son las siguientes para cuando el conmutador está cerrado o abierto [30] (Figura 7), siendo D el ciclo de trabajo y T el período.

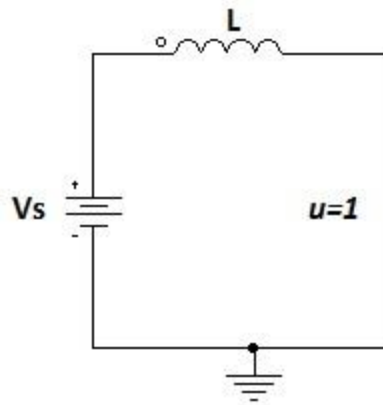
Figura 7. Formas de onda del convertidor Boost. (a) Tensión en el inductor. (b) Corriente en el inductor. (c) Corriente en el diodo. (d) Corriente en el capacitor.



Fuente: HART, Daniel. Convertidores CC-CC. En: Electrónica de potencia, Pearson Educación, SA. 2001, p. 201-254.

La Figura 8 muestra el circuito equivalente que se obtiene en el instante en que el conmutador está cerrado donde la fuente de alimentación V_s energiza el inductor.

Figura 8. Convertidor *Boost* con $u = 1$



Fuente: Autores

Aplicando ley de tensión de Kirchhoff (LVK) en el circuito de la Figura 8 se obtiene que:

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}, \quad (12)$$

donde V_L representa la caída de tensión en la inductancia. La variación de la corriente en el inductor se puede calcular de la siguiente manera cuando $u = 1$:

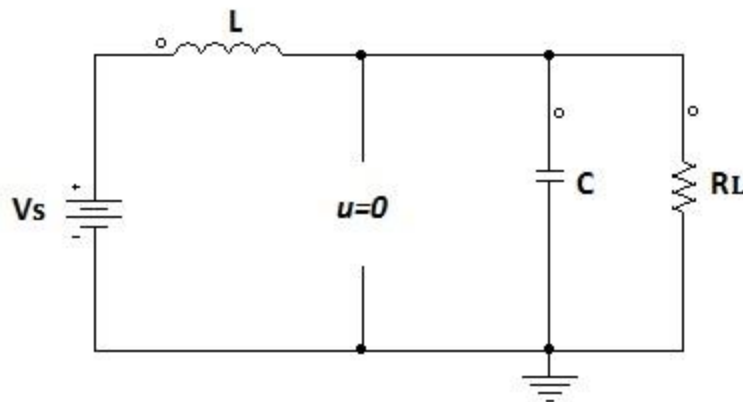
$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_s DT}{L}. \quad (13)$$

Debido a que la variación de la corriente es constante, la corriente empieza a aumentar de manera lineal con el interruptor cerrado, y aplicando ley de Kirchhoff de corriente (LCK) obtenemos:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{V_C}{R_L}. \quad (14)$$

En la Figura 9 se muestra el circuito resultante cuando el conmutador está abierto ($u = 0$). La fuente de alimentación V_s y la energía que se encuentra almacenada en la bobina energizan el sistema mientras el diodo está funcionando en directa, dicha energía se descarga tanto en el capacitor como en la resistencia de carga R_L [30] [31].

Figura 9. Convertidor *Boost* con $u = 0$



Fuente: Autores

Cuando $u = 0$, la corriente que pasa por la inductancia no puede variar de forma instantánea, por tal razón el diodo está polarizado en directa y genera una vía para la corriente de la inductancia. La variación de la corriente en el inductor es la siguiente [30]:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_c)(1-D)T}{L} \quad (15)$$

La variación total de la corriente del inductor debe ser cero en régimen permanente, por lo tanto de las ecuaciones (13) y (15) se obtiene que:

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0, \quad (16)$$

realizando la suma en (16) y despejando el término V_c :

$$V_c = \frac{V_s}{1-D}. \quad (17)$$

De la expresión anterior, si el interruptor permanece abierto y el ciclo de trabajo es cero ($D=0$), la tensión de salida es igual a la entrada ($V_c = V_s$), y si se aumenta (D), la tensión de salida será mayor a la entrada.

Si decimos que la tensión de salida V_c es constante, se tiene que la tensión de la inductancia es [30]:

$$V_L = V_s - V_c = L \frac{di_L}{dt}. \quad (18)$$

Aplicando LVK en el circuito de la Figura 9 se obtiene la ecuación nodal (19):

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R_L}. \quad (19)$$

A continuación se realizará la definición del sistema para representarlo en el espacio de estados, siendo las variables de estado las dadas por:

$$x_1 = i_L, x_2 = V_c. \quad (20)$$

Primero se plantean las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del modelado. Mediante las ecuaciones (12-14) se obtiene (20) cuando $u = 1$:

$$\dot{x}_1 = \frac{V_s}{L}, \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R_L C}, \quad (21)$$

de las ecuaciones (14-15) se obtiene (18) cuando $u = 0$:

$$\dot{x}_1 = \frac{V_s}{L} - \frac{x_2}{L}, \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R_L C}. \quad (22)$$

De la superposición de las expresiones (21) y (22), el sistema que modela el convertidor *Boost*, teniendo en cuenta el conmutador u cuando es cero o uno, es el siguiente, donde x_{01} y x_{02} son las condiciones iniciales del sistema [5] [20] [3]:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot (V_s - (u \cdot x_2)) \\ \frac{1}{C} \cdot ((u \cdot x_1) - \frac{x_2}{R_L}) \end{bmatrix}; x(t_0) = \begin{bmatrix} x_{01} \\ x_{02} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

2.4.2 Metodología Multifase: en el sub-capítulo 2.3 se ha mencionado el efecto indeseado *chattering*, presente en las variables de estado por limitación de dinámicas no modeladas y la frecuencia con la que conmuta el sistema cuando se utiliza el SMC [8] [11] [3] [27] [28]. En la actualidad existen diversas técnicas para la supresión de este fenómeno, entre ellas se encuentra una metodología multifase, la cual consiste en la ampliación de la planta donde se aumenta el número de interruptores, logrando la reducción del *chattering* en las variables de interés [17] [3] [32]. “Esta aplicación en los convertidores de potencia consiste en disponer varios convertidores con una conexión en paralelo logrando distribuir las pérdidas entre más componentes, facilitando la gestión térmica del convertidor multifase y permitiendo manejar importantes valores de potencia en un tamaño reducido en comparación al emplear una sola fase”².

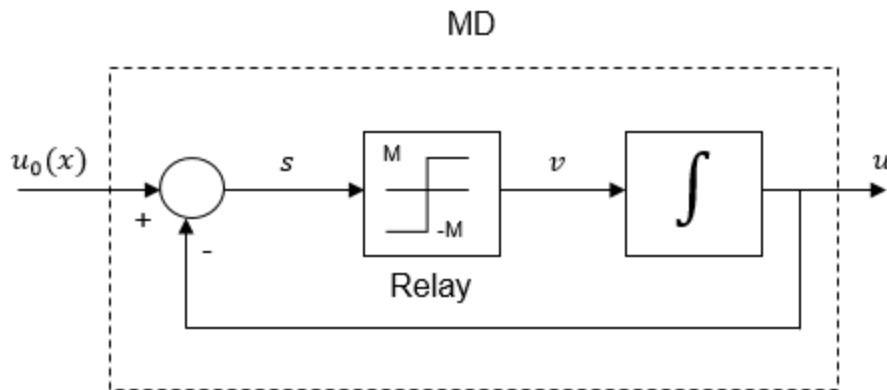
2.4.2.1 Generalidades de la Metodología Multifase: considere el sistema con un control escalar:

$$\dot{x} = f(x, t) + b(x, t)u, \quad (24)$$

² VILCHIS, Juan C, Análisis de estructuras multifase para mejorar la eficiencia en convertidores buck síncronos para la tecnología LPIA-INTEL. Trabajo de maestría Ciencias en Ingeniería Electrónica. Cuernavaca: Centro Nacional de investigación y desarrollo tecnológico. Departamento de Ingeniería Electrónica. 2009. p 116.

donde $x, f, b \in \mathbb{R}^n$. En la ecuación anterior, se asume que el control puede ser diseñado como una función continua de variables de estados $u_0(x)$ usada como una entrada al lazo de control [29]. Usualmente en las implementaciones con convertidores de potencia es utilizado un PWM como un principio de modo de operación para lograr el control deseado. El control en modo deslizante también es una herramienta empleada para tal fin, basada en un lazo de realimentación como se muestra a continuación (Gráfico 6) [29]:

Gráfico 6. SMC para un sistema de una fase



Fuente: UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.

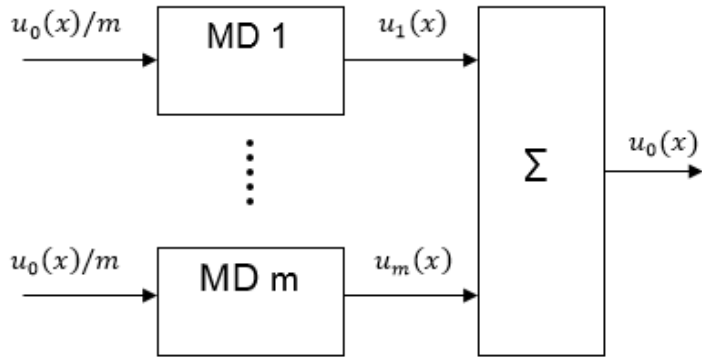
Es posible observar que la salida u , sigue a la entrada de referencia $u_0(x)$ en el modo deslizante [4] [15] [29].

Según los conceptos sobre el SMC estudiados en el sub-capítulo 2.1 y 2.2, es necesaria la existencia de un control (v) y una superficie de deslizamiento (s) que garantice la existencia del régimen deslizante; para comprender mejor el diagrama del Gráfico 6, en las ecuaciones (25) y (26) se plantea la estrategia de control y la superficie de deslizamiento respectivamente [29]:

$$v = M \text{sign}(s), M > 0 \quad (25)$$

$$s = u_0(x) - u \quad (26)$$

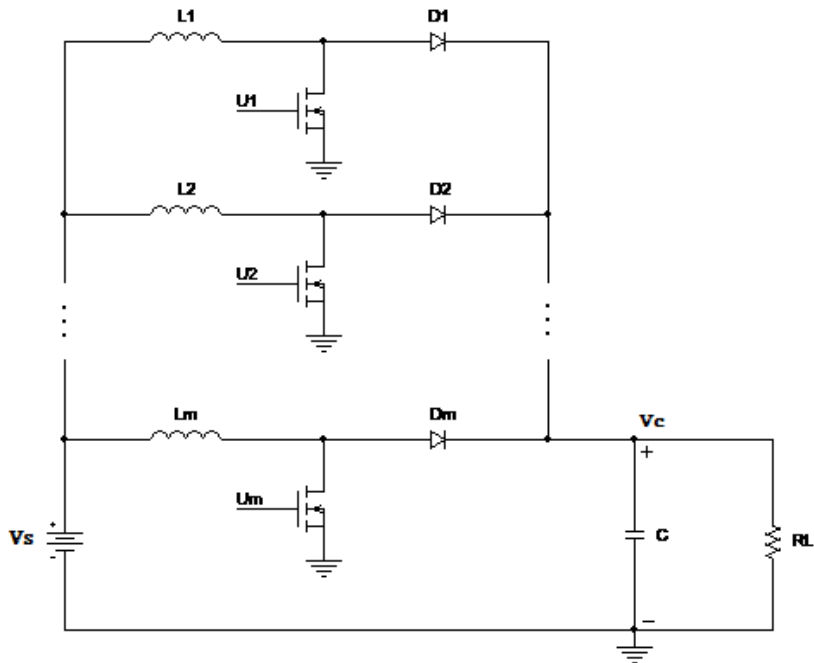
Gráfico 8. Distribución de la referencia de entrada para m fases



Fuente: LEE, Hoon. UTKIN, Vadim y MALININ, Andrey. Chattering reduction using multiphase sliding mode control. International journal of control. 2009, vol. 82. p 1720-1737.

2.4.2.2 Metodología Multifase Aplicada al Convertidor de Potencia CC-CC Tipo BOOST Bajo la Acción del SMC:

Gráfico 9. Esquema de la metodología multifase para el convertidor Boost



Fuente: Autores

A continuación se aplicará la técnica de *SMC* junto con una metodología multifase a un convertidor de potencia conmutado tipo *Boost*, recapitulando el contenido del **CAPÍTULO 2** para un sistema de m fases con una conexión en paralelo. El Gráfico 9 muestra el esquema del circuito multifase para el convertidor *Boost*.

Inicialmente se deben plantear las ecuaciones diferenciales que modelan las dinámicas del sistema del convertidor *Boost*. Debido a que se generalizan las ecuaciones para un sistema de m fases, x_1, x_2, \dots, x_m representan las variables de estado para la corriente del inductor $i_{L1}, i_{L2}, \dots, i_{Lm}$ respectivamente y x_{m+1} la tensión en el capacitor V_c , dicho esto el modelado del sistema queda expresado de la forma siguiente en términos de la ley de control u :

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - ((1 - u_1) \cdot x_2)) \quad (27)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - ((1 - u_2) \cdot x_3)) \quad (28)$$

$$\dot{x}_m = \frac{1}{L} \cdot (V_s - ((1 - u_m) \cdot x_{m+1})) \quad (29)$$

$$\dot{x}_{m+1} = \frac{1}{C} \cdot \left((1 - u_1) \cdot x_1 + (1 - u_2) \cdot x_2 + \dots + (1 - u_m) \cdot x_m - \frac{x_{m+1}}{R_L} \right) \quad (30)$$

Ahora se procede a plantear las superficies de deslizamiento (31-34) y la ley de control (35-36) como se muestra a continuación [5] [7] [17] [20]. Con base en las ecuaciones (2) y (30) realizando un intercambio de signos en dichas expresiones (modo de control a utilizar en las simulaciones en los capítulos 3 y 4), las superficies de deslizamiento vistas como una función del error de seguimiento e , quedan definidas de la siguiente manera, donde i_{re} es la corriente deseada en el inductor, siendo esta la suma de las corrientes en estado estable proporcionada por cada fase del convertidor [5]:

$$i_{re} = \sum_k^m i_k = \frac{V_c^2}{R_L \cdot V_s} \quad (31)$$

$$s_1 = x_1 - i_{re}/m \quad (32)$$

$$s_2^* = s_2 - s_1, s_2 = x_2 - i_{re}/m \quad (33)$$

$$s_k^* = s_k - s_{k-1}^*, s_k = x_k - i_{re}/m \text{ para } k = 2, 3, \dots, m. \quad (34)$$

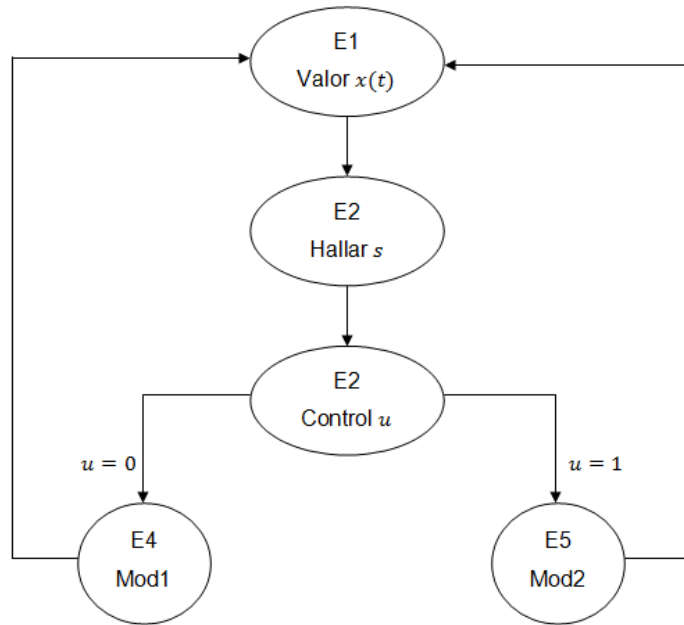
A causa del cambio de signos realizado en la superficie de deslizamiento, la ley de control u está dada por:

$$u_1 = \frac{1}{2}[1 - \text{sign}(s_1)] \quad (35)$$

$$u_k = \frac{1}{2}[1 - \text{sign}(s_k^*)], \text{ cuando } k = 2, 3, \dots, m \quad (36)$$

El Gráfico 10 muestra el proceso que realiza el SMC bajo la metodología multifase, donde al partir de unas condiciones de $x(t)$; ($x(t)$ es la representación de x_1, x_2, \dots, x_m) en el estado E1, se procede a encontrar los valores de s para cada fase en E2, luego la ley de control u en E3 donde puede ser 1 o 0 activando otros estados. Cuando $u = 0$ se activa el E4 y si $u = 1$ se activa E5 (estos dos estados (E4, E5) seleccionan las ecuaciones diferenciales para elevar o disminuir la corriente según sea necesario, logrando que las dinámicas sean atraídas a la superficie $s(\mathbf{x}, t) = 0$ y se mantengan en la referencia deseada i_{re} [28] [29]). Finalmente el ciclo vuelve a comenzar obteniendo nuevos valores de $x(t)$.

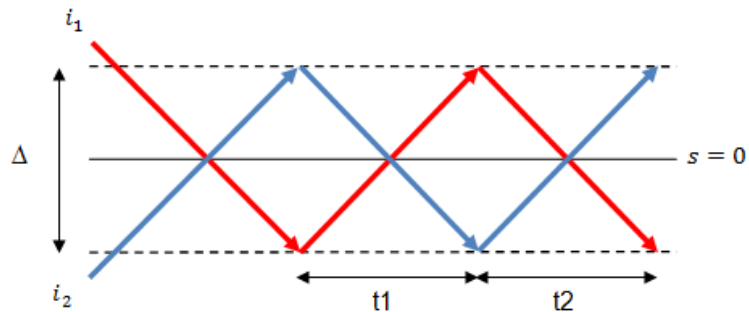
Gráfico 10. Ciclo del proceso de la metodología multifase bajo la acción del SMC aplicada al convertidor de potencia Boost



Fuente: Autores

La Figura 10 es el bosquejo del comportamiento de la corriente para un sistema de dos fases en un convertidor *Boost*, siendo la fase uno (i_1), la fase dos (i_2), t_1 para $s > 0$ y $u = 0$ y t_2 para $s < 0$ y $u = 1$.

Figura 10. Superficie de conmutación para un sistema con dos fases.



Fuente: LEE, Hoon. UTKIN, Vadim y MALININ, Andrey. Chattering reduction using multiphase sliding mode control. International journal of control. 2009, vol. 82. p 1720-1737.

3. CONVERTIDOR *BOOST* CONTROLADO POR UN *SMC* MULTIFASE USANDO MATLAB

El propósito general de este libro es analizar el efecto de una metodología multifase para la reducción del *chattering* en un convertidor de potencia gobernado por una técnica de control conmutada (*SMC*), por tal razón haciendo uso del software MATLAB®, en este presente capítulo se llevará a cabo una simulación numérica con el propósito de recolectar datos sobre el comportamiento controlado del convertidor de potencia tipo *Boost*, y subsecuentemente realizar un análisis para comprobar la disminución del *chattering*.

3.1 DISEÑO DEL CONVERTIDOR *BOOST*

El principio de funcionamiento del convertidor *Boost* CC-CC está en obtener niveles de tensión mayores en la carga que en la fuente de entrada; teniendo en cuenta esta consideración para el diseño, se desea suministrar a la entrada una tensión $V_s = 15$ [V], para obtener a la salida $V_c = 30$ [V]. Despejando D de la ecuación (17), se puede obtener el ciclo de trabajo partiendo de los valores V_s y V_c como sigue:

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_c} \quad (37)$$

$$D = 1 - \frac{15}{30} = 0.5 \quad (38)$$

De las formas de onda de la Figura 7, se obtiene la expresión para el valor de la inductancia cuando posee un porcentaje de rizado en la corriente. Si $V_L = 0$,

$V_s = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{DT}$, ($dt = DT$) y por lo tanto [33]:

$$L = \frac{V_s D}{\Delta i_L f} \quad (39)$$

Si $P_{out} = P_{in}$, entonces:

$$V_{ref} \cdot i_{re} = V_s \cdot i_L \quad (40)$$

Hallando i_{re} de (31), $i_{re} = \frac{10}{7}$ [A], cuando $R_L = 42$ [Ω], y por consiguiente de (40) despejando i_L se tiene que:

$$i_L = \frac{V_{ref} \cdot i_{re}}{V_s}, \quad (41)$$

por lo tanto $i_L = \frac{20}{7}$ [A]. Para un 10% de rizado en la corriente:

$$\Delta i_L = 10\% \cdot i_L, \quad (42)$$

$\Delta i_L = 0.2857$ y con una frecuencia $f = 20$ KHz, el valor del inductor es:

$$L = \frac{15 \cdot 0.5}{0.2857 \cdot 20 \text{ KHz}} = 1.312 \text{ [mH]} \quad (43)$$

De igual manera que para hallar el valor del inductor, se debe tener en cuenta un porcentaje de rizado para encontrar la capacitancia requerida; para el diseño del convertidor se tuvo en cuenta un rizado en la tensión del 1%, por lo tanto:

$$\Delta V = 1\% \cdot V_c, \quad (44)$$

siendo $\Delta V = 0.3$. Si $V_c = \frac{1}{C} \int I_{re} dt$, entonces:

$$\Delta V = \frac{i_{re}}{C} \cdot \Delta t, \quad (45)$$

$\Delta t = DT = \frac{D}{f}$, despejando C de (43) **[33]**:

$$C = \frac{i_{re} \cdot D}{\Delta V \cdot f} = 119.04 \text{ [\mu F]}. \quad (46)$$

En el Cuadro 1 se resumen los parámetros aproximados (valores aproximados comerciales) del circuito convertidor *Boost*.

Cuadro 1. Parámetros de diseño del circuito convertidor Boost

Parámetro	Notación	Valor
Tensión de entrada	V_s	15 [V_{DC}]
Tensión de salida	V_c	30 [V_{DC}]
Frecuencia de conmutación	f_c	20 [KHz]
Ciclo útil	D	50 [%]
Capacitancia	C	120 [μF]
Inductancia	L	1.3 [mH]
Resistencia de carga	R_L	42 [Ω]

Una vez establecidos los parámetros del convertidor para la simulación, se hace uso de la información destacada en el sub-capítulo 2.4.2 donde se presentan los conceptos principales de la metodología multifase y se emplean estos fundamentos en un convertidor de potencia *Boost* para m fases. Los Cuadros 2 y 3 presentan las ecuaciones para el modelado del convertidor *Boost* con conexión en paralelo, las superficies de deslizamiento y el control para m fases respectivamente, considerando la representación de cinco fases del convertidor *Boost*.

Cuadro 2. Modelado para el convertidor tipo *Boost* de una hasta cinco fases

Fase	Modelado para el convertidor tipo <i>Boost</i>
1	<ul style="list-style-type: none"> • $\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_1) \cdot x_2)$ • $\dot{x}_2 = \frac{1}{C} \cdot ((1 - u_1) \cdot x_1 - \frac{x_2}{R_L})$
2	<ul style="list-style-type: none"> • $\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_1) \cdot x_3)$ • $\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_2) \cdot x_3)$ • $\dot{x}_3 = \frac{1}{C} \cdot ((1 - u_1) \cdot x_1 + (1 - u_2) \cdot x_2 - \frac{x_3}{R_L})$
3	<ul style="list-style-type: none"> • $\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_1) \cdot x_4)$ • $\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_2) \cdot x_4)$ • $\dot{x}_3 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_3) \cdot x_4)$ • $\dot{x}_4 = \frac{1}{C} \cdot ((1 - u_1) \cdot x_1 + (1 - u_2) \cdot x_2 + (1 - u_3) \cdot x_3 - \frac{x_4}{R_L})$
4	<ul style="list-style-type: none"> • $\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_1) \cdot x_5)$ • $\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_2) \cdot x_5)$ • $\dot{x}_3 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_3) \cdot x_5)$ • $\dot{x}_4 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_4) \cdot x_5)$ • $\dot{x}_5 = \frac{1}{C} \cdot ((1 - u_1) \cdot x_1 + (1 - u_2) \cdot x_2 + (1 - u_3) \cdot x_3 + (1 - u_4) \cdot x_4 - \frac{x_5}{R_L})$
5	<ul style="list-style-type: none"> • $\dot{x}_1 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_1) \cdot x_6)$ • $\dot{x}_2 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_2) \cdot x_6)$ • $\dot{x}_3 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_3) \cdot x_6)$ • $\dot{x}_4 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_4) \cdot x_6)$ • $\dot{x}_5 = \frac{1}{L} \cdot (V_s - (1 - u_5) \cdot x_6)$

<ul style="list-style-type: none"> $\dot{x}_6 = \frac{1}{C} \cdot ((1 - u_1) \cdot x_1 + (1 - u_2) \cdot x_2 + (1 - u_3) \cdot x_3 + (1 - u_4) \cdot x_4 + (1 - u_5) \cdot x_5 - \frac{x_6}{R_L})$
--

Cuadro 3. Superficies de deslizamiento y control para el convertidor tipo *Boost* de una hasta cinco fases

Fase	Superficie de deslizamiento	Ley de control
1	<ul style="list-style-type: none"> $s_1 = x_1 - \frac{I_{re}}{1}$ 	<ul style="list-style-type: none"> $u_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_1))$
2	<ul style="list-style-type: none"> $s_1 = x_1 - \frac{I_{re}}{2}$ $s_{12} = x_2 - \frac{I_{re}}{2}, s_2 = s_{12} - s_1$ 	<ul style="list-style-type: none"> $u_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_1))$ $u_2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_2))$
3	<ul style="list-style-type: none"> $s_1 = x_1 - \frac{I_{re}}{3}$ $s_{12} = x_2 - \frac{I_{re}}{3}, s_2 = s_{12} - s_1$ $s_{23} = x_3 - \frac{I_{re}}{3}, s_3 = s_{23} - s_2$ 	<ul style="list-style-type: none"> $u_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_1))$ $u_2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_2))$ $u_3 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_3))$
4	<ul style="list-style-type: none"> $s_1 = x_1 - \frac{I_{re}}{4}$ $s_{12} = x_2 - \frac{I_{re}}{4}, s_2 = s_{12} - s_1$ $s_{23} = x_3 - \frac{I_{re}}{4}, s_3 = s_{23} - s_2$ $s_{34} = x_4 - \frac{I_{re}}{4}, s_4 = s_{34} - s_3$ 	<ul style="list-style-type: none"> $u_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_1))$ $u_2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_2))$ $u_3 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_3))$ $u_4 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_4))$
5	<ul style="list-style-type: none"> $s_1 = x_1 - \frac{I_{re}}{5}$ $s_{12} = x_2 - \frac{I_{re}}{5}, s_2 = s_{12} - s_1$ $s_{23} = x_3 - \frac{I_{re}}{5}, s_3 = s_{23} - s_2$ $s_{34} = x_4 - \frac{I_{re}}{5}, s_4 = s_{34} - s_3$ $s_{54} = x_5 - \frac{I_{re}}{5}, s_5 = s_{54} - s_4$ 	<ul style="list-style-type: none"> $u_1 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_1))$ $u_2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_2))$ $u_3 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_3))$ $u_4 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_4))$ $u_5 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{sign}(s_5))$

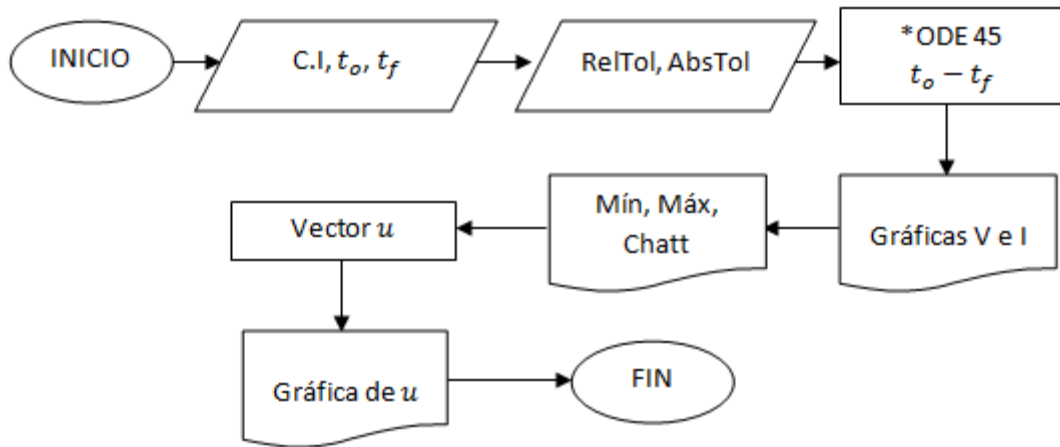
3.2 RESULTADOS DE SIMULACIONES

La validación de la estrategia de control propuesta en el CAPÍTULO 2, se mostrará desde 3.2.1 hasta 3.2.5, mediante la presentación de resultados de simulación con MATLAB® usando el solucionador para ecuaciones diferenciales ODE 45, para un tiempo de 0.08 [s].

En los diagramas de flujo de los Gráficos 11 y 12, se muestra el proceso que realiza la simulación para lograr obtener el comportamiento dinámico del convertidor de potencia, a partir del establecimiento de condiciones iniciales predefinidas (C.I), tiempo inicial ($t_0 = 0$) y tiempo final ($t_f = 0.08$ [s]).

El Gráfico 11 representa el diagrama de flujo principal, como primer paso se declaran las condiciones iniciales del convertidor nombradas en el párrafo anterior y los tiempos de simulación (C.I=0, t_0 , t_f), además se establecen los parámetros de RelTol ($1e-4$) y AbsTol ($1e-6$) propias del solucionador ODE, donde el RelTol (tolerancia de error relativo) controla el número de dígitos correctos de los valores de la solución, y el AbsTol (tolerancia de error absoluto) es un umbral donde los valores de la solución dejan de tener importancia si están por debajo de este. Posteriormente se procede a resolver las ecuaciones diferenciales usando ODE45, este toma los tiempos inicial y final para realizar el proceso (el Gráfico 12 muestra el proceso donde se obtienen los resultados del solucionador), ya teniendo los valores del proceso se procede a graficar la corriente y la tensión del convertidor, luego se calculan los puntos mínimo y máximo de la tensión en estado estable para determinar el ancho del *chattering*, después se calcula el vector de valores del control u para finalmente proceder a graficarlo.

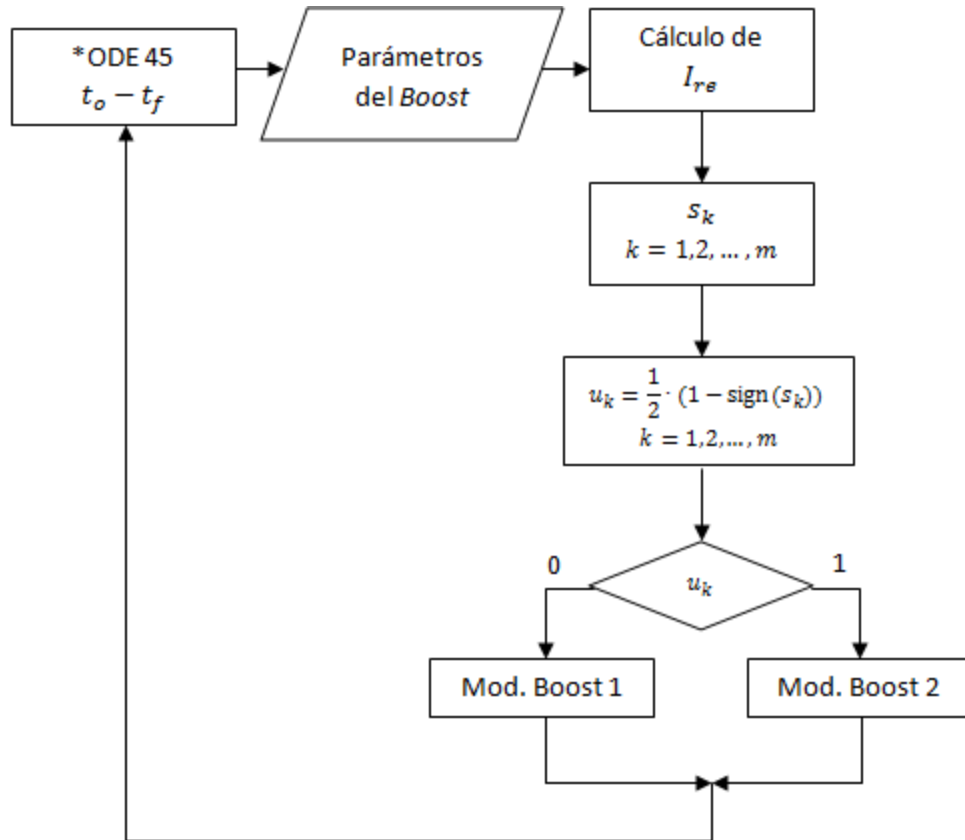
Gráfico 11. Diagrama de flujo principal (muestra los resultados de simulación)



Fuente: Autores

El Gráfico 12 muestra el proceso que ejecuta ODE45 para la obtención de los resultados (este proceso es la función que llama el solucionador la cual contiene las ecuaciones diferenciales). Como primer paso se declaran los parámetros de diseño del convertidor *Boost* (V_s, V_c, C, L y R_L) y el número de fases (m), luego se halla el valor de i_{re} (ecuación (27)) para proceder a encontrar las superficies de deslizamiento y la ley de control (el Cuadro 3 muestra las ecuaciones para las superficies de deslizamiento y la ley de control). Según sea el valor de $u = 1$ (Figura 8) ó $u = 0$ (Figura 9), se escoge un modelado del convertidor *Boost* (Cuadro 2) dependiendo de la posición del conmutador (abierto o cerrado); una vez seleccionado el modelado, el solucionador ODE45 resuelve las ecuaciones diferenciales encontrando valores de tensión y corriente; este proceso se realiza hasta alcanzar el tiempo definido t_f .

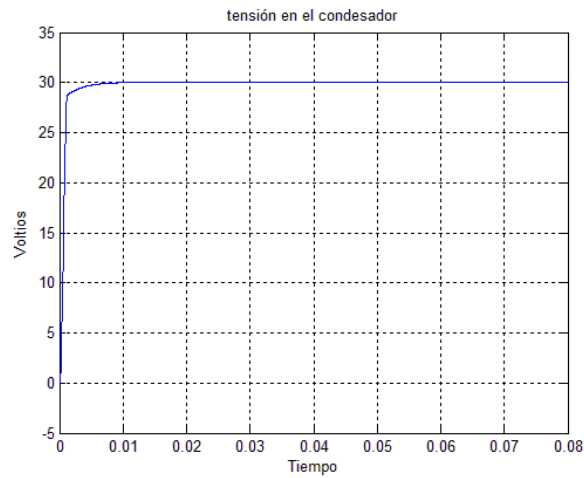
Gráfico 12. Diagrama de proceso del funcionamiento del control



Fuente: Autores

3.2.1 Simulación para Una Fase ($m = 1$): en la Figura 11 se muestra la tensión a la salida del capacitor y la Figura 12 la corriente en el inductor, donde se verifica el cumplimiento de los parámetros de diseño del circuito convertidor *Boost* planteados en el Cuadro 1.

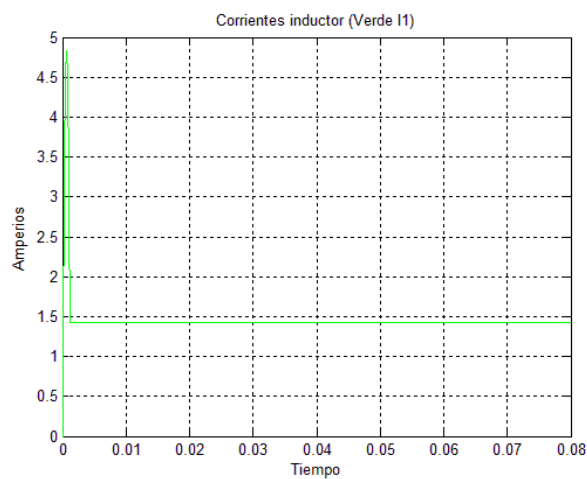
Figura 11. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 1$



Fuente: Autores

Dado que el control del convertidor es realizado indirectamente mediante la corriente, es necesario ver el comportamiento en un intervalo de tiempo cuando la tensión haya alcanzado un estado estable (Figura 14).

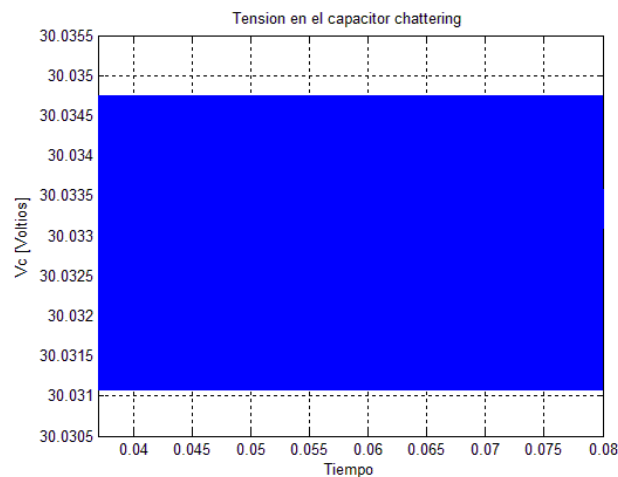
Figura 12. Corriente en el inductor para una fase



Fuente: Autores

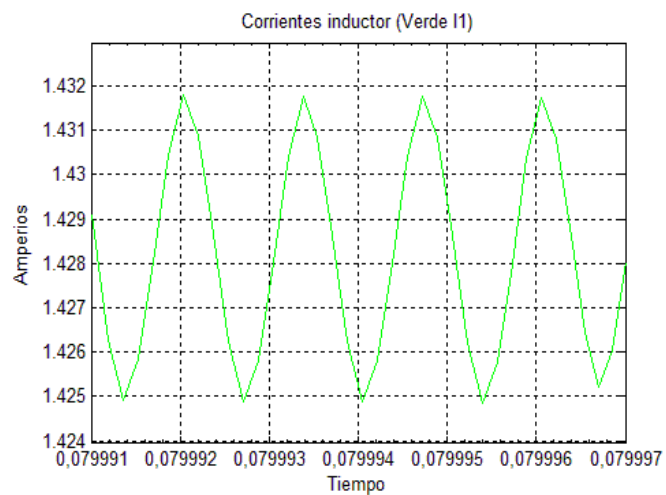
Se extrae el punto mínimo y máximo cuando la tensión está en estado estable (Figura 13). para definir el ancho del *chattering*, el punto mínimo encontrado corresponde con 30.0310788 [V] y el punto máximo con 30.0347482 [V], por lo tanto es correcto afirmar que el máximo ancho de *chattering* corresponde con 3.6693823 [mV].

Figura 13. *Chattering* en la tensión del capacitor ($m = 1$)



Fuente: Autores

Figura 14. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 1$



Fuente: Autores

En la Figura 14 es posible observar que la corriente está conmutando por la acción de control discontinua utilizada presentando un rizado aproximado de 6.9 [mA]. El propósito de este control es mantener la corriente del inductor en una referencia definida como:

$$i_{rem} = \frac{i_{re}}{m}, \quad (47)$$

donde $i_{re} = \frac{10}{7} [A]$ y $m = 1$, entonces $i_{re1} = \frac{10}{7} = 1.4285 [A]$, por esta razón el problema de control consiste en disminuir o elevar la corriente del inductor i_{L_1} (se presenta como i_{L_1} porque se trata del primer inductor, en este caso es el único, si son más inductores se definen como $i_{L_2}, i_{L_3}, \dots, i_{L_m}$) cuando se encuentre por encima o por debajo de la referencia i_{re1} , haciendo que el conmutador cambie de posición para aumentar o reducir la corriente, esto es posible al plantear la superficie de deslizamiento s_1 (Cuadro 3, Fase 1), donde x_1 representa la corriente en el inductor i_{L_1} . Si x_1 es menor que i_{re1} , s_1 es un valor negativo, es necesario elevar la corriente x_1 , esto se logra con la acción de la ley de control u_1 (Cuadro 3, Fase 1); al resolver la ecuación se tiene que $u_1 = 1$, es decir que el conmutador está cerrado y el inductor se carga, por tanto la corriente x_1 aumenta. Si x_1 es mayor que i_{re1} , s_1 es un valor positivo y se debe disminuir la corriente x_1 mediante la ley de control cuando $u_1 = 0$, en este caso el conmutador está abierto y la corriente en el inductor se comienza a descargar en el capacitor. El Cuadro 4 resume lo dicho anteriormente:

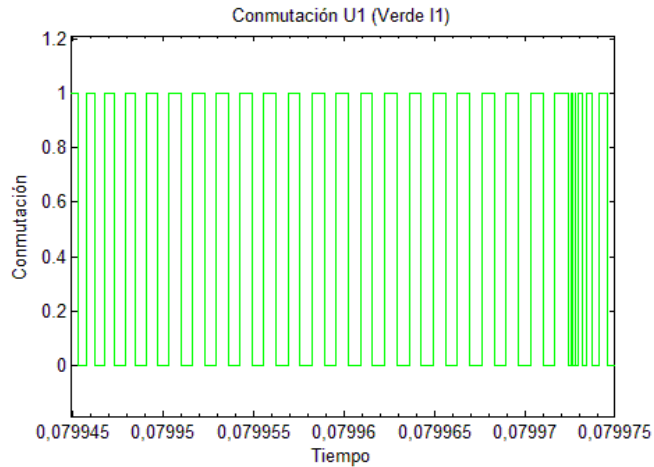
Cuadro 4. Acción de control de acuerdo a la corriente

Control	i_{L_1}
$u_1 = 1$	$< i_{re1}$
$u_1 = 0$	$> i_{re1}$

En la Figura 15 representa el comportamiento del conmutador cuando la tensión se encuentra en estado estable, se puede observar que la conmutación no es fija, puesto que presenta altas y bajas frecuencias de conmutación. Cuando el

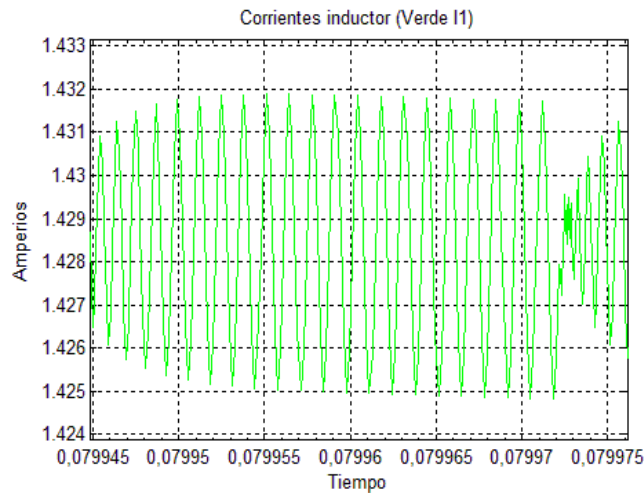
conmutador opera en altas frecuencias, es posible apreciar en la Figura 16, que la corriente del inductor i_{L1} presenta un rizado pequeño alrededor de la corriente de referencia i_{re1} comparado con el caso cuando el conmutador opera en bajas frecuencias donde la corriente presenta un mayor rizado alrededor de i_{re1} .

Figura 15. Comportamiento del conmutador para una fase



Fuente: Autores

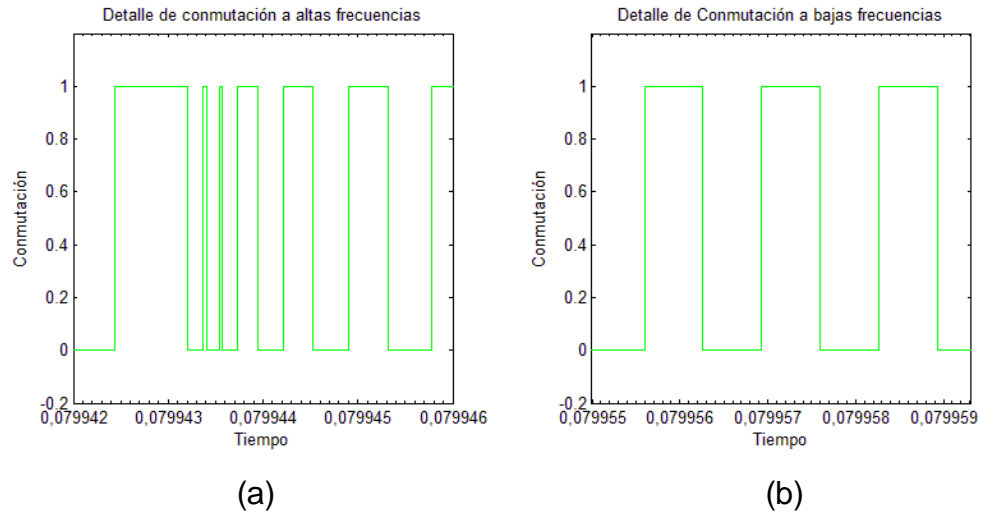
Figura 16. Detalle de la corriente en el inductor a altas y bajas frecuencias de conmutación ($m = 1$)



Fuente: Autores

La Figura 17 muestra el detalle del comportamiento de la conmutación; en altas frecuencias el conmutador presenta valores de 27.4027 [MHz] aproximadamente y en bajas frecuencias de 1.4956 [MHz].

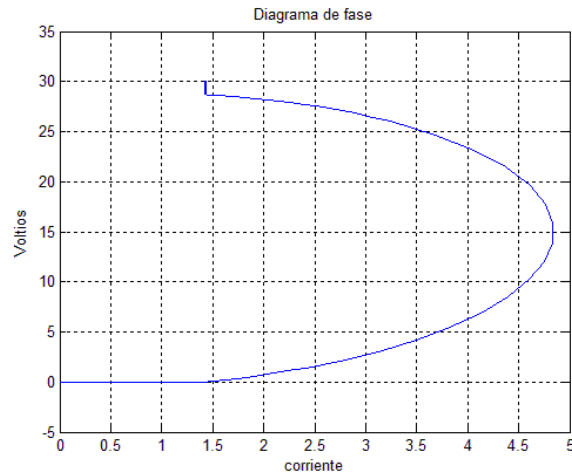
Figura 17. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 1$)



Fuente: Autores

La Figura 18 muestra el diagrama de fase cuando $m = 1$, este representa el comportamiento de las dinámicas del sistema, donde la corriente $i_{L1}(x_1)$ describe una trayectoria para alcanzar la corriente de referencia i_{re1} y a su vez la tensión de salida $V_c(x_2)$ que debe ser 30 [V] según los parámetros de diseño del convertidor *Boost*. Se observa que la corriente comienza desde cero y va aumentando hasta alcanzar un pico máximo de aproximadamente 4.7 [A] cuando la tensión $x_2 = 15$ [V], para luego tender a i_{re1} , alcanzando la tensión de salida del capacitor en 30 [V], y finalmente mantenerse sobre la superficie de deslizamiento s_1 .

Figura 18. Diagrama de fase ($m = 1$) (x_2 vs x_1)

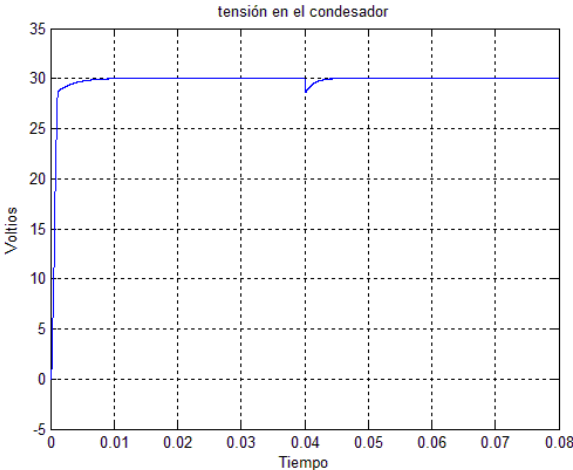


Fuente: Autores

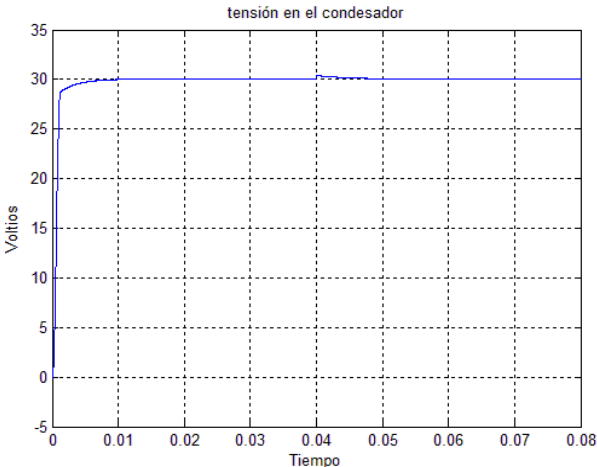
3.2.1.1 Perturbaciones en la Carga: a continuación se presentarán los resultados obtenidos del sistema convertidor *Boost* de una fase cuando es perturbado al 50% (mitad de carga $R_L = \frac{42}{2} [\Omega]$) y 100% (doble de carga $R_L = 42 \cdot 2 [\Omega]$) de la carga, en un tiempo de $t = 0.04$ [s].

En la Figura 19 se aprecia que en 0.04 [s] al ser perturbado el sistema, se observa un cambio en la tensión para luego restablecerse nuevamente en 30 [V].

Figura 19. Tensión de salida con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)



(a)



(b)

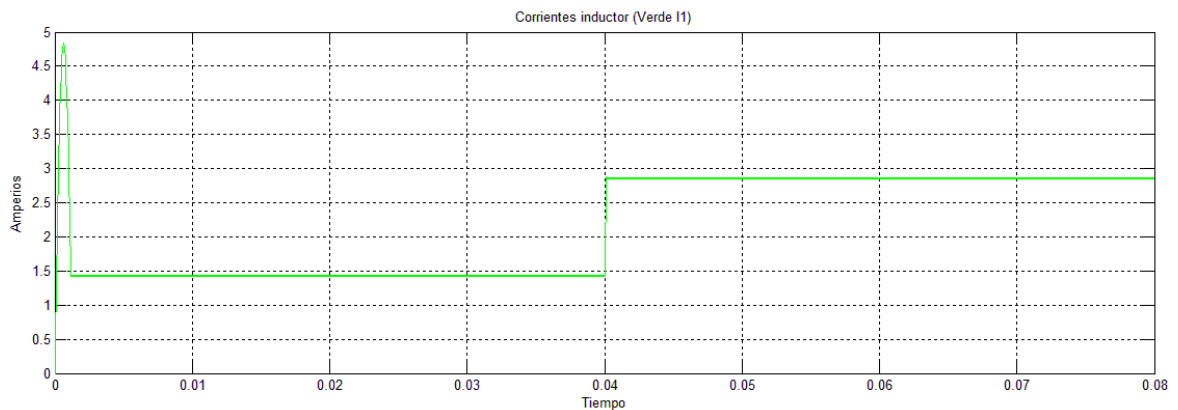
Fuente: Autores

Se establecieron diferentes tiempos de simulación para el accionamiento de las perturbaciones, siendo para el 50% de la carga $t_f = 0.08$ [s] y para el 100% $t_f = 0.12$ [s], de manera tal que en el tiempo total de simulación, la tensión llegue al estado estable.

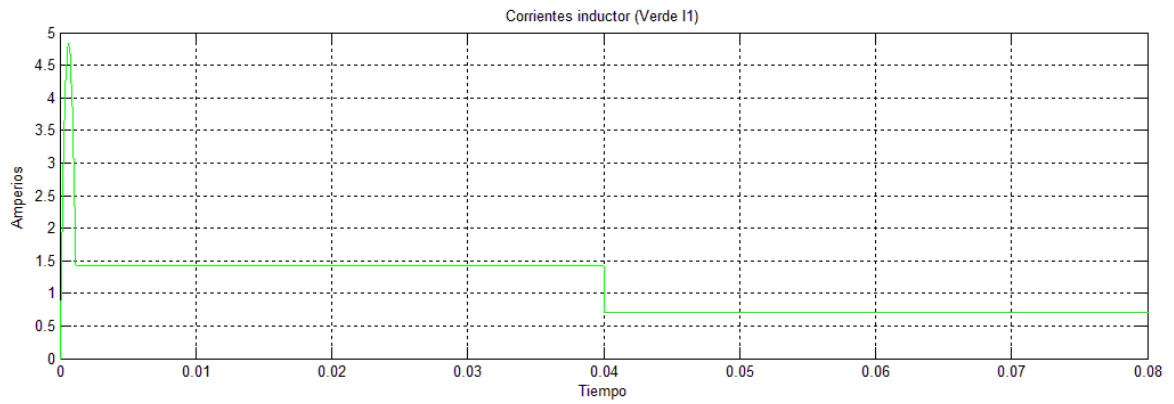
La Figura 20 representa la corriente en el inductor con perturbación para una fase; se observa que cuando el sistema es perturbado existe un cambio significativo en la corriente puesto que i_{re} es un valor dependiente de la carga y esta cambia al perturbar el sistema.

De la Figura 20(a), antes de perturbar el sistema $i_{re} = \frac{10}{7} = 1.4285 [A]$ siendo $i_{re1} = 1.4285 [A]$ y después de perturbarlo $i_{re} = \frac{20}{7} = 2.8571 [A]$, de tal forma que la referencia $i_{re1} = 2.8571 [A]$ para una fase; esto significa que existe un aumento en la referencia i_{re1} cuando se perturba al 50% de la carga. De la Figura 20(b), después de perturbar el sistema al 100% de la carga $i_{re} = \frac{5}{7} = 0.7142 [A]$ e $i_{re1} = 0.7142 [A]$, se genera una disminución en la referencia i_{re1} después de la perturbación.

Figura 20. Corriente en el inductor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)



(a)

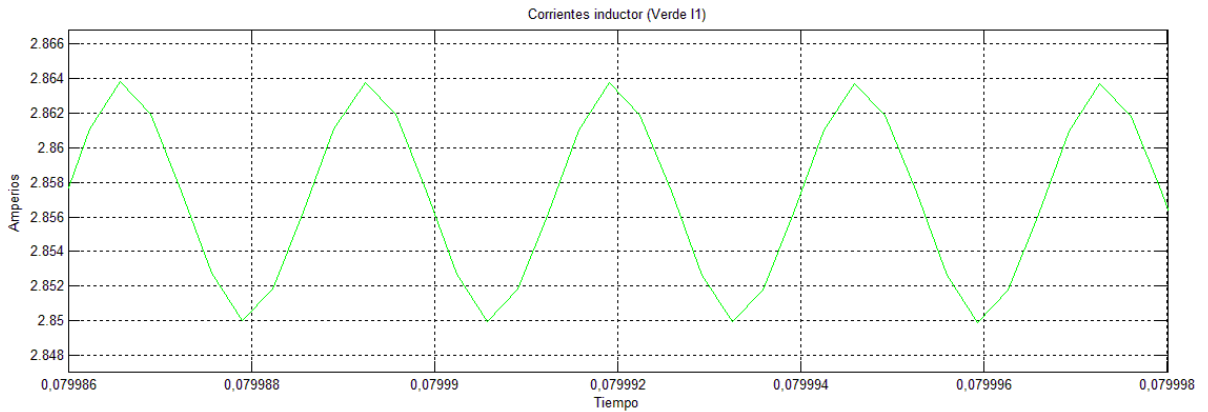


(b)

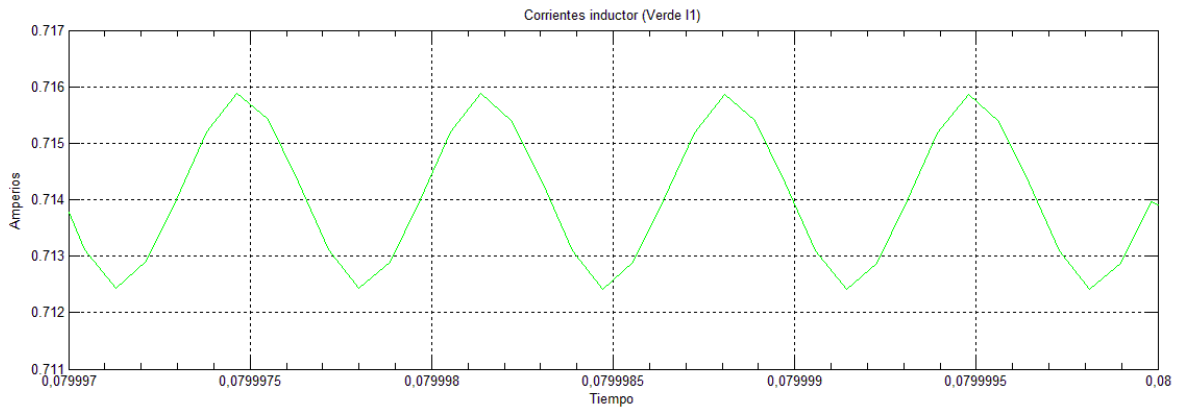
Fuente: Autores

La Figura 21 muestra una ampliación de la corriente de la Figura 20 después de perturbar el sistema cuando ha alcanzado un estado estable presentando un rizado máximo de $13.8 [mA]$ en (a) y $3.4 [mA]$ en (b) y en donde se puede observar de manera más clara que en promedio la referencia en (a) corresponde a $i_{re1} = 2.8571 [A]$ y en (b) corresponde a $i_{re1} = 0.7142 [A]$.

Figura 21. Detalle de la corriente del inductor con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)



(a)



(b)

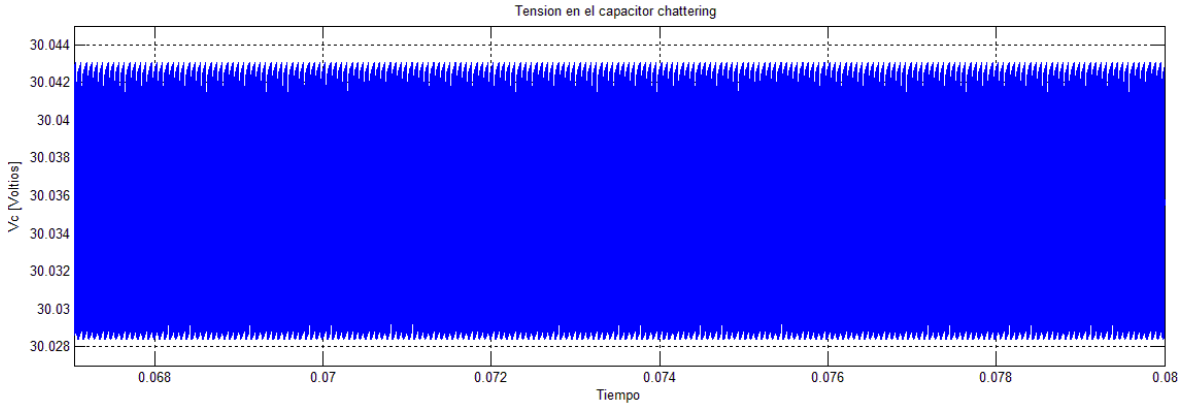
Fuente: Autores

Se puede observar el ancho máximo de *chattering* en la Figura 22 para una perturbación del 50% de la carga se presenta un *chattering* de 14.6803 [mV] y para 100% de la carga un *chattering* de 0.9176 [mV]. El Cuadro 5 muestra los valores mínimo, máximo y el *chattering* para la perturbación.

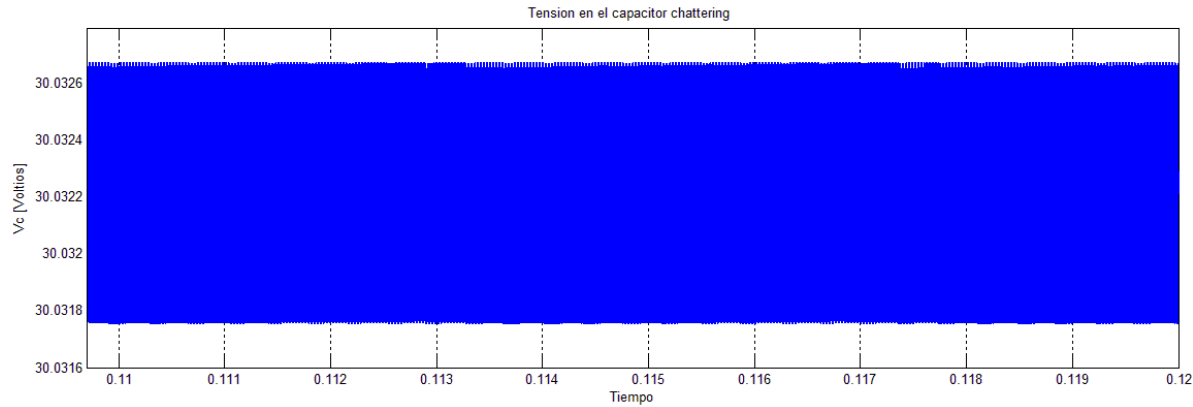
Cuadro 5. Datos de mínimo, máximo y *chattering* con perturbación en el sistema

Perturbación	Mínimo[V]	Máximo[V]	<i>Chattering</i> [mV]
50%	30.0283811	30.0430614	14.6803
100%	30.0317534	30.0326711	0.9177

Figura 22. *Chattering* en la tensión del capacitor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)



(a)

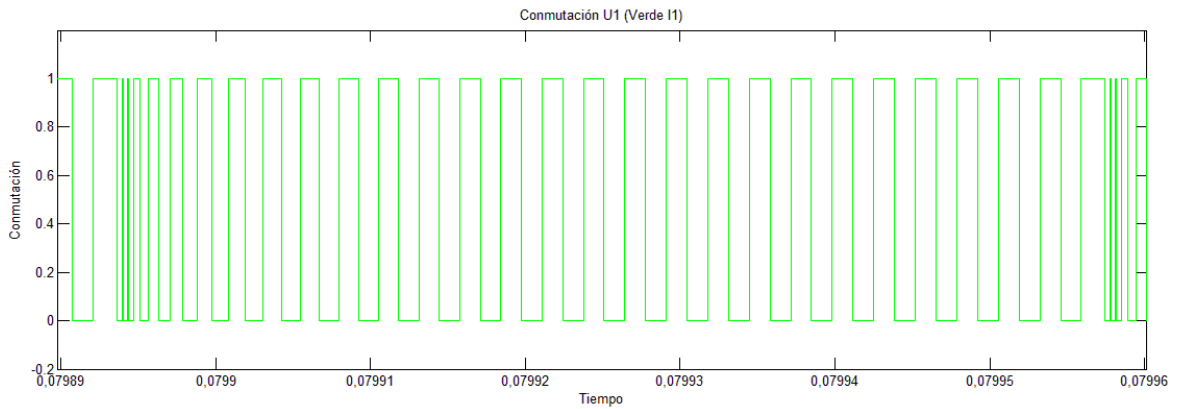


(b)

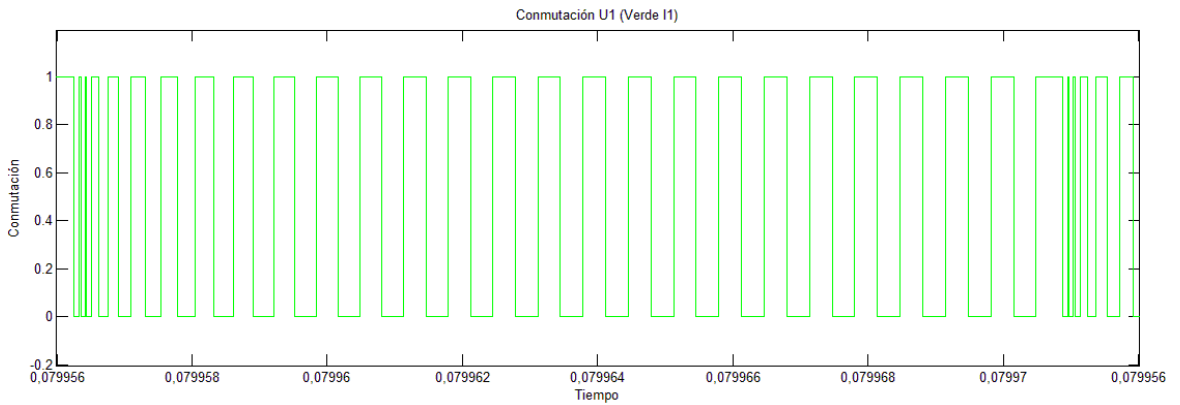
Fuente: Autores

La Figura 23 muestra el comportamiento del conmutador después de perturbar el sistema cuando se encuentra en estado estable, donde es posible observar que se presentan altas y bajas frecuencias de conmutación.

Figura 23. Comportamiento del conmutador con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$)



(a)

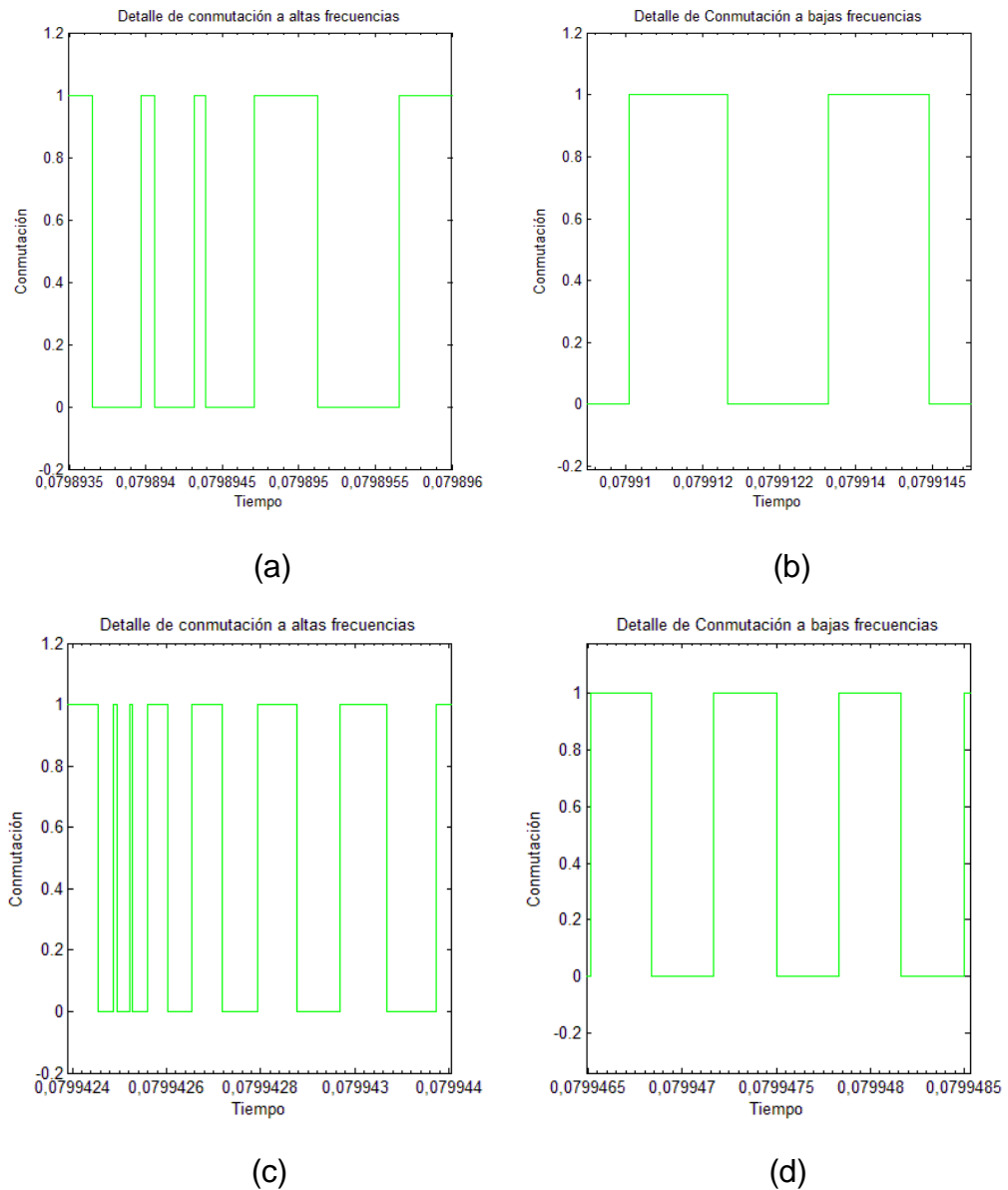


(b)

Fuente: Autores

La Figura 24 muestra el detalle del comportamiento de la conmutación. En altas frecuencias el conmutador presenta valores de hasta 13.7694 [MHz] para el 50% de la carga y 55.0830 [MHz] para el 100% de la carga aproximadamente, y en bajas frecuencias valores de 0.7472 [MHz] para perturbaciones al 50% de la carga y 2.9865 [MHz] para perturbaciones al 100% de la carga aproximadamente.

Figura 24. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al 50% (a, b) y 100% (c, d) de la carga ($m = 1$)

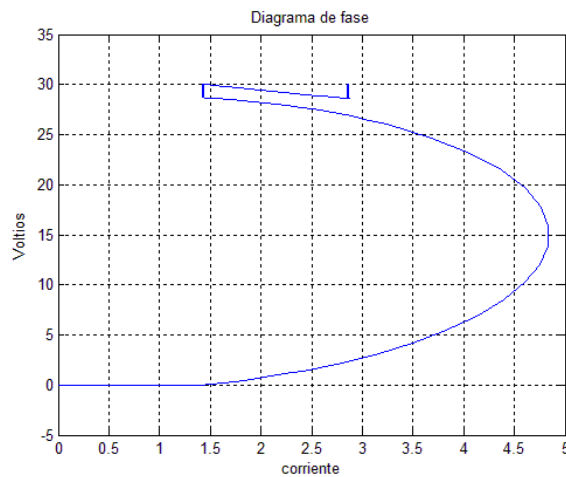


Fuente: Autores

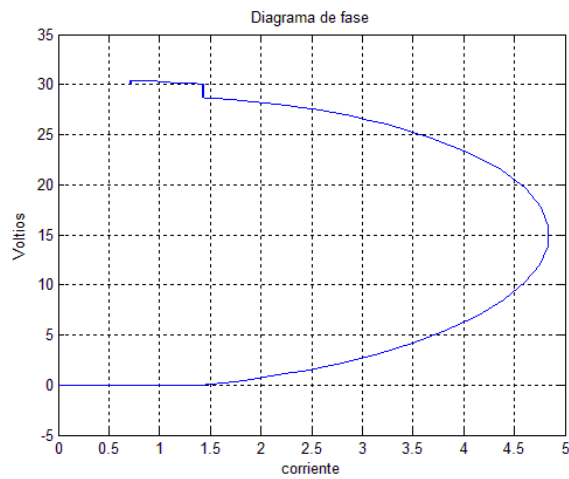
La Figura 25 muestra el diagrama de fase cuando $m = 1$ y el sistema es perturbado, en el cual se puede apreciar el comportamiento de las dinámicas del sistema, donde la corriente $i_{L1}(x_1)$ describe una trayectoria para alcanzar la corriente de referencia i_{re1} y a su vez la tensión de salida $V_c(x_2)$ que debe ser 30 [V] según los parámetros

de diseño del convertidor *Boost*. Se observa que la corriente comienza desde cero y va aumentando hasta alcanzar un pico máximo de aproximadamente 4.7 [A] cuando la tensión $x_2 = 15$ [V], para luego tender a i_{re1} , alcanzando la tensión de salida del capacitor en 30 [V] y manteniéndose sobre la superficie de deslizamiento s_1 . Al ser perturbado el sistema, debido al cambio en la resistencia de carga se genera una nueva i_{re1} y una superficie de deslizamiento la cual el estado x_1 va a tender a seguir con el objetivo de mantener los 30 [V] de tensión. De la Figura 25(a), como la nueva $i_{re1} = 2.8571$ [A], la dinámica x_1 después de ser perturbada cambia de superficie de deslizamiento para mantenerse en la corriente deseada (i_{re1}). De igual forma en la Figura 25(b), la nueva $i_{re1} = 0.7142$ [A], siendo este el valor que tiende a seguir la dinámica x_1 una vez el sistema es perturbado al 100% de la carga.

Figura 25. Diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$) (x_2 vs x_1)



(a)

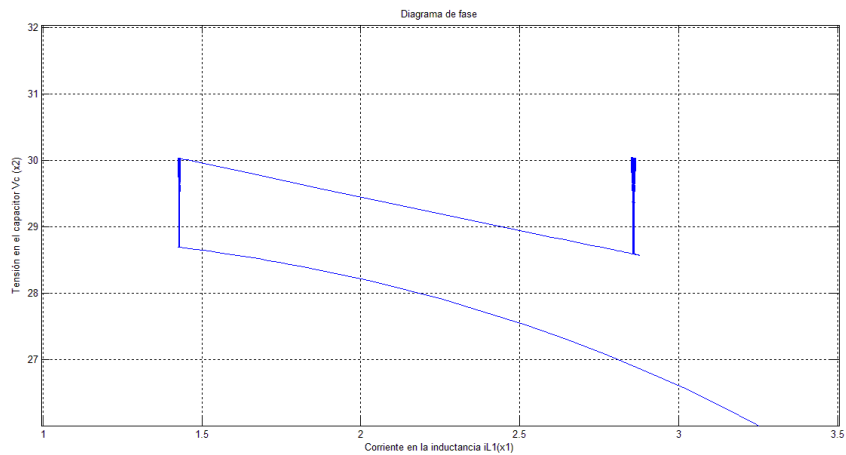


(b)

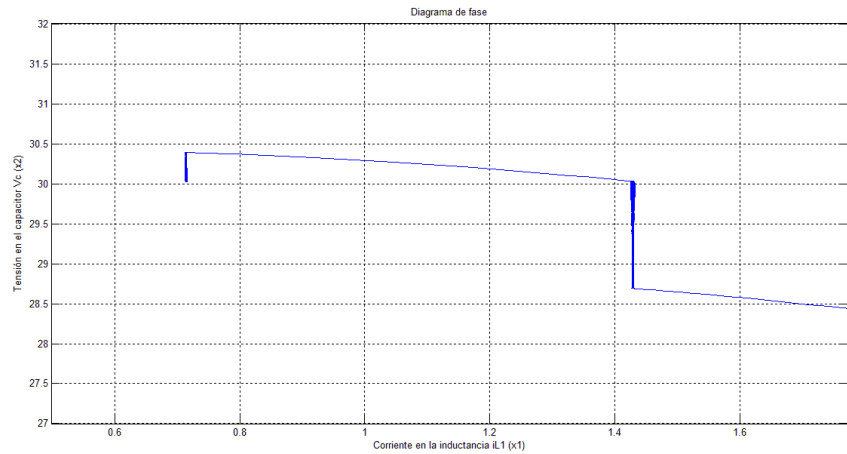
Fuente: Autores

La Figura 26 muestra el detalle del diagrama de fase en el momento que se perturba el sistema y se genera un cambio de superficie de deslizamiento, haciendo que la dinámica x_1 se mantenga alrededor de i_{re1} y la tensión x_2 en 30 [V].

Figura 26. Detalle del diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 1$) (x_2 vs x_1)



(a)

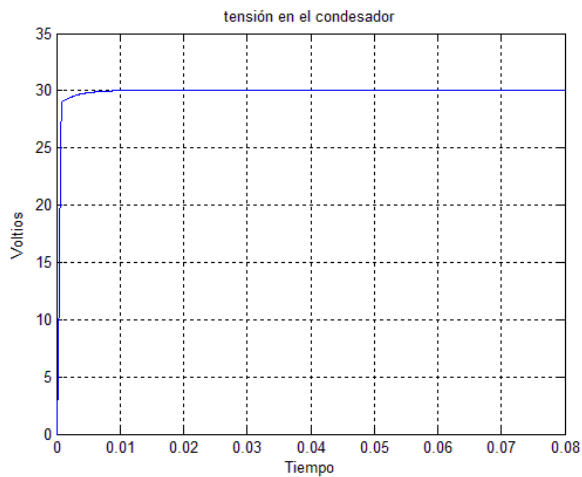


(b)

Fuente: Autores

3.2.2 Simulación para Dos Fases ($m = 2$): del mismo modo que en apartado 3.2.1, se mostrarán los resultados obtenidos para $m = 2$ verificando los parámetros de diseño del convertidor *Boost*, la Figura 27 representa la tensión V_c y la Figura 28 la corriente en el inductor.

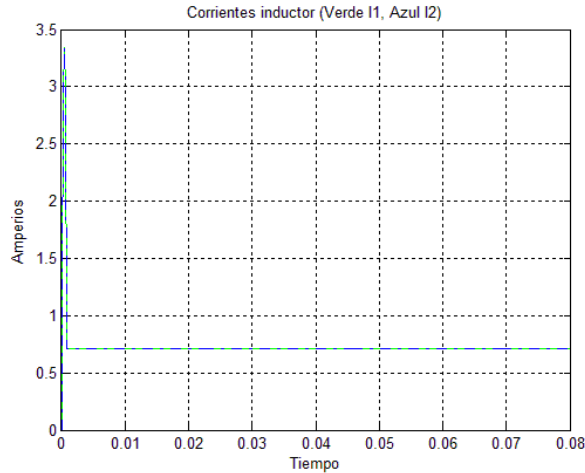
Figura 27. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 2$



Fuente: Autores

De la Figura 28 la corriente en el inductor i_{L_1} es de color verde, e i_{L_2} es de color azul, las dos corrientes siguen una referencia que se obtiene de la ecuación (47) siendo $i_{re2} = \frac{5}{7} = 0.7142$ [A].

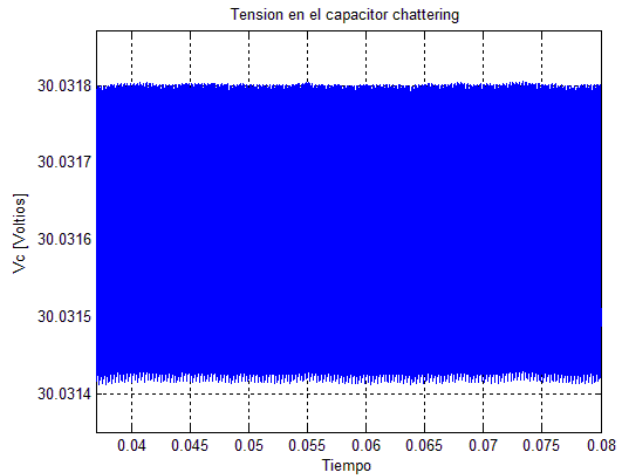
Figura 28. Corriente en el inductor para dos fases



Fuente: Autores

Puesto que el control del convertidor se realiza indirectamente mediante la corriente, se observa el comportamiento en un intervalo de tiempo cuando la tensión ha alcanzado el estado estable; estando en este estado se busca el punto mínimo y máximo de la tensión para determinar el ancho del *chattering*, el punto mínimo encontrado corresponde con 30.0314117 [V] y el punto máximo con 30.0318047 [A], por lo tanto se puede afirmar que el máximo ancho de *chattering* es 0.3930024 [mV] (Figura 29).

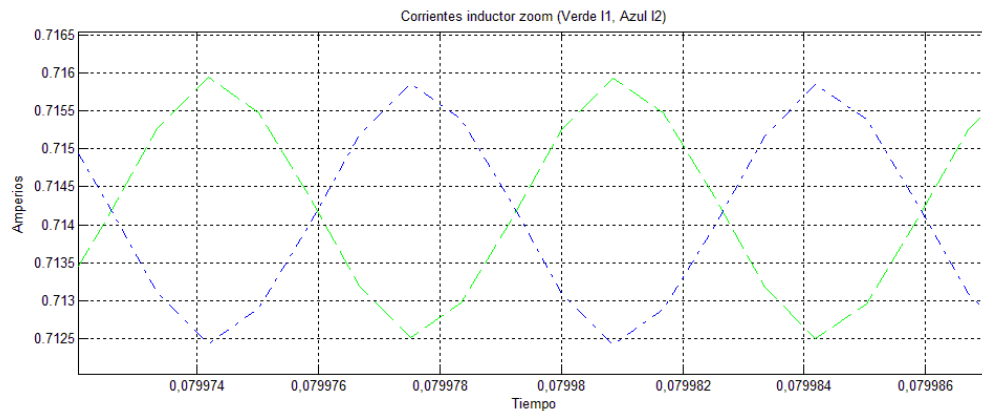
Figura 29. Chattering en la tensión del capacitor ($m = 2$)



Fuente: Autores

La Figura 30 es un acercamiento de la Figura 28 donde muestra el comportamiento de la corriente en los inductores del circuito convertidor *Boost* cuando la tensión se encuentra en estado estable alcanzando un rizado aproximado de 3.19 [mA].

Figura 30. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 2$



Fuente: Autores

Se puede notar que i_{L_1} e i_{L_2} están conmutando alrededor de la referencia i_{re2} comprobando que se cumple el propósito de la ley de control. En un periodo, i_{L_2}

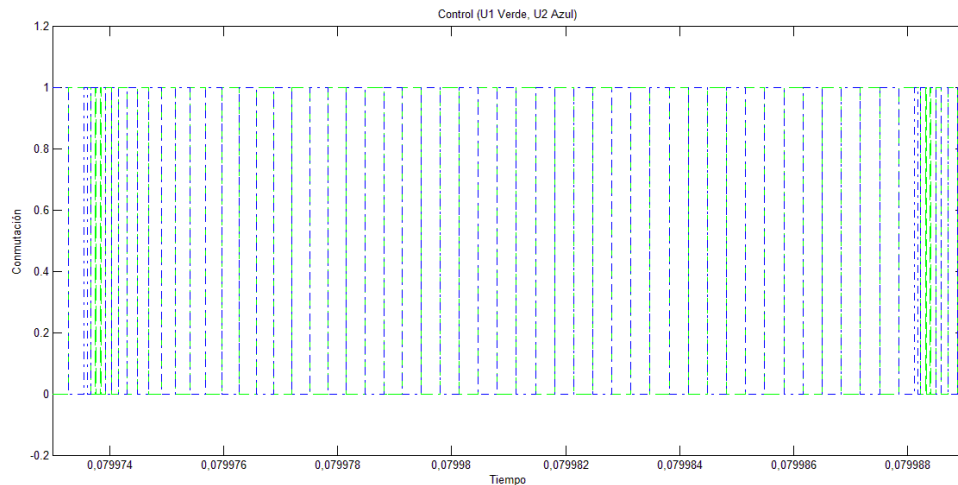
está desfasada medio periodo de i_{L_1} , esto quiere decir que mientras i_{L_1} sobrepasa la referencia i_{re2} , i_{L_2} está por debajo de la referencia o viceversa. El Cuadro 6 explica el comportamiento de la corriente y la acción de control que se emplea.

Cuadro 6. Acción de control de acuerdo a la corriente

Control	i_{L_1}	i_{L_2}
$u_1 = 1, u_2 = 0$	$< i_{re2}$	$> i_{re2}$
$u_1 = 0, u_2 = 1$	$> i_{re2}$	$< i_{re2}$

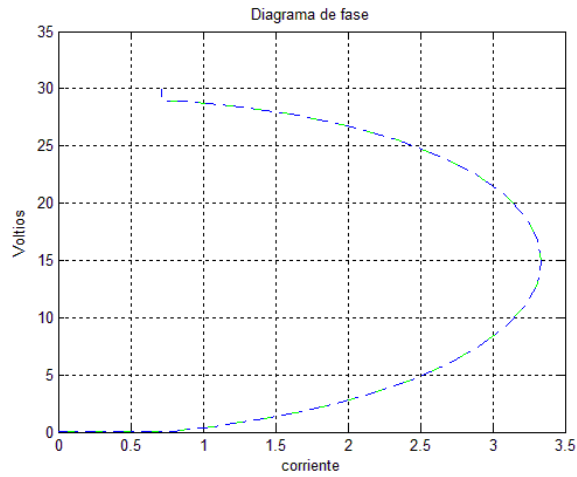
La Figura 31 muestra el comportamiento del conmutador cuando la tensión se encuentra en estado estable, presentando altas y bajas frecuencias de conmutación. La Figura 32 contiene el detalle de la conmutación, siendo 54.9810 [MHz] el valor máximo de frecuencia y 2.9941 [MHz] el valor mínimo aproximadamente.

Figura 31. Comportamiento del conmutador para dos fases



Fuente: Autores

Figura 33. Diagrama de fase ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2)

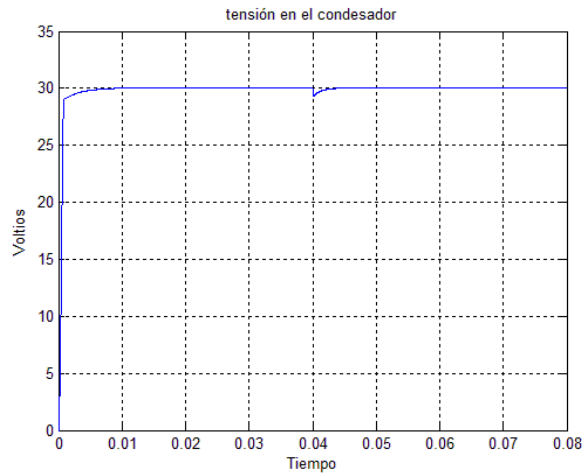


Fuente: Autores

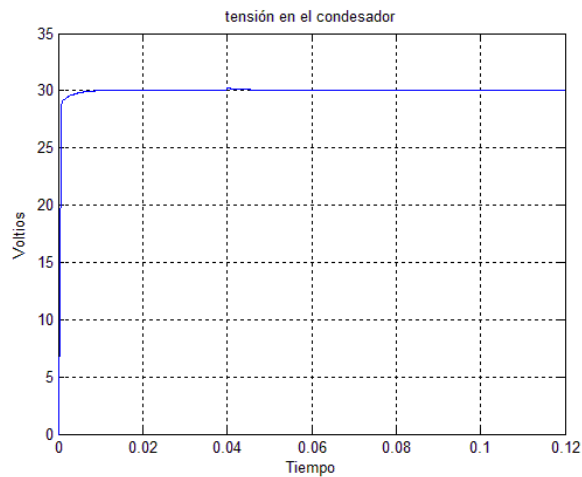
3.2.2.1 Perturbaciones en la Carga: de igual forma que en la subsección 3.2.1.1, a continuación se presentarán los resultados obtenidos del sistema convertidor *Boost* multifase ($m = 2$) cuando es perturbado al 50% (mitad de carga inicial) y 100% (doble de carga inicial) de la carga, en un tiempo de $t = 0.04$ [s].

En la Figura 34 se aprecia que en 0.04 [s] al ser perturbado el sistema, se muestra un cambio en la tensión para luego restablecerse nuevamente en 30 [V].

Figura 34. Tensión de salida con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga



(a)



(b)

Fuente: Autores

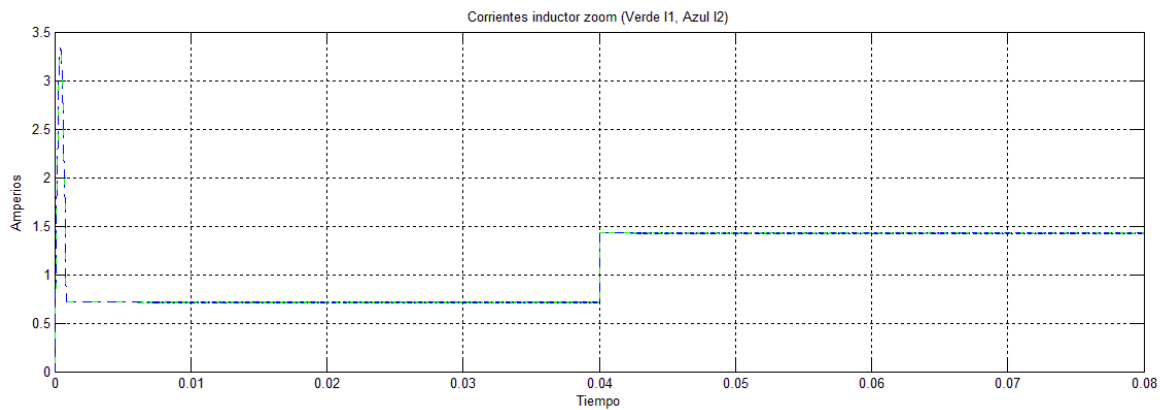
Se establecieron diferentes tiempos de simulación para las gráficas de las perturbaciones, siendo para el 50% de la carga $t_f = 0.08$ [s] y para el 100% $t_f = 0.12$ [s], de tal manera que la tensión llegue al estado estable.

La Figura 35 representa la corriente en el inductor con perturbación para dos fases; se puede apreciar que cuando el sistema es perturbado existe una diferencia

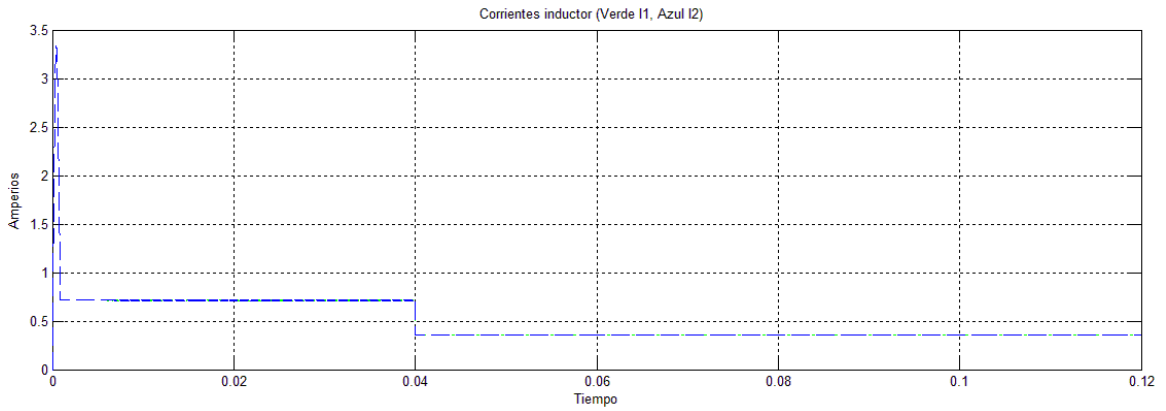
significativa en la corriente puesto que i_{re} es un valor dependiente de la carga y esta cambia al perturbar el sistema.

De la Figura 35(a), antes de perturbar el sistema $i_{re} = \frac{10}{7} = 1.4285 [A]$ siendo $i_{re2} = \frac{5}{7} = 0.7142 [A]$ y después de perturbarlo $i_{re} = \frac{20}{7} = 2.8571 [A]$, de tal forma que la referencia $i_{re2} = \frac{10}{7} = 1.4285 [A]$ para dos fases, lo que significa un aumento en la referencia de la corriente i_{re2} cuando se perturba al 50% de la carga. De la Figura 35(b), después de perturbar el sistema al 100% de la carga $i_{re} = 0.7142 [A]$ e $i_{re2} = \frac{5}{14} = 0.3571 [A]$ generando una disminución en la referencia i_{re2} después de la perturbación.

Figura 35. Corriente en el inductor con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga



(a)

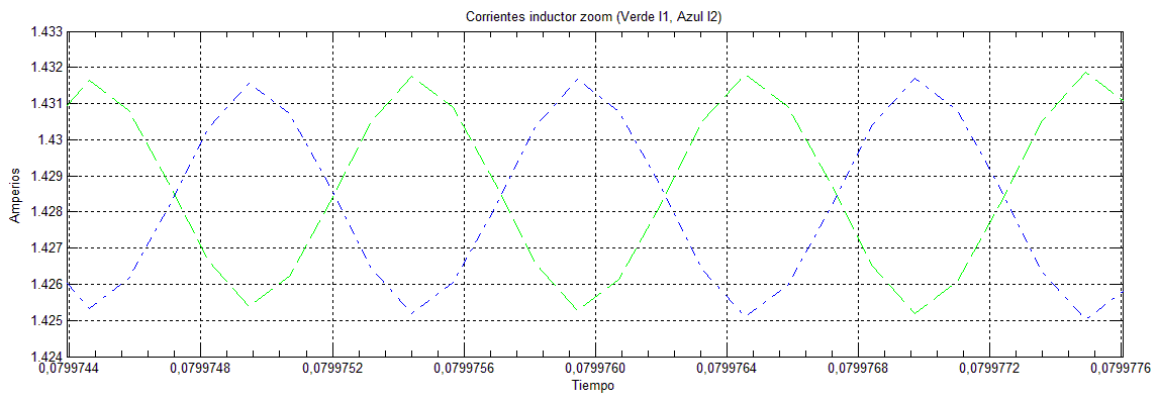


(b)

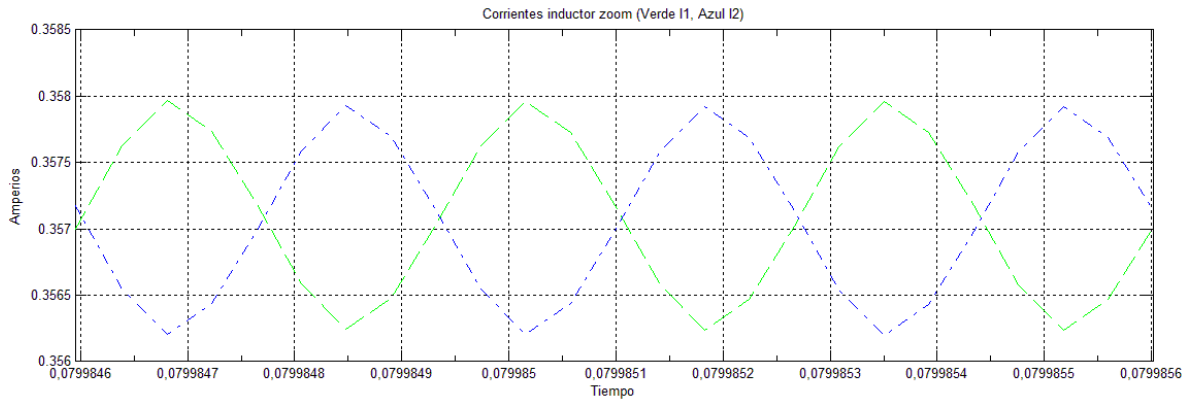
Fuente: Autores

La Figura 36 es una ampliación de la corriente de la Figura 35 después de perturbar el sistema cuando ha alcanzado un estado estable presentando un rizado máximo de $7.1 [mA]$ en (a) y $1.75 [mA]$ en (b) y en donde se puede observar de manera más clara que la referencia en (a) corresponde a $i_{re2} = 1.4285 [A]$ y en (b) corresponde a $i_{re2} = 0.3571 [A]$.

Figura 36. Detalle de la corriente del inductor con perturbación del sistema al 50% (a) y 100% (b) de la carga ($m = 2$)



(a)



(b)

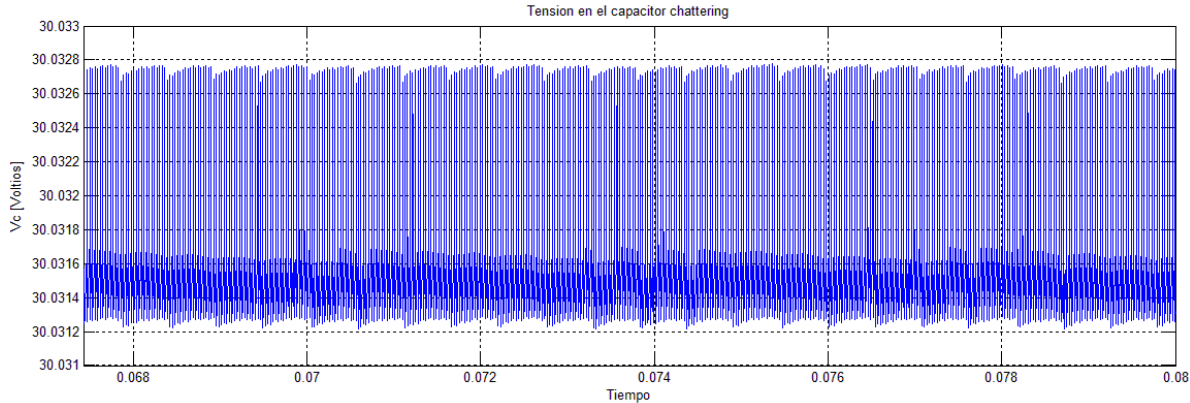
Fuente: Autores

Se puede observar el ancho máximo de *chattering* en la Figura 37 para una perturbación del 50% de la carga se presenta un *chattering* de 1.5626 [mV] y para 100% de la carga un *chattering* de 0.0991 [mV]. El Cuadro 7 muestra los valores mínimos, máximos y el *chattering* para la perturbación.

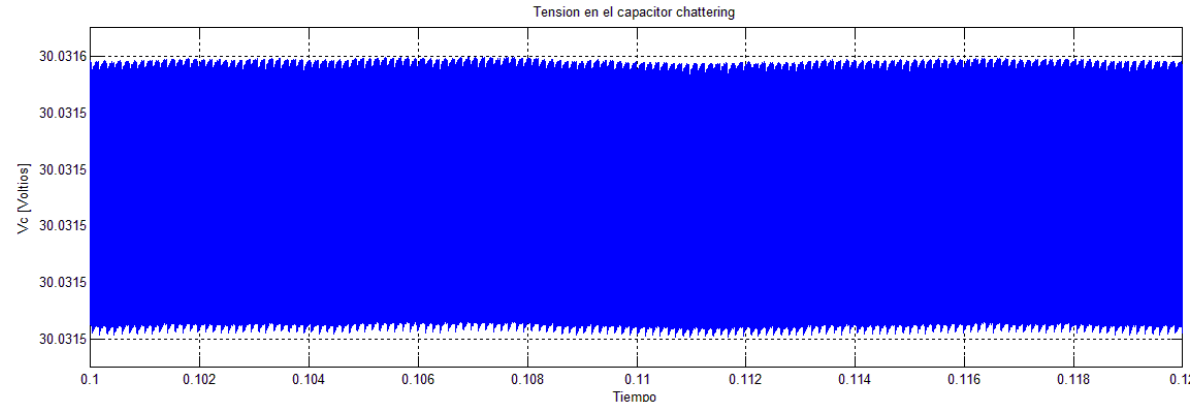
Cuadro 7. Datos de mínimos, máximo y *chattering* con perturbación en el sistema

Perturbación	Mínimo [V]	Máximo [V]	<i>Chattering</i> [mV]
50%	30.0312130	30.0327756	1.5626
100%	30.0314605	30.0315596	0.0991

Figura 37. Chattering en la tensión del capacitor con perturbación al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$)



(a)

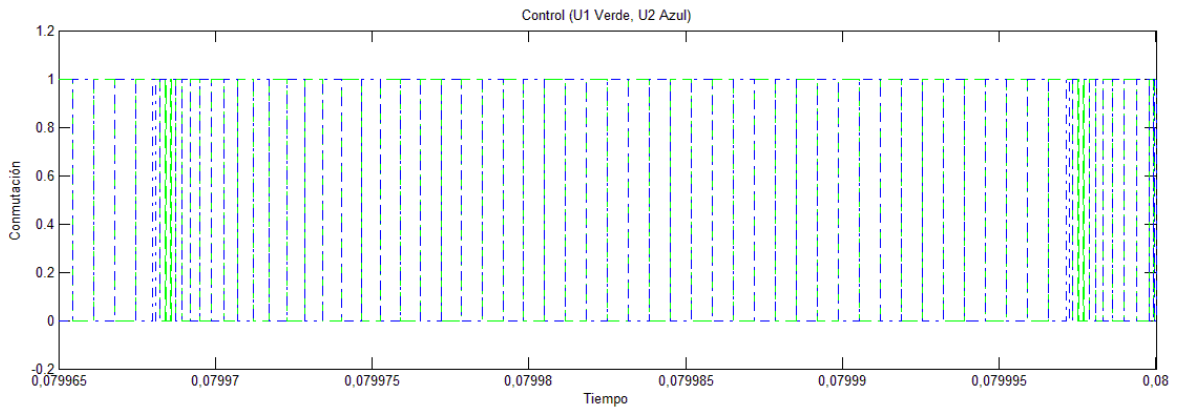


(b)

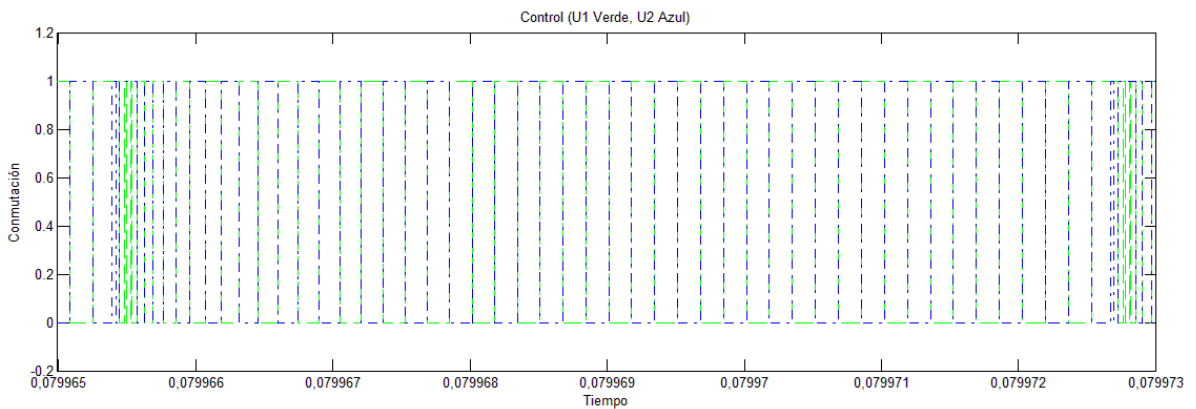
Fuente: Autores

La Figura 38 muestra el comportamiento del conmutador después de perturbar el sistema cuando se encuentra en estado estable, donde es posible observar que se presentan altas y bajas frecuencias de conmutación.

Figura 38. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$)



(a)

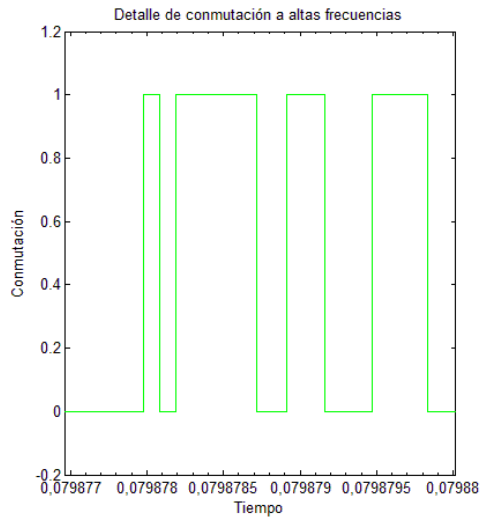


(b)

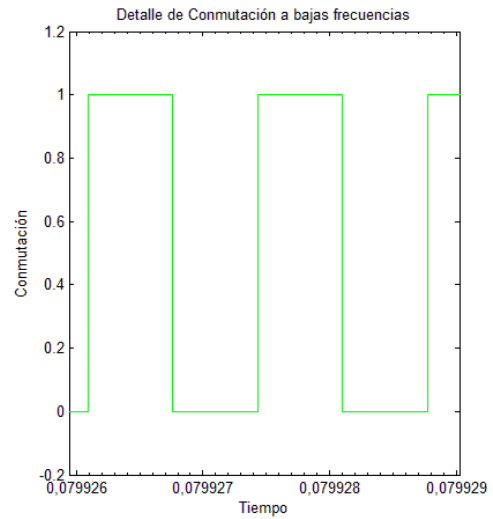
Fuente: Autores

La Figura 39 muestra el detalle del comportamiento de la conmutación. En altas frecuencias el conmutador presenta valores de hasta 27.488 [MHz] para el 50% de la carga y 110.01 [MHz] para el 100% de la carga aproximadamente, y en bajas frecuencias valores de 1.4940 [MHz] para perturbaciones al 50% de la carga y 5.9938 [MHz] para perturbaciones al 100% de la carga aproximadamente.

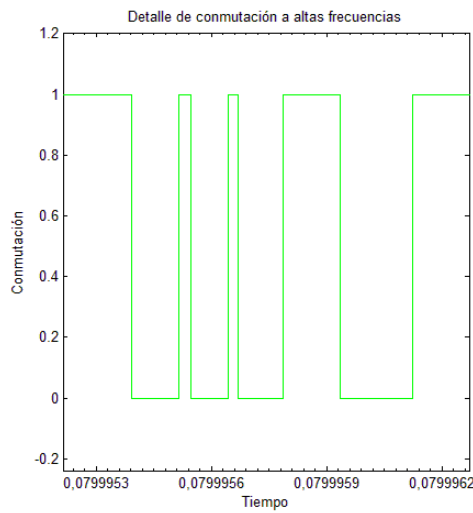
Figura 39. Detalle del conmutador a altas y bajas frecuencias con perturbación del sistema al (a, b) 50% y (c, d) 100% de la carga ($m = 2$)



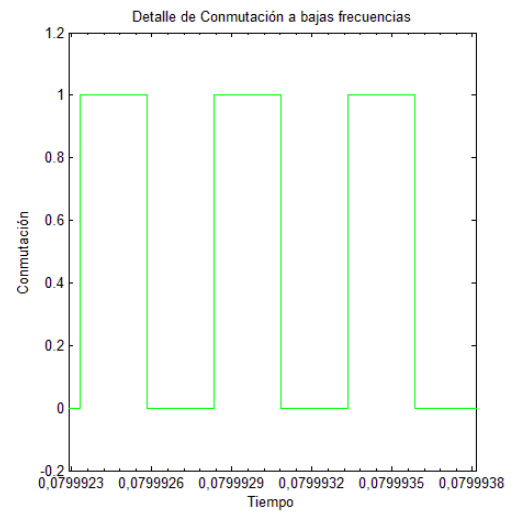
(a)



(b)



(c)



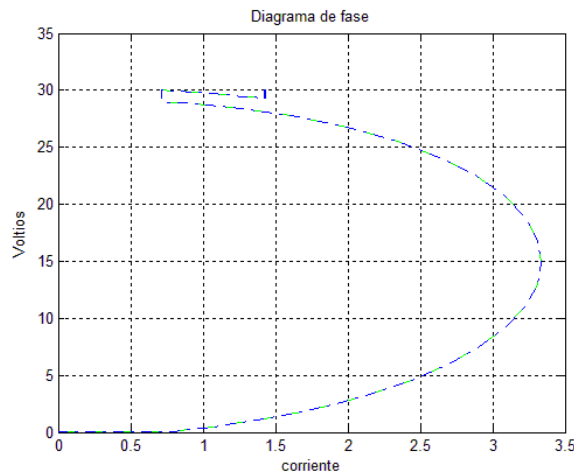
(d)

Fuente: Autores

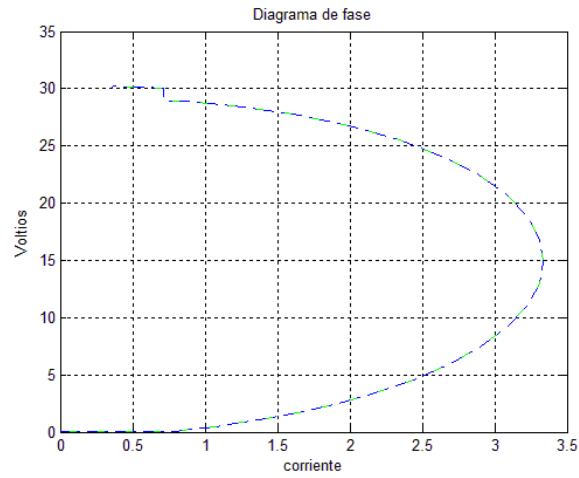
La Figura 40 muestra el diagrama de fase cuando $m = 2$ y el sistema es perturbado, en el cual se puede apreciar el comportamiento de las dinámicas del sistema (como las dinámicas de corriente presentan comportamientos similares se graficaron en la

misma figura), donde la corriente $i_{L1}(x_1)$ y $i_{L2}(x_2)$ describen una trayectoria para alcanzar la corriente de referencia i_{re2} y a su vez la tensión de salida $V_c(x_3)$ que debe ser 30 [V] según los parámetros de diseño del convertidor *Boost*. Se observa que la corriente x_1 y x_2 comienzan desde cero y van aumentando hasta alcanzar un pico máximo de aproximadamente 3.3 [A] cuando la tensión $x_3 = 15$ [V], para luego tender a i_{re2} , alcanzando la tensión de salida del capacitor en 30 [V] y manteniéndose sobre la superficie de deslizamiento s_1 para x_1 y s_2 para x_2 . Al ser perturbado el sistema, debido al cambio en la resistencia de carga se genera una nueva i_{re2} y superficies de deslizamiento s_1 y s_2 la cual el estado x_1 y x_2 van a tender a seguir con el objetivo de mantener los 30 [V] de tensión. De la Figura 40(a), como la nueva $i_{re2} = 1.4285$ [A], las dinámicas x_1 y x_2 después de ser perturbadas cambian de superficie de deslizamiento para mantenerse en la corriente deseada (i_{re2}). De igual forma en La Figura 40(b), la nueva $i_{re2} = 0.3571$ [A], siendo este el valor que tiende a seguir las dinámicas x_1 y x_2 una vez el sistema es perturbado al 100% de la carga.

Figura 40. Diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2)



(a)

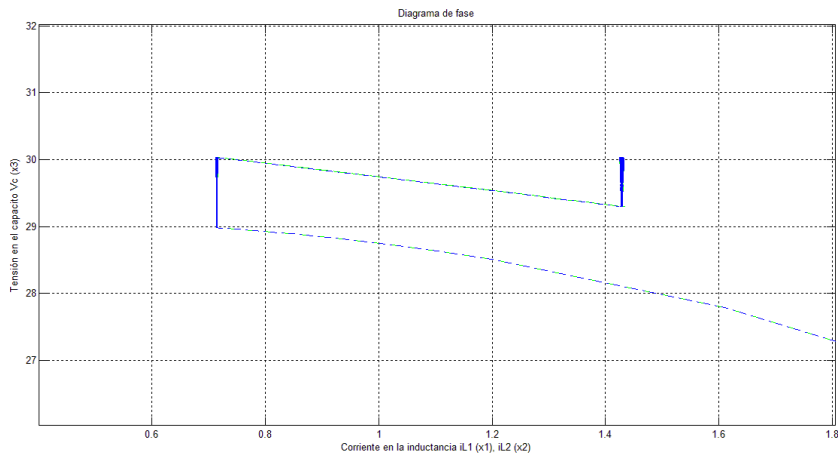


(b)

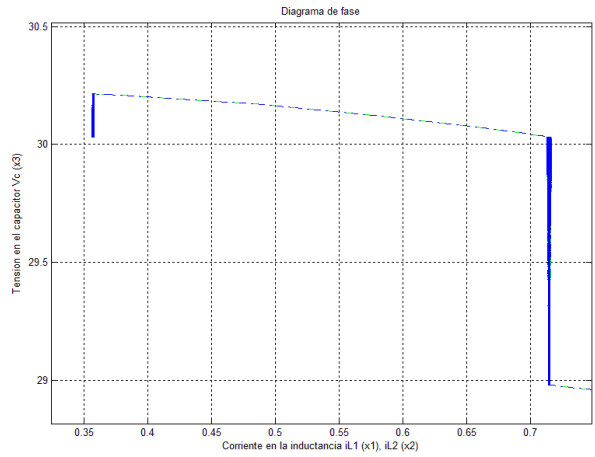
Fuente: Autores

La Figura 41 muestra el detalle del diagrama de fase al momento que se perturba el sistema y se genera un cambio de superficies de deslizamiento, haciendo que las dinámicas x_1 y x_2 se mantengan alrededor de i_{re2} y la tensión x_3 en 30 [V].

Figura 41. Detalle del diagrama de fase con perturbación del sistema al (a) 50% y (b) 100% de la carga ($m = 2$) (x_3 vs x_1, x_2)



(a)

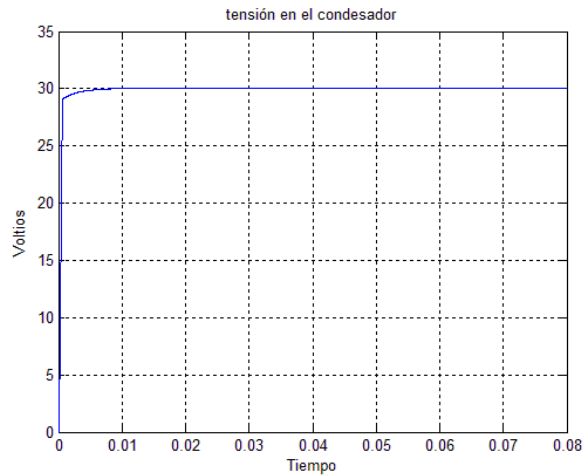


(b)

Fuente: Autores

3.2.3 Simulación Para Tres Fases ($m = 3$): del mismo modo que en la subsección 3.2.1, se mostrarán los resultados obtenidos para $m = 3$ verificando los parámetros de diseño del convertidor *Boost*. La Figura 42 representa la tensión V_c y la Figura 43 la corriente en el inductor.

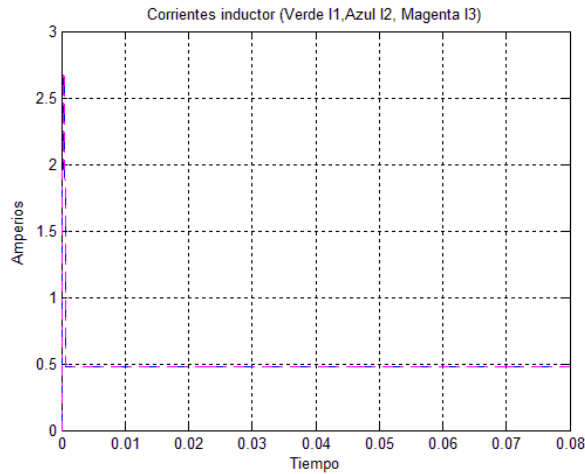
Figura 42. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 3$



Fuente: Autores

En la Figura 43 la corriente en el inductor i_{L_1} es de color verde, i_{L_2} de color azul e i_{L_3} de color magenta, las tres corrientes siguen una referencia que se obtiene de la ecuación (43) siendo $i_{ref3} = \frac{10}{21} = 0.4762$ [A].

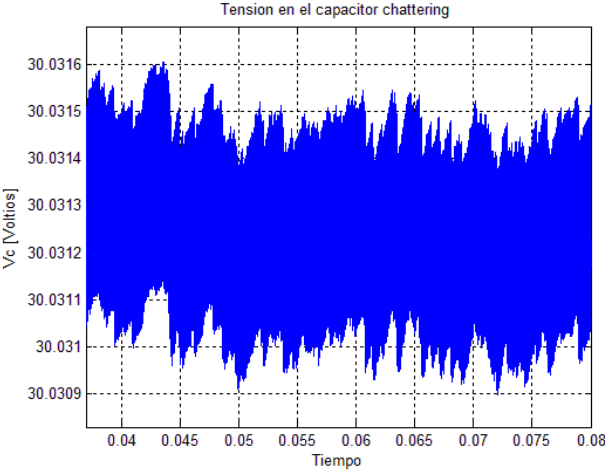
Figura 43. Corriente en el inductor para tres fases



Fuente: Autores

Al analizar el comportamiento de la tensión cuando se encuentra en estado estable con el fin de determinar el ancho del *chattering*, se obtiene que el valor mínimo es de 30.0308975 [V] y el valor máximo es de 30.0316053 [V], para tener el máximo ancho de *chattering* de 0.7077556 [mV] (Figura 44).

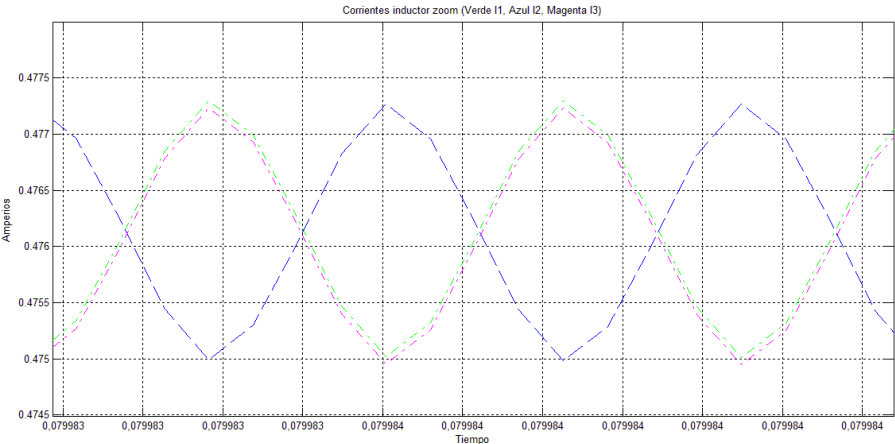
Figura 44. Chattering en la tensión del capacitor ($m = 3$)



Fuente: Autores

La Figura 45 es un acercamiento de la Figura 43 muestra el comportamiento de la corriente en los inductores del circuito convertidor *Boost* cuando la tensión se encuentra en estado estable presentando un rizado aproximado de corriente de $2.79 [mA]$.

Figura 45. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 3$



Fuente: Autores

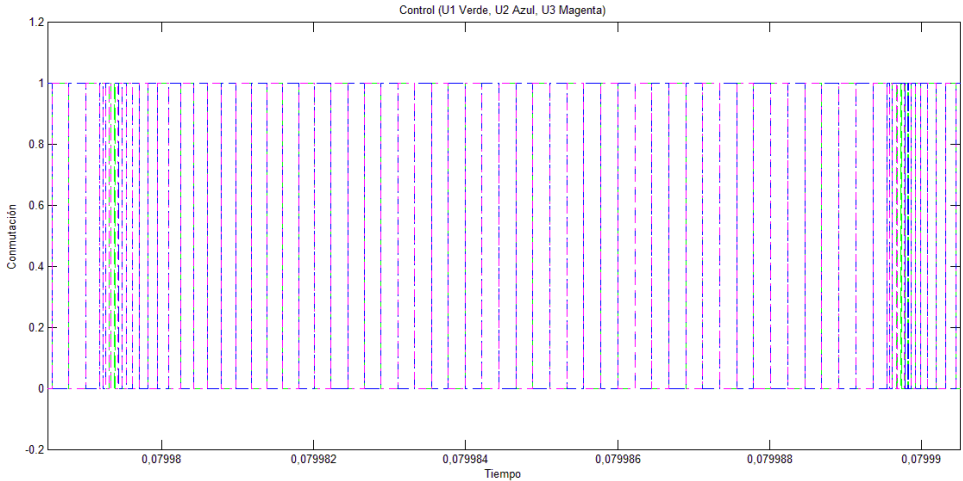
De la Figura 45, se observa que i_{L_1} , i_{L_2} e i_{L_3} conmutan alrededor de la referencia i_{re3} cumpliéndose el objetivo de la ley de control de lograr que las corrientes se mantengan en una referencia definida i_{re3} . Durante un periodo, i_{L_1} está en fase con i_{L_3} , e i_{L_2} está desfasada medio periodo de i_{L_1} , esto quiere decir que mientras i_{L_1} e i_{L_3} sobrepasan la referencia i_{re3} , i_{L_2} está por debajo de la referencia o viceversa. El Cuadro 8 explica el comportamiento de la corriente y la acción de control que se emplea.

Cuadro 8. Acción de control de acuerdo a la corriente

Control	i_{L_1}	i_{L_2}	i_{L_3}
$u_1 = 1, u_2 = 0, u_3 = 1$	$< i_{re3}$	$> i_{re3}$	$< i_{re3}$
$u_1 = 0, u_2 = 1, u_3 = 0$	$> i_{re3}$	$< i_{re3}$	$> i_{re3}$

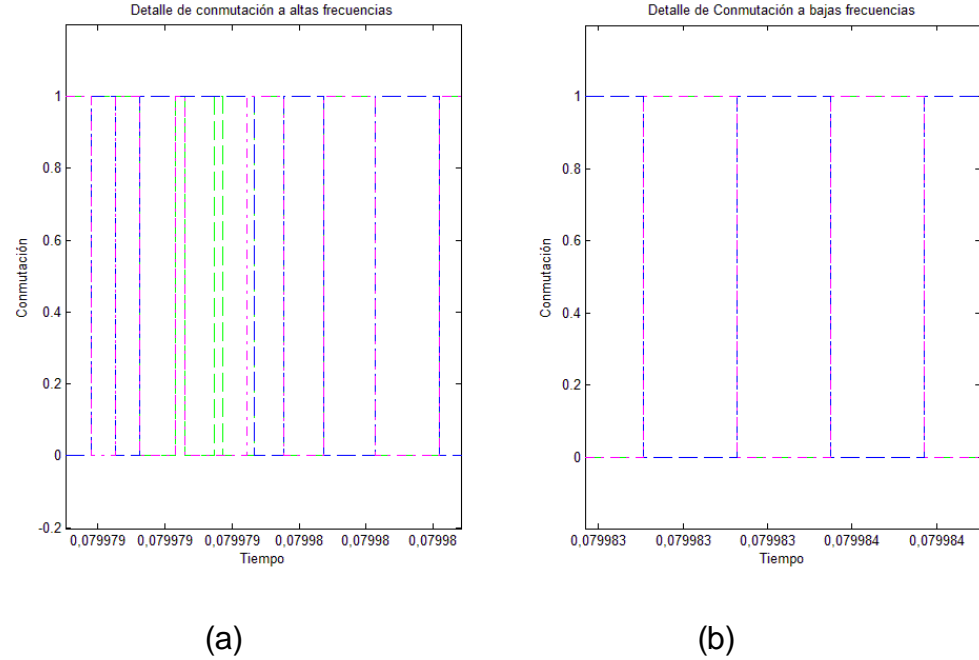
La Figura 46 muestra el comportamiento del conmutador cuando la tensión se encuentra en estado estable, presentando altas y bajas frecuencias de conmutación. La Figura 47 contiene el detalle de la conmutación, siendo 82.6460[MHz] el valor máximo de frecuencia y 4.6531[MHz] el valor mínimo aproximadamente de la fase uno.

Figura 46. Comportamiento del conmutador para tres fases



Fuente: Autores

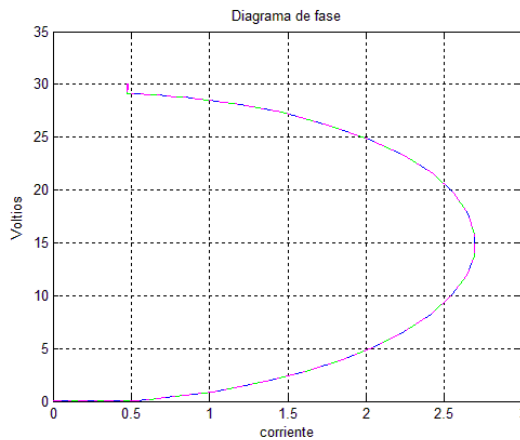
Figura 47. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 3$)



Fuente: Autores

La Figura 48 muestra el diagrama de fase cuando $m = 3$. Debido a que x_1 , x_2 y x_3 tienden a comportarse similarmente para alcanzar la superficie de deslizamiento, se graficaron en la misma Figura. Se observa que tanto x_1 , x_2 y x_3 buscan mantenerse alrededor de i_{re3} , describiendo una trayectoria que alcanza un pico máximo de corriente de aproximadamente 2.7 [A] en una tensión $x_4 = 15$ [V], para luego tender a i_{re3} y permanecer en la tensión $x_4 = 30$ [V], situándose sobre la superficie s_1 para x_1 , s_2 para x_2 y s_3 para x_3 .

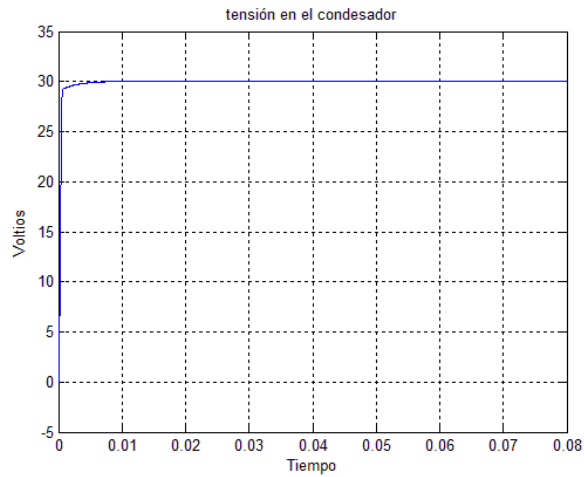
Figura 48. Diagrama de fase ($m = 3$) (x_4 vs x_1, x_2, x_3)



Fuente: Autores

3.2.4 Simulación Para Cuatro Fases ($m = 4$): del mismo modo que en la subsección 3.2.1, se mostrarán los resultados obtenidos para $m = 3$ verificando los parámetros de diseño del convertidor *Boost*. La Figura 49 representa la tensión V_c y la Figura 50 la corriente en el inductor.

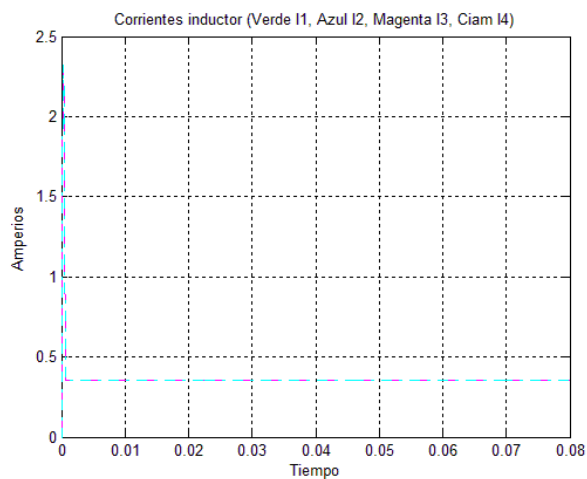
Figura 49. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 4$



Fuente: Autores

En la Figura 50 la corriente en el inductor i_{L_1} es de color verde, i_{L_2} es de color azul, i_{L_3} es de color magenta e i_{L_4} es de color ciam, las cuatro corrientes siguen una referencia que se obtiene de la ecuación (43) siendo $i_{ref4} = \frac{5}{14} = 0.3571$ [A].

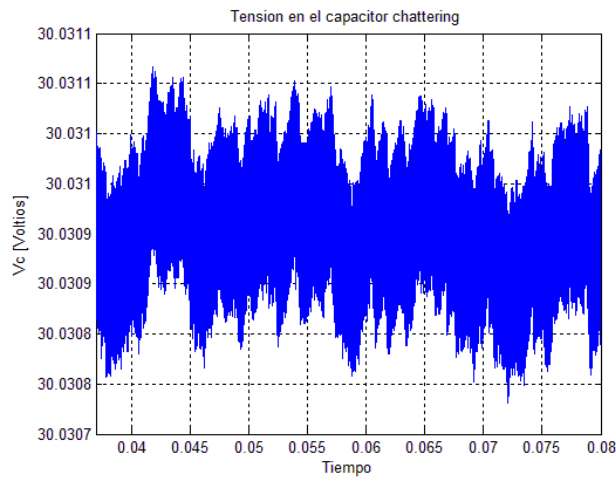
Figura 50. Corriente en el inductor para cuatro fases



Fuente: Autores

Al analizar el comportamiento de la tensión cuando se encuentra en estado estable con el fin de determinar el ancho del *chattering*, se obtiene que el valor mínimo es de 30.0307814 [V] y el valor máximo es de 30.0311162[V], para tener el máximo ancho de *chattering* de 0.3348509 [mV] (Figura 51).

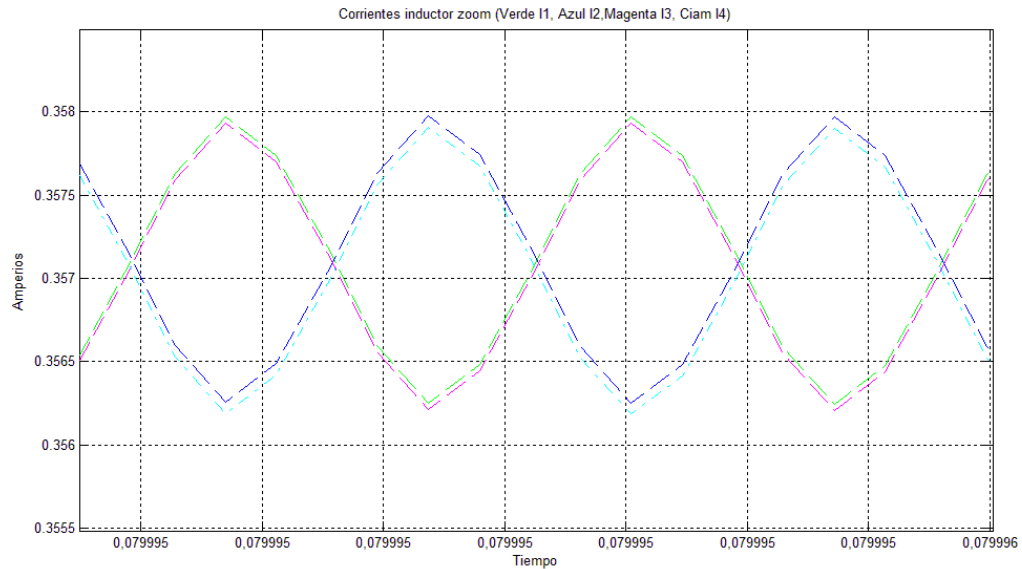
Figura 51. *Chattering* en la tensión del capacitor ($m = 4$)



Fuente: Autores

La Figura 52 es un acercamiento de la Figura 50 donde muestra el comportamiento de la corriente en los inductores del circuito convertidor *Boost* cuando la tensión se encuentra en estado estable alcanzando un rizado aproximado de 1.7 [mA].

Figura 52. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 4$



Fuente: Autores

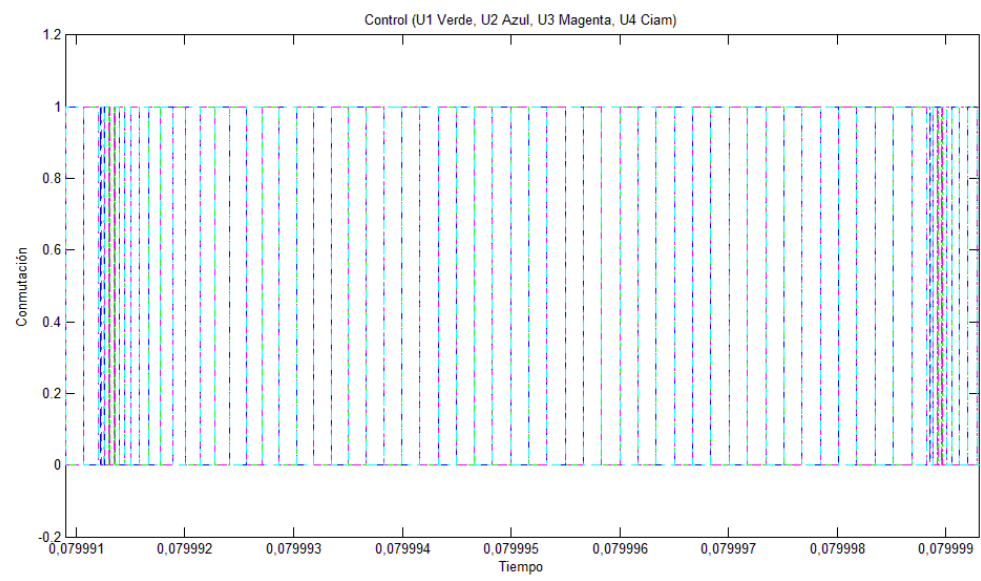
De la Figura 52, se observa que i_{L_1} , i_{L_2} , i_{L_3} e i_{L_4} conmutan alrededor de la referencia i_{re4} cumpliéndose el objetivo de la ley de control haciendo que las corrientes se mantengan en una referencia definida i_{re4} . Durante un periodo, i_{L_1} está en fase con i_{L_3} , e i_{L_2} está en fase con i_{L_4} y además desfasada medio periodo de i_{L_1} , esto quiere decir que mientras i_{L_1} e i_{L_3} sobrepasan la referencia i_{re4} , i_{L_2} e i_{L_4} están por debajo de la referencia o viceversa. El Cuadro 9 explica el comportamiento de la corriente y la acción de control que se emplea.

Cuadro 9. Acción de control de acuerdo a la corriente

Control	i_{L_1}	i_{L_2}	i_{L_3}	i_{L_4}
$u_1 = 1, u_2 = 0, u_3 = 1, u_4 = 0$	$< i_{re4}$	$> i_{re4}$	$< i_{re4}$	$> i_{re4}$
$u_1 = 0, u_2 = 1, u_3 = 0, u_4 = 1$	$> i_{re4}$	$< i_{re4}$	$> i_{re4}$	$< i_{re4}$

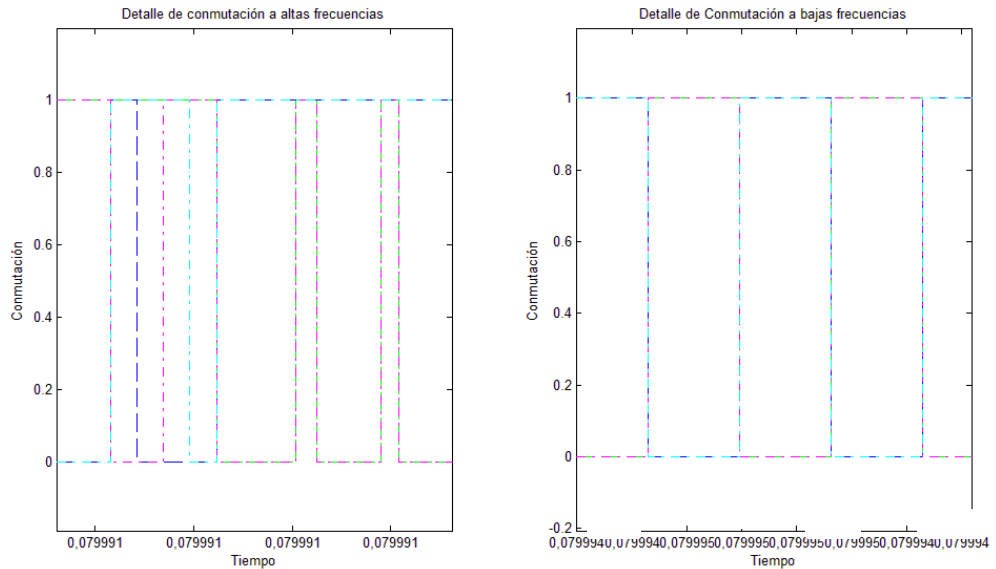
La Figura 53 muestra el comportamiento del conmutador cuando la tensión se encuentra en estado estable, presentando altas y bajas frecuencias de conmutación. La Figura 54 contiene el detalle de la conmutación, siendo 110.700 [MHz] el valor máximo de frecuencia y 6.1501 [MHz] el valor mínimo aproximadamente.

Figura 53. Comportamiento del conmutador para cuatro fases



Fuente: Autores

Figura 54. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 4$)



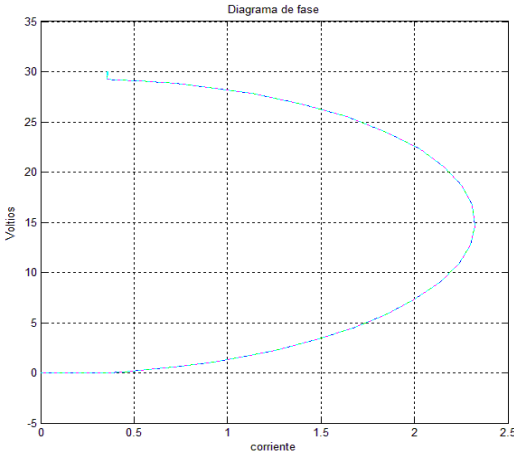
(a)

(b)

Fuente: Autores

La Figura 55 muestra el diagrama de fase cuando $m = 4$. Debido a que x_1, x_2, x_3 y x_4 tienden a comportarse similarmente para alcanzar la superficie de deslizamiento, se graficaron en la misma Figura. Se observa que tanto x_1, x_2, x_3 y x_4 buscan mantenerse alrededor de i_{re4} , describiendo una trayectoria que alcanza un pico máximo de corriente de aproximadamente en 2.3 [A] en una tensión $x_5 = 15$ [V], para luego tender a i_{re4} y permanecer en la tensión $x_5 = 30$ [V], situándose sobre la superficie s_1 para x_1, s_2 para x_2, s_3 para x_3 y s_4 para x_4 .

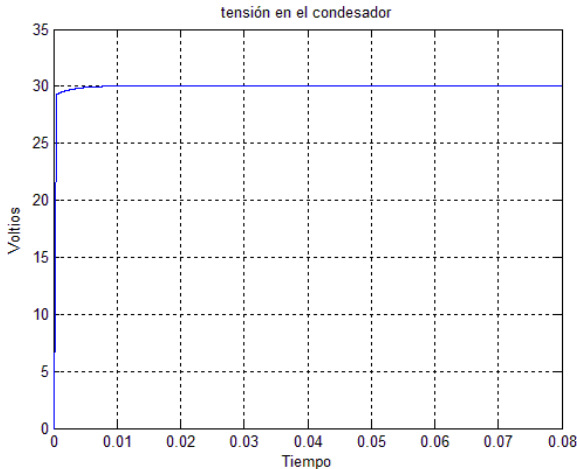
Figura 55. Diagrama de fase ($m = 4$) (x_5 vs x_1, x_2, x_3, x_4)



Fuente: Autores

3.2.5 Simulación Para Cinco Fases ($m = 5$): de igual forma que en la subsección 3.2.1, se mostrarán los resultados obtenidos para $m = 5$ verificando los parámetros de diseño del convertidor *Boost*. La Figura 56 representa la tensión V_c y la Figura 57 la corriente en el inductor.

Figura 56. Tensión de salida en el capacitor cuando $m = 5$

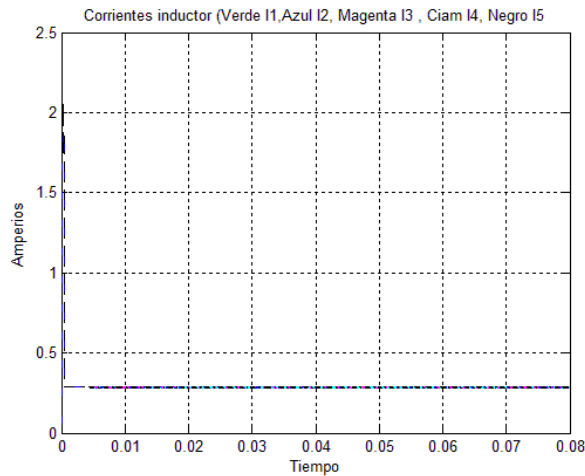


Fuente: Autores

En la Figura 57 la corriente en el inductor i_{L_1} es de color verde, i_{L_2} de color azul, i_{L_3} de color magenta, i_{L_4} de color ciam e i_{L_5} de color negro, las cinco corrientes siguen una referencia que se obtiene de la ecuación (47) siendo

$$i_{re5} = \frac{2}{7} = 0.2857 \text{ [A]}.$$

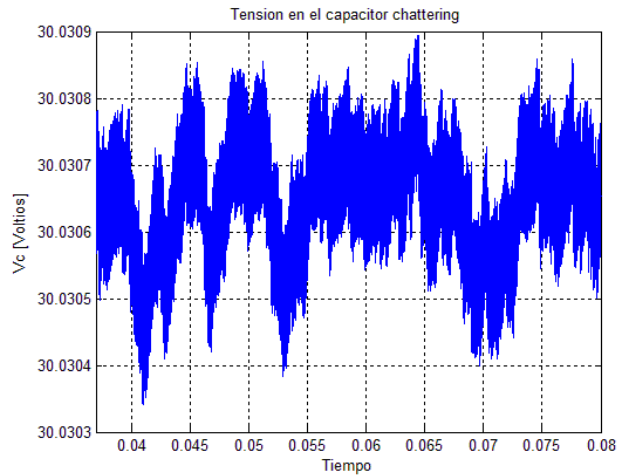
Figura 57. Corriente en el inductor para cinco fases



Fuente: Autores

Al analizar el comportamiento de la tensión cuando se encuentra en estado estable con el fin de determinar el ancho del *chattering*, se obtiene que el valor mínimo es de 30.0303409 [V] y el valor máximo es de 30.0308945 [V], para tener como máximo ancho de *chattering* 0.5536056 [mV] (Figura 58).

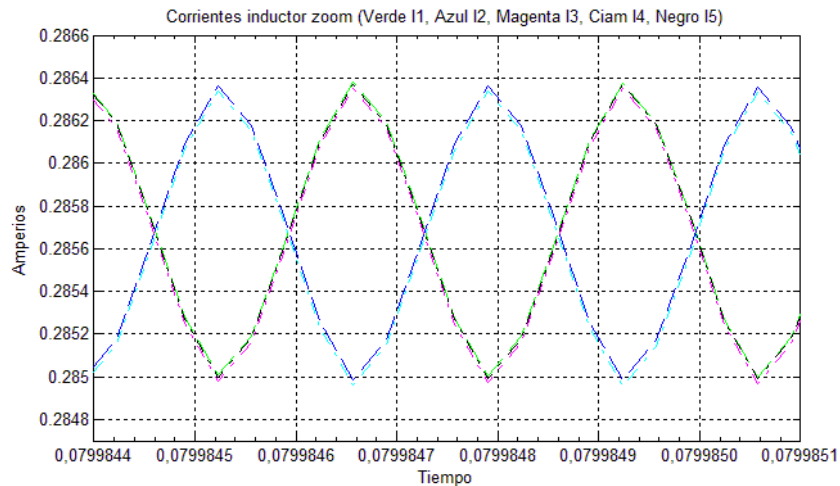
Figura 58. Chattering en la tensión del capacitor ($m = 5$)



Fuente: Autores

La Figura 59 es un acercamiento de la Figura 57 muestra el comportamiento de la corriente en los inductores del circuito convertidor *Boost* cuando la tensión se encuentra en estado estable alcanzando un rizado aproximado de 1.37 [mA].

Figura 59. Detalle de la corriente en el inductor para $m = 5$



Fuente: Autores

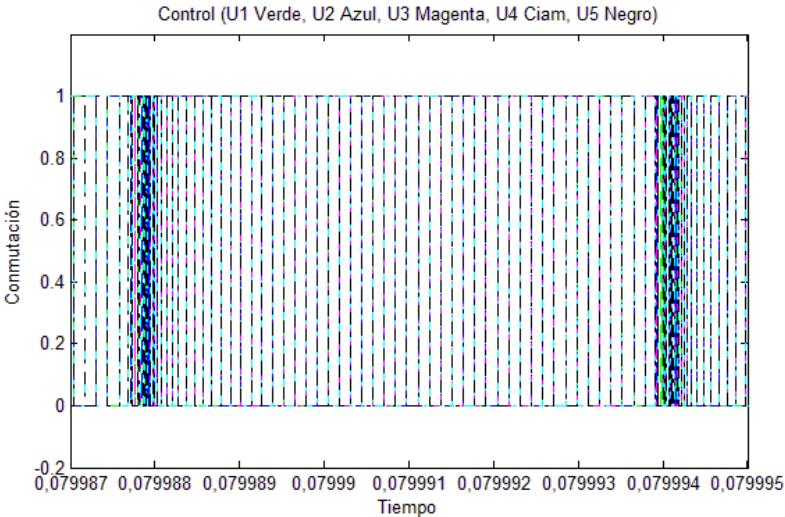
De la Figura 59, se observa que i_{L_1} , i_{L_2} , i_{L_3} , i_{L_4} e i_{L_5} conmutan alrededor de la referencia i_{re5} cumpliéndose el objetivo de la ley de control de lograr que las corrientes se mantengan en una referencia definida i_{re5} . Durante un periodo, i_{L_1} , i_{L_3} e i_{L_5} están en fase, i_{L_2} con i_{L_4} también están en fase, pero i_{L_2} está desfasada medio periodo de i_{L_1} , esto quiere decir que mientras i_{L_1} , i_{L_3} e i_{L_5} sobrepasan la referencia i_{re5} , i_{L_2} e i_{L_4} están por debajo de la referencia o viceversa. El Cuadro 10 explica el comportamiento de la corriente y la acción de control que se emplea.

Cuadro 10. Acción de control de acuerdo a la corriente

Control	i_{L_1}	i_{L_2}	i_{L_3}	i_{L_4}	i_{L_5}
$u_1 = 1, u_2 = 0, u_3 = 1, u_4 = 0, u_5 = 1$	$< i_{re5}$	$> i_{re5}$	$< i_{re5}$	$> i_{re5}$	$< i_{re5}$
$u_1 = 0, u_2 = 1, u_3 = 0, u_4 = 1, u_5 = 0$	$> i_{re5}$	$< i_{re5}$	$> i_{re5}$	$< i_{re5}$	$> i_{re5}$

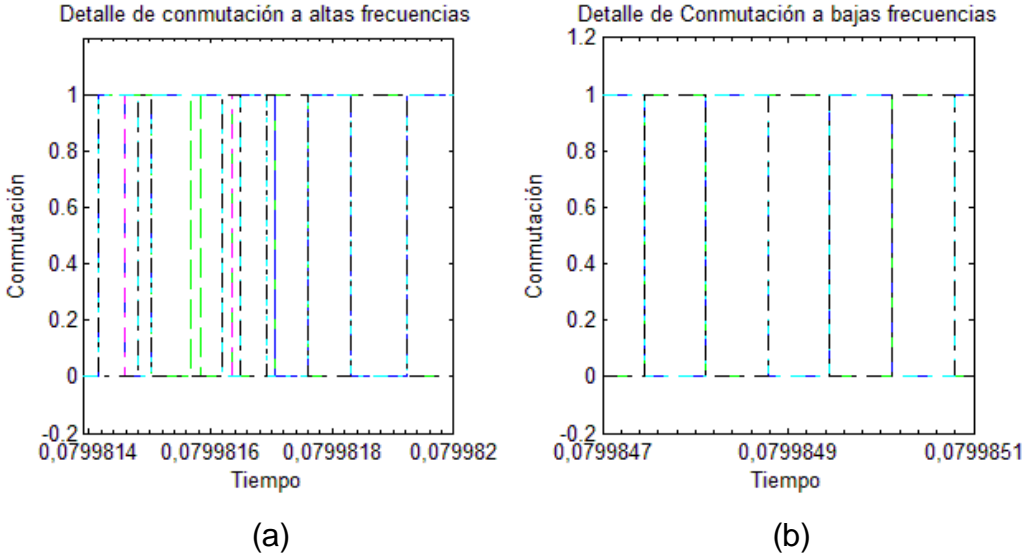
La Figura 60 muestra el comportamiento del conmutador cuando la tensión se encuentra en estado estable, presentando altas y bajas frecuencias de conmutación. La Figura 61 contiene el detalle de la conmutación, siendo 159.240 [MHz] el valor máximo de frecuencia y 13.398 [MHz] el valor mínimo aproximado de la fase uno.

Figura 60. Comportamiento del conmutador para cinco fases



Fuente: Autores

Figura 61. Detalle del conmutador a altas (a) y bajas frecuencias (b) ($m = 5$)

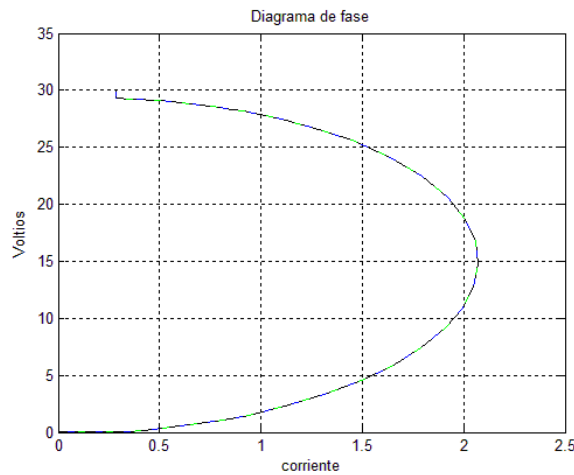


Fuente: Autores

La Figura 62 muestra el diagrama de fase cuando $m = 5$. Debido a que x_1, x_2, x_3, x_4 y x_5 tienden a comportarse similarmente para alcanzar la superficie de

deslizamiento, se graficaron en la misma Figura. Se observa que tanto x_1, x_2, x_3, x_4 y x_5 buscan mantenerse alrededor de i_{re5} , describiendo una trayectoria que alcanza un pico máximo de corriente de aproximadamente en 2.1 [A] en una tensión $x_6 = 15$ [V], para luego tender a i_{re2} y permanecer en la tensión $x_6 = 30$ [V], situándose sobre la superficie s_1 para x_1, s_2 para x_2, s_3 para x_3, s_4 para x_4 y s_5 para x_5 .

Figura 62. Diagrama de fase ($m = 5$) (x_6 vs x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)



Fuente: Autores

3.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Anteriormente se han presentado los resultados obtenidos para m fases siendo el *chattering* el valor de interés a analizar. El Cuadro 11 muestra la tabulación de los valores mínimos, máximos y el ancho del *chattering* para su pronto análisis.

Cuadro 11. Mínimos, máximos y *chattering* de cada fase

Fases	Mínimo [V]	Máximo [V]	<i>Chattering</i> [mV]
1	30.0310788	30.0347482	3.6693823
2	30.0314117	30.0318047	0.3930024
3	30.0308975	30.0316053	0.7077556
4	30.0307814	30.0311162	0.3348509
5	30.0303409	30.0308945	0.5536056

Al observar de El Cuadro anterior los valores correspondientes al *chattering*, es posible notar que con dos fases existe una reducción del *chattering* en comparación con la metodología de una fase en 3.2763799 [mV] (en el apartado 3.2.1 y 3.2.2 se presentan los resultados obtenidos mediante simulación referente al comportamiento de la tensión, la corriente y el control, donde las Figuras 13 y 29 muestran el ancho del *chattering* para una y dos fases). No obstante, al usar tres fases el *chattering* aumenta 0.3147532 [mV] debido a que todas las fases no están desfasadas entre sí, es decir, únicamente la segunda fase está desfasada 180° respecto a la fase uno y tres.

En la Figura 45 se aprecia lo mencionado anteriormente, se puede observar que i_{L_2} está desfasada 180° de i_{L_1} e i_{L_3} quienes se encuentran en fase. El hecho que i_{L_1} e i_{L_3} se encuentren en fase, ocasiona que exista durante medio periodo de conmutación mayor corriente, generando que *chattering* el aumente.

Al realizar el análisis para cuatro fases, se puede notar que el *chattering* reduce 0.0581515 [mV] respecto a dos fases, y 0.3729047 [mV] con respecto a tres fases; la Figura 3-41 muestra el desfase de las corrientes donde i_{L_1} está en fase con i_{L_3} ,

i_{L2} está en fase con i_{L4} , pero el conjunto i_{L1} e i_{L3} están en desfase 180° con respecto al conjunto i_{L2} e i_{L4} . Esto permite que en todo el periodo de conmutación exista la misma proporción de corriente, disminuyendo el *chattering*.

Por otro lado, cuando se realiza la simulación con cinco fases, el sistema se comporta similar que al usar tres fases; es decir, el conjunto constituido por i_{L1} , i_{L3} e i_{L5} se encuentran en fase, al igual que el conjunto constituido por i_{L2} e i_{L4} , donde cada conjunto está desfasado entre sí 180° , ocasionando que el *chattering* no presente reducción en comparación con la metodología de cuatro fases (Figura 59).

El efecto que se produce de aumento de *chattering* al usar tres y cinco fases, se debe a que no existe un desfase proporcional y ocurre para un número impar de fases (obviando el empleo de una sola fase); por esta razón se recomienda utilizar un número par de fases, para garantizar la distribución equitativa de corriente. De este modo, del análisis correspondiente a los resultados obtenidos del sistema para una fase y números pares de fases, se comprueba la hipótesis preestablecida, donde el *chattering* se reduce conforme se incrementa el número de fases. Así de una fase a dos fases el *chattering* se reduce un 89.28% (3.2763799 [mV]), y de dos a cuatro fases se ve una reducción de 14.79% (0.0581515 [mV]). Además según los valores de rizado presentes en las gráficas de corriente para $m = 1, 2$ y 4 (Figuras 14, 30 y 52), se observa que al aumentar el número de fases el rizado disminuye y en consecuencia el *chattering*.

En los apartados 3.2.1.1 y 3.2.2.1 se pueden observar los resultados cuando el sistema convertidor *Boost* de una y dos fases presentan una perturbación al 50% y 100% de la carga. El Cuadro 12 resume los datos más importantes de los resultados obtenidos:

Cuadro 12. Datos del sistema convertidor *Boost* con perturbaciones

Perturbación	Una fase			Dos fases		
	<i>Chattering</i> [mV]	<i>f</i> mínima [MHz]	i_{re1} [A]	<i>Chattering</i> [mV]	<i>f</i> mínima [MHz]	i_{re2} [A]
NO	3.6693823	1.4956	1.4285	0.3930024	2.9941	0.7142
50%	14.6803000	0.7472	2.8571	1.5626000	1.4940	1.4285
100%	0.9177600	2.9865	0.7142	0.0991000	5.9938	0.3571

Del cuadro anterior, para el convertidor *Boost* de una fase, al ver los resultado del *chattering* cuando hay una perturbación del 50% es de 14.6803000 [mV] y ser contrastados con el *chattering* cuando no se ha perturbado el sistema, se aprecia que el *chattering* aumenta en un 300.07% (11.0109177 [mV]), la frecuencia de conmutación mínima disminuye, y aumenta i_{re1} , a diferencia cuando se perturba al 100% de la carga, en este caso el *chattering* se reduce un 74.98% (2.7516223 [mV]), la frecuencia de conmutación mínima aumenta e i_{re1} disminuye.

Analizando los resultados obtenidos para dos fases, se observa que el comportamiento es similar al de una fase. El *chattering* aumenta un 297.60% (1.1695976 [mV]) cuando existe una perturbación del 50% en comparación con el sistema sin perturbar, además disminuye la frecuencia de conmutación, y aumenta i_{re2} . Si se perturba al 100% de la carga el *chattering* se reduce un 74.78% (0.2939024 [mV]), la frecuencia aumenta e i_{re2} disminuye.

Para justificar el comportamiento que se produce al perturbar el sistema variando la carga, se remite a la ecuación (31) donde $i_{re} = \frac{V_c^2}{R_L \cdot V_s}$ es un parámetro dependiente de la carga R_L ; suponiendo que se perturba el sistema al 50% de la carga, significa que la carga disminuye ocasionando que i_{re} aumente y así de la ecuación (41) i_L aumenta, de la ecuación (42) Δi_L aumenta y de la ecuación (39) f disminuye

conforme aumenta Δi_L ; si disminuye la frecuencia, de la ecuación (45) ΔV también se reduce, ocasionando así una disminución del *chattering*. En el Cuadro 13 se contrastan los parámetros mencionados anteriormente para el aumento o reducción de la carga.

Cuadro 13. Comportamiento de los parámetros del convertidor *Boost* al perturbar la carga

Parámetro	Aumento de carga	Reducción de carga
i_{re}	Disminuye	Aumenta
i_L	Disminuye	Aumenta
Δi_L	Disminuye	Aumenta
f mínima	Aumenta	Disminuye
ΔV	Disminuye	Aumenta
<i>Chattering</i>	Disminuye	Aumenta

Con base al cuadro anterior queda comprobado el comportamiento del convertidor *Boost* al ser perturbado con un 50% y 100% de la carga.

Se puede observar en los diagramas de fase (Figura 26 y 41) el comportamiento de las dinámicas del sistema para alcanzar la superficie de deslizamiento, siendo posible afirmar que cuando se perturba el sistema al 50% de la carga en 0.04 s, la tensión V_C disminuye y alcanza la corriente i_{rem} la cual ha aumentado y en consecuencia cambia la superficie de deslizamiento, lugar donde las dinámicas de corriente en las inductancia se encuentran conmutando para mantener la tensión V_C en 30 [V]. De manera similar sucede cuando el sistema es perturbado al 100% de la carga en un tiempo de 0.04 s; la tensión ahora aumenta alcanzando la corriente i_{rem} que ha disminuido y se crea una nueva superficie de deslizamiento donde se encuentra conmutando las dinámicas de la corriente en la inductancia manteniendo la tensión V_C en 30 [V].

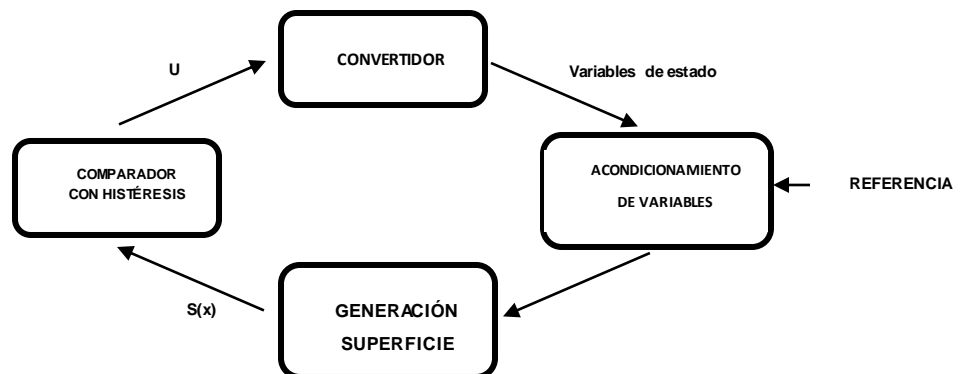
4. CONVERTIDOR *BOOST* CONTROLADO POR UN SMC MULTIFASE USANDO ORCAD-CADENCE

En este capítulo se ilustra las simulaciones del convertidor de potencia DC-DC tipo *Boost* con sus respectivos parámetros de diseño y demás etapas construidas para realizar el control deslizante usando una metodología multifase, además de la verificación de las predicciones analíticas y contraste con los resultados obtenidos en MATLAB®, respecto al comportamiento dinámico del sistema.

4.1 MODELADO SISTEMA DE CONTROL CONVERTIDOR *BOOST*

En el Gráfico 13 se presenta el esquema de control indirecto de corriente en modo deslizante aplicado a un convertidor de potencia [28]. En él se puede observar que las señales que se necesitan para construir la superficie son extraídas de la planta, además de ser acondicionadas para que presenten rangos permitidos para el funcionamiento de las etapas del circuito.

Gráfico 13. Esquema de control en modo deslizante convertidor *Boost*



Fuente: ARTEAGA, María. Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental. Tesis de doctorado. Barcelona, España: Universidad Politécnica de Cataluña. Instituto de organización y control de sistemas industriales, 2006. p. 200

A continuación se especifican las características y singularidades de cada bloque propuesto anteriormente.

4.1.1 Acondicionamiento de Señales: en este bloque se adapta la señal de corriente en la inductancia por medio de una fuente de tensión controlada por corriente, para el caso de la corriente en la inductancia; el bloque posee una ganancia unitaria para que presente la misma forma de onda de la señal pero en tensión, de esta manera se obtiene una de las señales para formar la superficie de deslizamiento (el Gráfico 15 corresponde al dispositivo H1).

4.1.2 Referencia: la referencia necesaria para formar la superficie de deslizamiento se creó mediante la utilización de una fuente de tensión controlada por corriente ubicada en serie con la carga (dispositivo H2 del esquema del Gráfico 15); como se desea que el valor de referencia hallado sea independiente del parámetro de la carga, para la creación de la superficie; se procedió a dejar la referencia en términos de la corriente que pasa por la carga, en otras palabras $P_{out} = P_{in}$, de (31) y por ley de ohm a la salida

$$R_{carga} = \frac{V_{carga}}{i_{carga}},$$

donde $V_{carga} = V_C$, reemplazando en (31) se tiene que:

$$i_{re} = \frac{V_C \cdot I_{carga}}{V_s},$$

donde la salida de tensión esperada es $V_C = 30 [V]$ y la tensión de entrada $V_s = 15 [V]$ entonces,

$$i_{re} = \frac{30 \cdot I_{carga}}{15} = 2 \cdot I_{carga}, \quad (48)$$

de ahí que la referencia sea dos veces la corriente que pasa por la carga, este parámetro es la ganancia del dispositivo H2 del esquema del Gráfico 14.

4.1.3 Superficie de Deslizamiento: para crear la superficie de deslizamiento, se utiliza un dispositivo amplificador operacional ideal en configuración de comparador con histéresis, al cual ingresan las señales de referencia y la señal de corriente de la inductancia, transformadas a tensión.

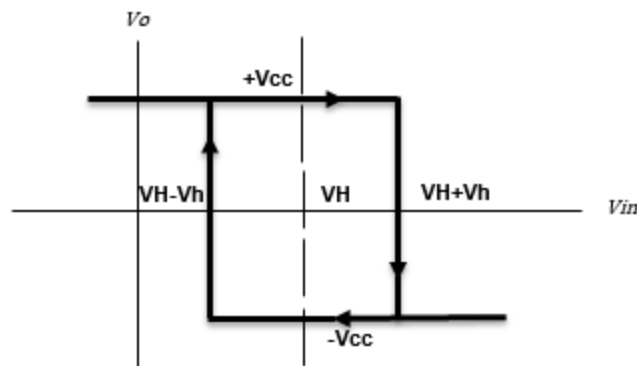
4.1.4 Comparador con Histéresis: la configuración que se usó es un *Schmitt trigger* con referencia distinta de cero en el Gráfico 14 se muestra la relación entre la señal de salida con respecto a la entrada, éste usa la realimentación positiva para acelerar el ciclo de conmutación [28]. Las ecuaciones del comparador son:

$$V_H = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{ref}, V_h = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{cc},$$

donde V_H es la referencia en donde se centrará el lazo de histéresis, V_h corresponde a la mitad del ancho del lazo y V_{cc} es el valor de saturación de la salida,

$V_H = i_{re} = \frac{10}{7}$ y $V_{cc} = 15$ [V], seleccionando un ancho de histéresis de 0.02 [V], y haciendo $R_1 = 100$ [Ω] se determina $R_2 = 74.9$ [k Ω].

Gráfico 14. Curva V_o/V_{in}

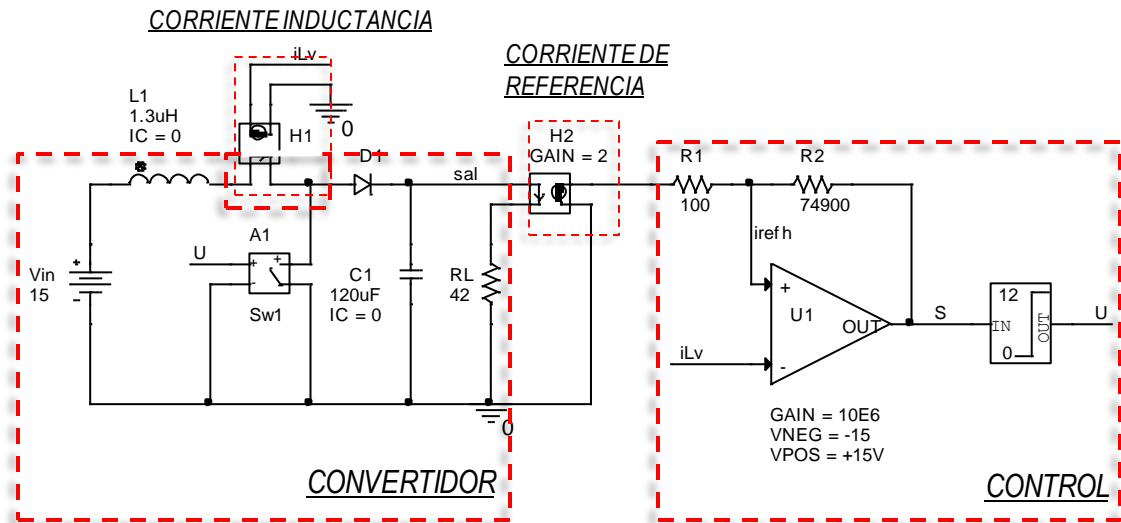


Fuente: [30]

La salida del amplificador operacional entrega una señal entre V_{cc} y $-V_{cc}$ y antes de llegar al dispositivo conmutador pasa por un limitador que se encarga de restringir la salida y acondicionarla para que tenga el rango de los parámetros de acción del

conmutador, $V_{on} = 12 [V]$ y $V_{off} = 0 [V]$; en el Gráfico 15 se presenta el esquema del control del convertidor simulado, además de los parámetros posteriormente mencionados en el capítulo 2.

Gráfico 15. Esquema de control del convertidor Boost en modo deslizante



Fuente: Autores

4.2 RESULTADOS DE SIMULACIÓN CONVERTIDOR BOOST

Los elementos que componen el esquema del circuito son ideales, en el Cuadro 14 se muestran los detalles del perfil de simulación de la herramienta OrCAD-CADENCE®.

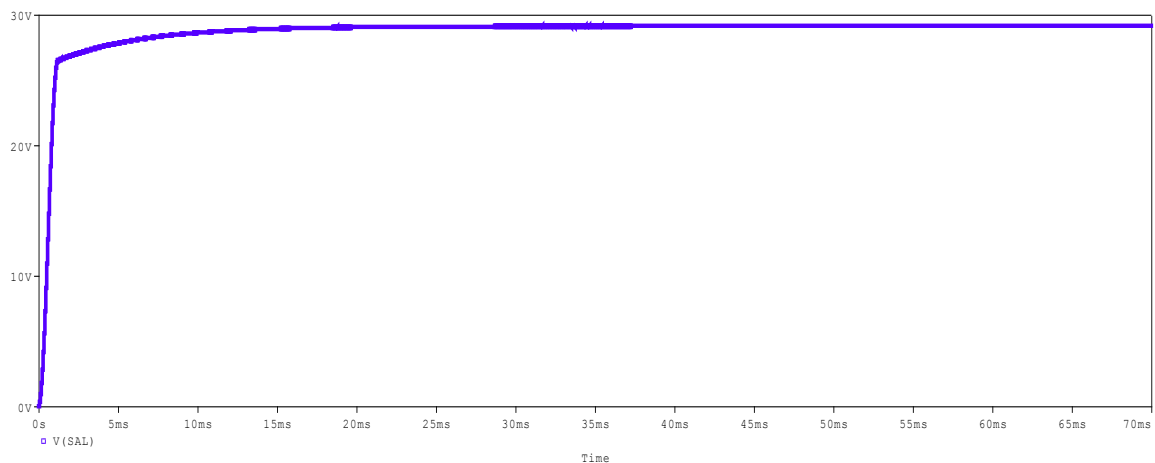
Cuadro 14. Parámetros relevantes perfil de simulación

Parámetro	TSTOP	MAX STEP SIZE	RELTOL	VNTOL	ABSTOL
Valor	70 [ms]	0.1 [us]	0.0008	0.01 [uV]	0.01 [pA]

Las condiciones iniciales son cero, tanto para la corriente en el inductor como la tensión en el condensador. Se obtuvieron graficas de tensión, corriente, plano de estado, y conmutación de las fases.

En la Figura 63 se ilustra la respuesta en tensión a la salida del convertidor, donde se observa que su valor medio es $V_{C\ avg} = 29.12 [V]$ y el tiempo de establecimiento es $22 [ms]$.

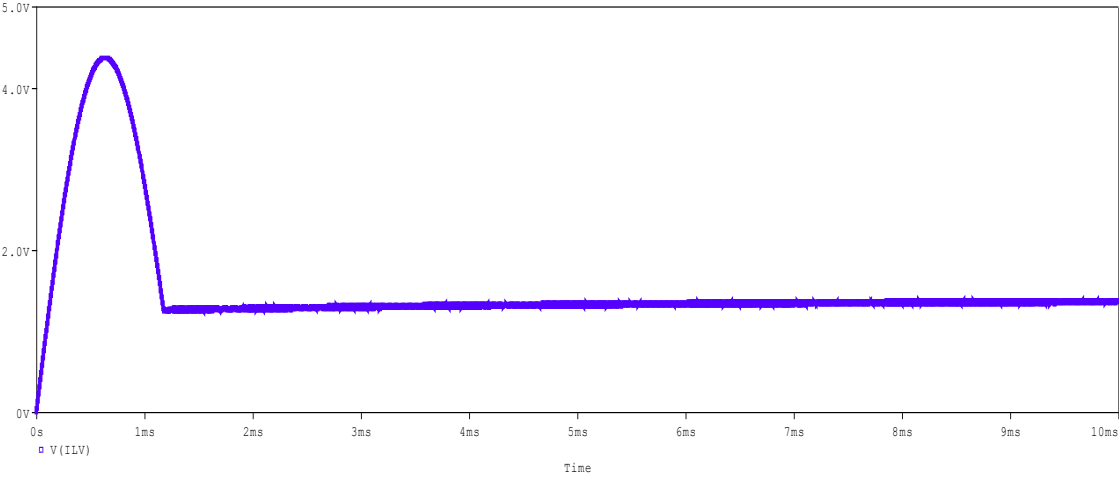
Figura 63.Tensión de salida V_C convertidor Boost



Fuente: Autores

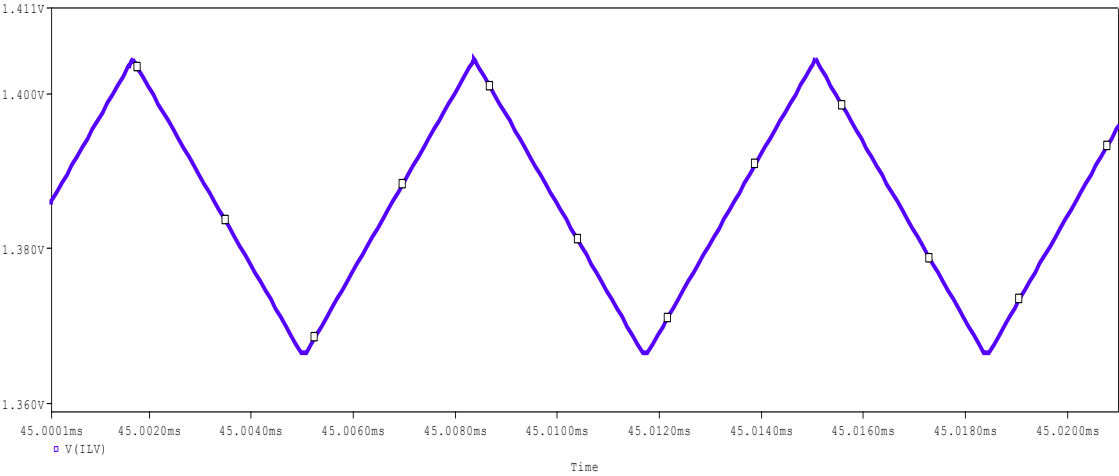
La corriente en la inductancia se muestra en la Figura 64, presenta un sobre-pico máximo de $i_{L\ max} = 4.368 [A]$, además de un tiempo de establecimiento de $1.2 [ms]$, un valor medio de $V_{C\ avg} = 1.398 [V]$ y un rizado de $i_{L\Delta} = 40 [mA]$ que se aprecia con detalle en la Figura 67.

Figura 64. Corriente en la inductancia i_L



Fuente: Autores

Figura 65. Detalle de corriente en la inductancia i_L



Fuente: Autores

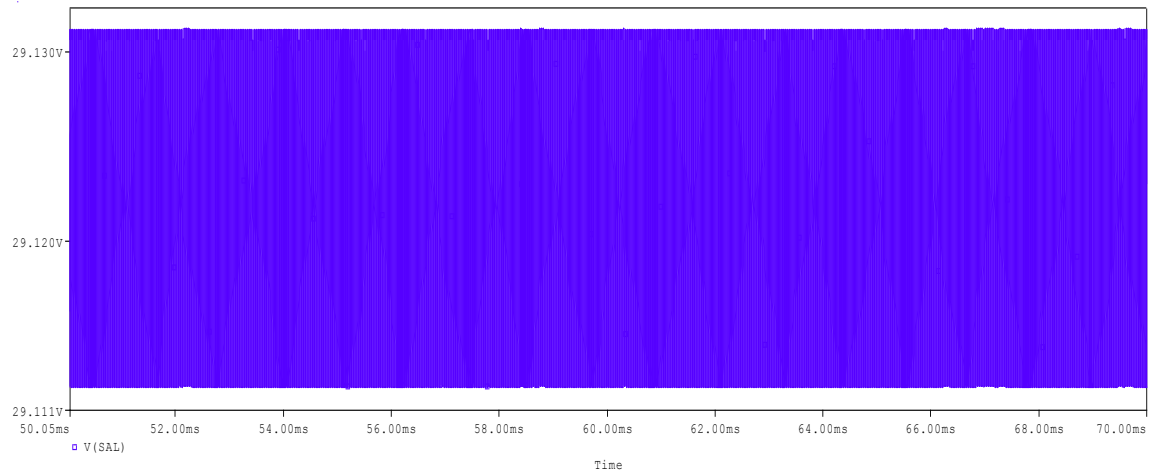
Para recopilar los datos concernientes al *chattering* presentado en la Figura 66 se estableció tomar los valores máximo y mínimo de la salida de interés en estado permanente arrojando los siguientes resultados:

Valor máximo: 29.13132184 [V]

Valor mínimo: 29.11219645 [V]

Chattering: 19.12539 [mV]

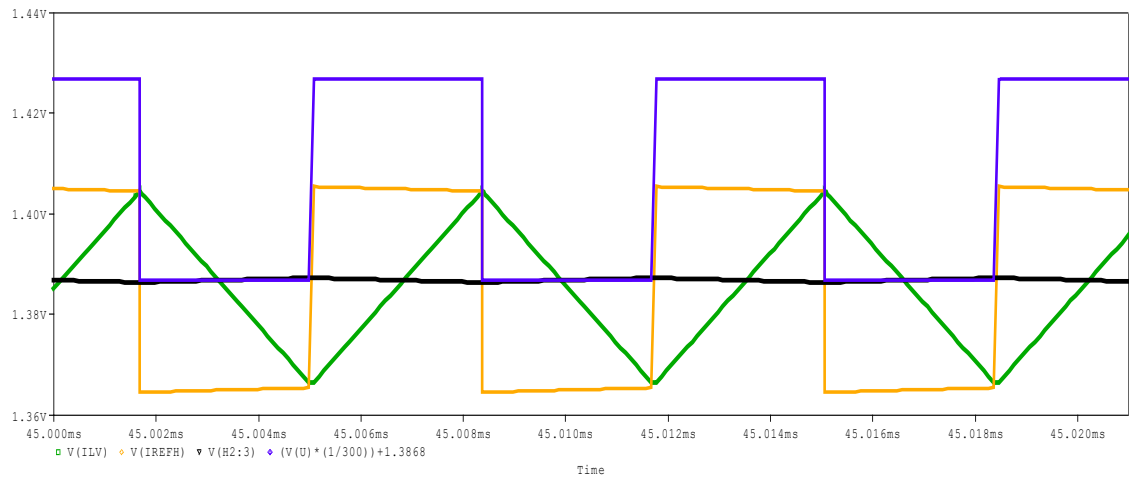
Figura 66. *Chattering* salida del convertidor *Boost*



Fuente: autores

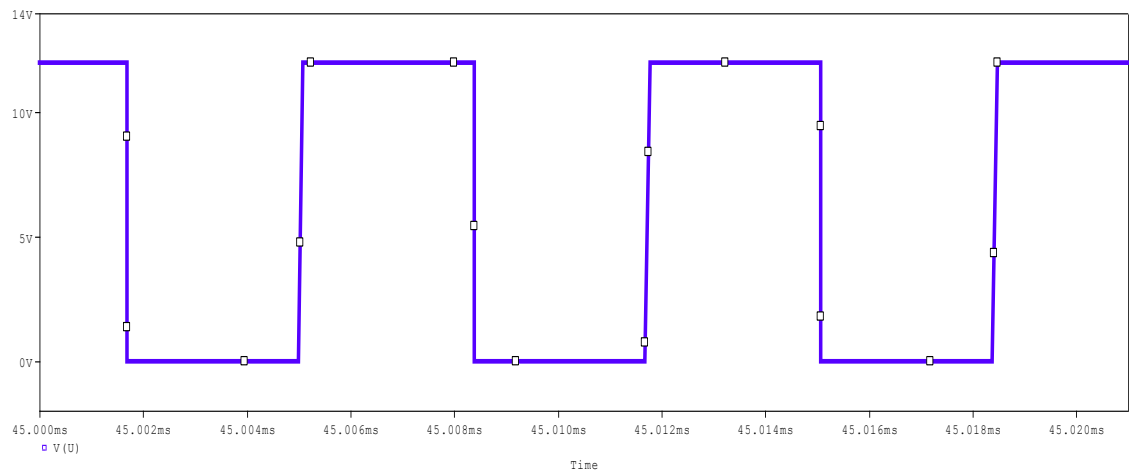
La señal de la ley de control se genera por medio del error entre las corrientes de referencia y la corriente de la inductancia; en la Figura 67 se aprecia la obtención de la conmutación siendo comparadas dichas corrientes i_L y la de referencia i_{re} que presenta un valor medio de $i_{re\,avg} = 1.3867[A]$ y un rizado de $i_{re\Delta} = 40.9 [mA]$. La señal i_{refh} hace referencia a la histeresis que posee el convertidor, la ley de control se aprecia en detalle en la Figura 68, varía en un rango de frecuencia de 148 [kHz] a 153 [kHz].

Figura 67. Generación de la superficie de deslizamiento S , señales i_L (verde), i_{re} (negro), i_{refh} (amarillo), conmutación atenuada u (azul)



Fuente: Autores

Figura 68. Detalle de la ley de control u , conmutación

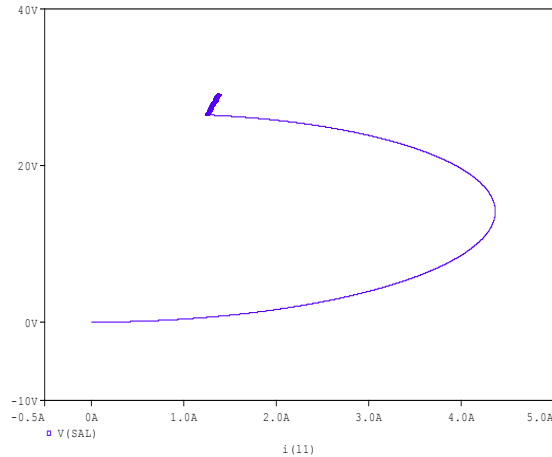


Fuente: Autores

En la Figura 69 se muestra el plano de estado, se puede observar que las variables de los estados dinámicos del convertidor *Boost* de una fase, alcanzan y

se mantienen en la superficie, del apartado 2.2.4.2 el estado dinámico x_1 corresponde a la corriente i_L eje (x) y el estado dinámico x_2 a la tensión en el capacitor V_C (eje y); el sistema muestra un sobreimpulso de aproximadamente $i_{Lmax} = 4.5[A]$.

Figura 69. Plano de estado (x_2 vs x_1)

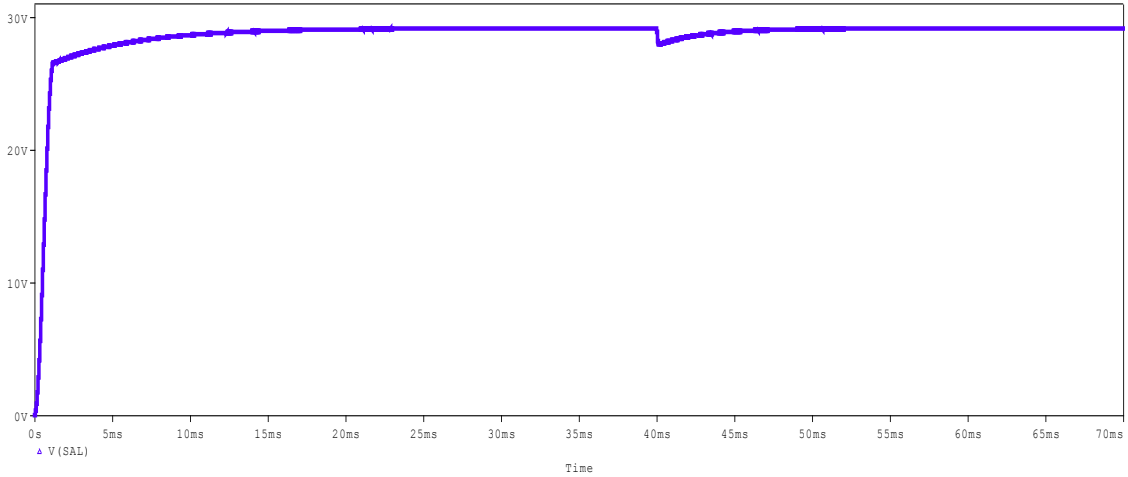


Fuente: Autores

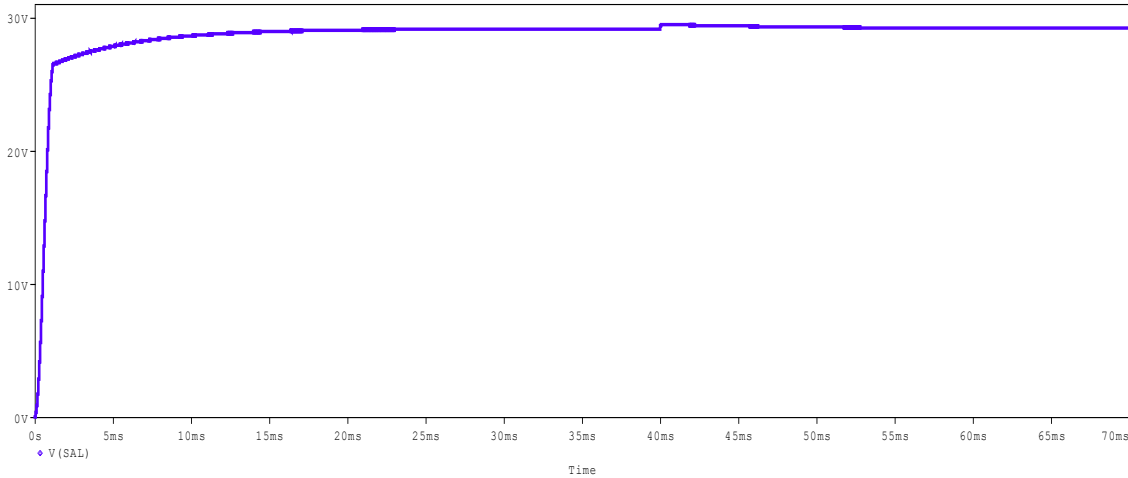
4.2.1 Simulación Convertidor BOOST Perturbaciones en la Carga: a continuación se realizaron las simulaciones para verificar el carácter robusto del control, la carga se varió con un porcentaje de 50% y del 100%, de las simulaciones, en la Figura 70(a) se aprecia la respuesta del convertidor cuando la carga cambia un 50% en $t = 40 [ms]$, se observa que el sistema es capaz de volver a mantener su tensión de salida a pesar de dicha variación en la carga, el valor promedio para que retorne a su anterior estado estable es $10 [ms]$ mostrado en la Figura 71(a).

De modo similar ocurre cuando la variación en la carga es del 100%, el doble de la carga; la Figura 70(b) muestra que la tensión vuelve a retomar el valor deseado, y demora cerca de $15 [ms]$ para establecerse, apreciable en la Figura 71(b).

Figura 70. Respuesta de tensión frente a perturbaciones de carga. (a) 50% (b) 100%



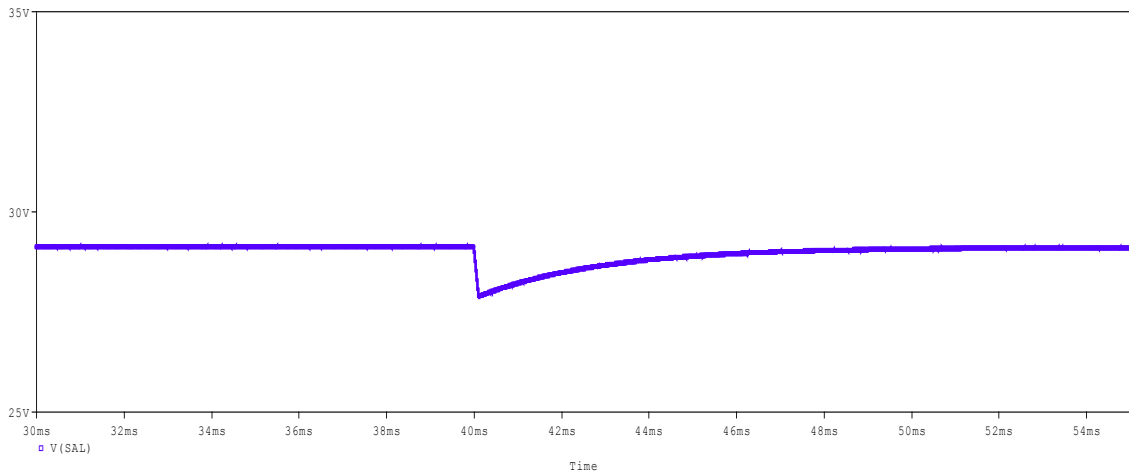
(a)



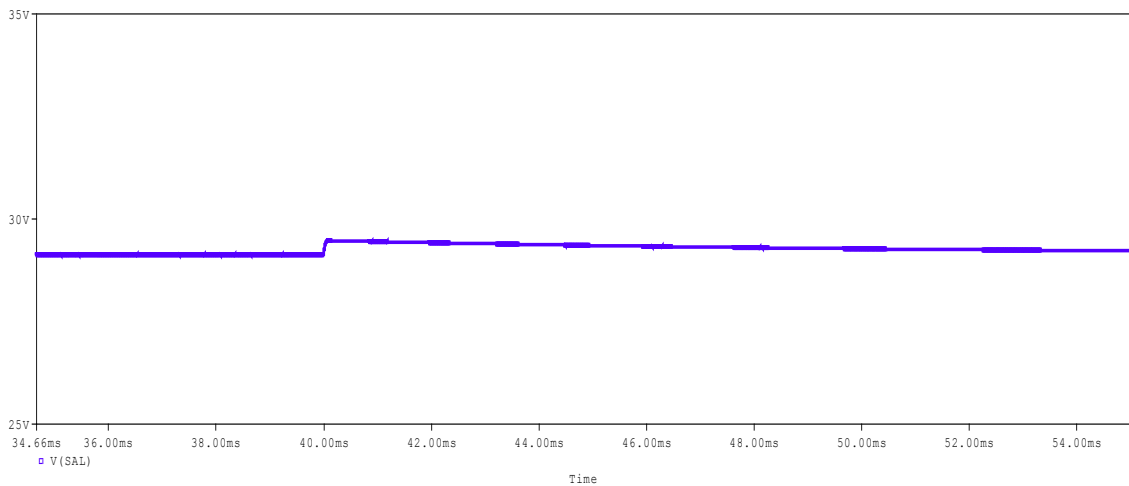
(b)

Fuente Autores.

Figura 71. Detalle respuesta de tensión frente a perturbaciones de carga. (a) 50%
(b) 100%



(a)

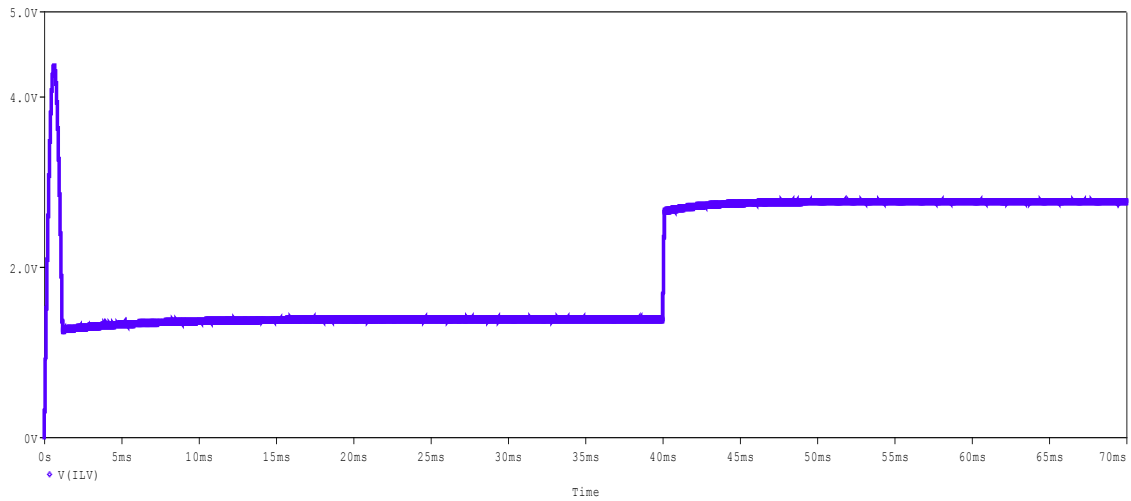


(b)

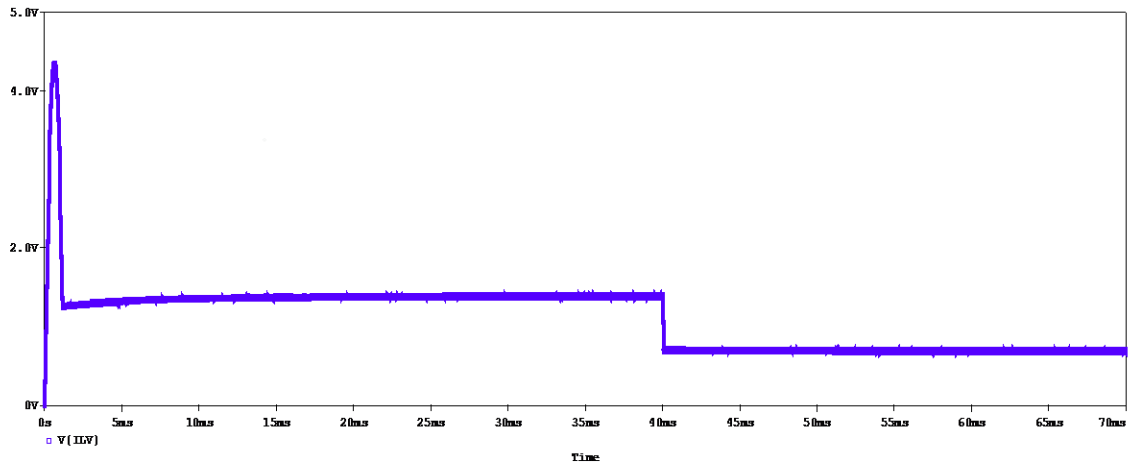
Fuente: Autores.

Para tener en cuenta el comportamiento de la corriente, en la Figura 72(a) se observa que para el 50% el valor medio de esta es $i_{L\text{avg}} = 2.766 \text{ [A]}$ y posee un rizado de $i_{L\Delta} = 36 \text{ [mA]}$ y para 100% tiene un valor medio $i_{L\text{avg}} = 2.766 \text{ [A]}$ y un rizado de $i_{L\Delta} = 34.2 \text{ [mA]}$ mostrado en la Figura 72(b).

Figura 72. Corriente de la inductancia i_{L1} con perturbación de carga (a) 50% (b) 100%



(a)



(b)

Fuente: Autores

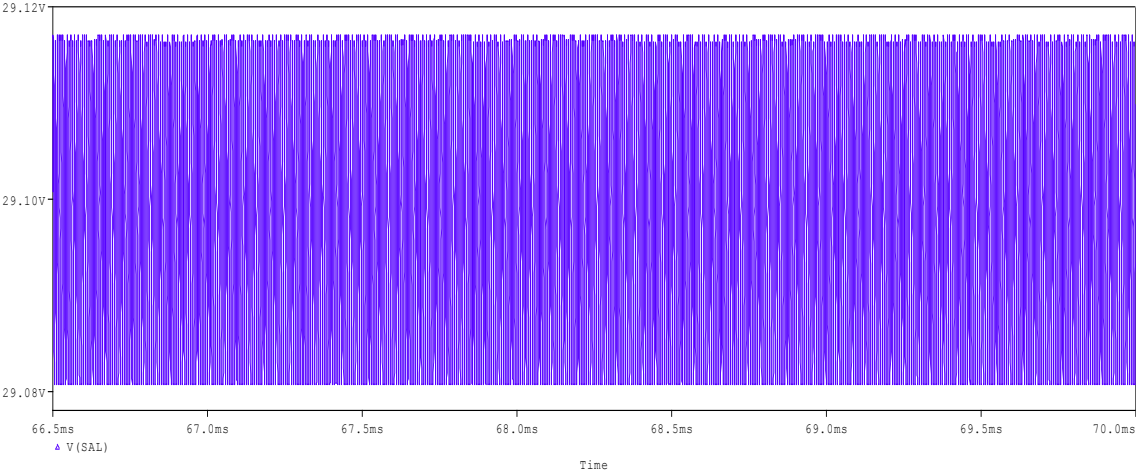
La Figura 73, muestra el detalle de la salida del convertidor con la carga al 50% obteniéndose los datos

Valor máximo: 29.1172154 [V]

Valor mínimo: 29.0883314 [V]

Chattering: 28.6686 [mV]

Figura 73. Chattering salida de tensión con perturbación 50% de carga



Fuente: Autores

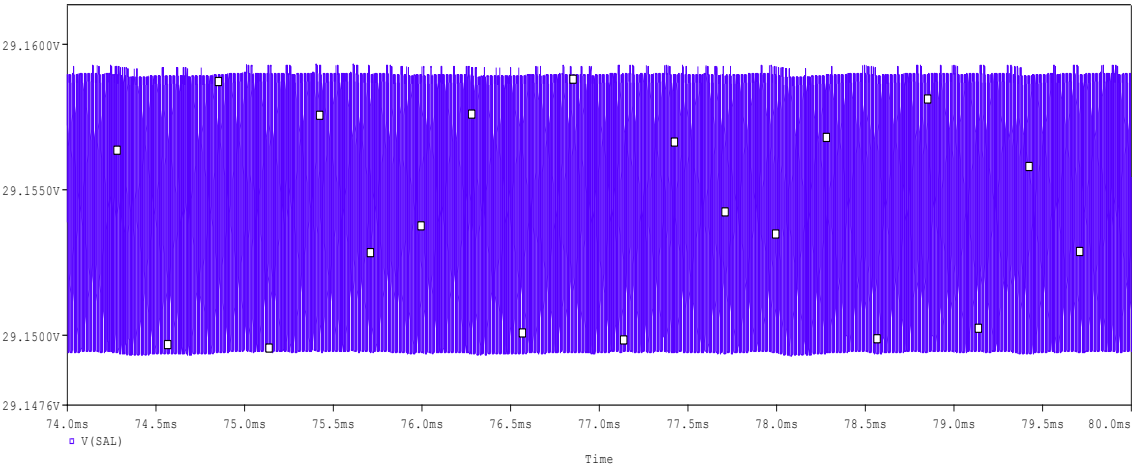
Por otro lado La Figura 74, muestra el detalle de la salida en tensión del convertidor con la carga al 100% obteniéndose los datos.

Valor máximo: 29.15926552 [V]

Valor mínimo: 29.14960671 [V]

Chattering: 9.65881000 [mV]

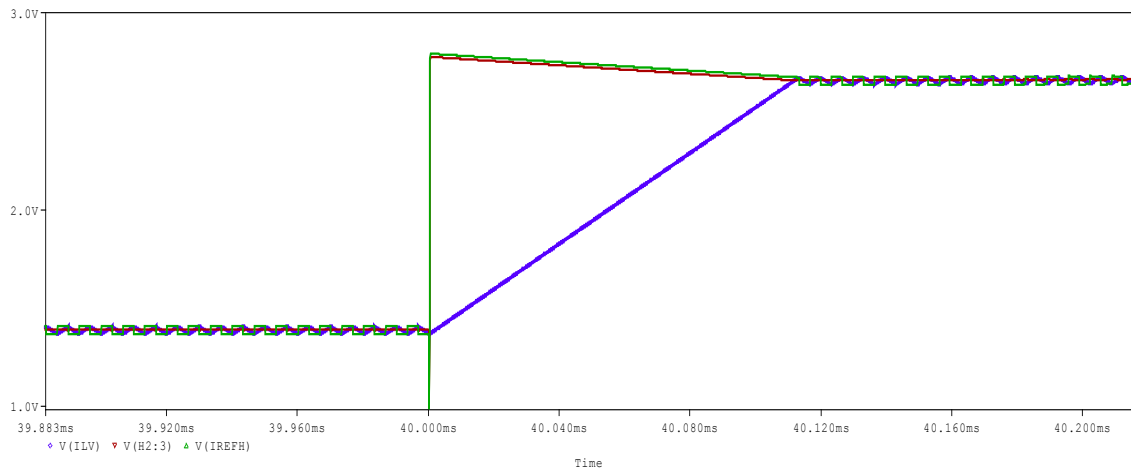
Figura 74. Chattering salida tensión con perturbación 100% de carga



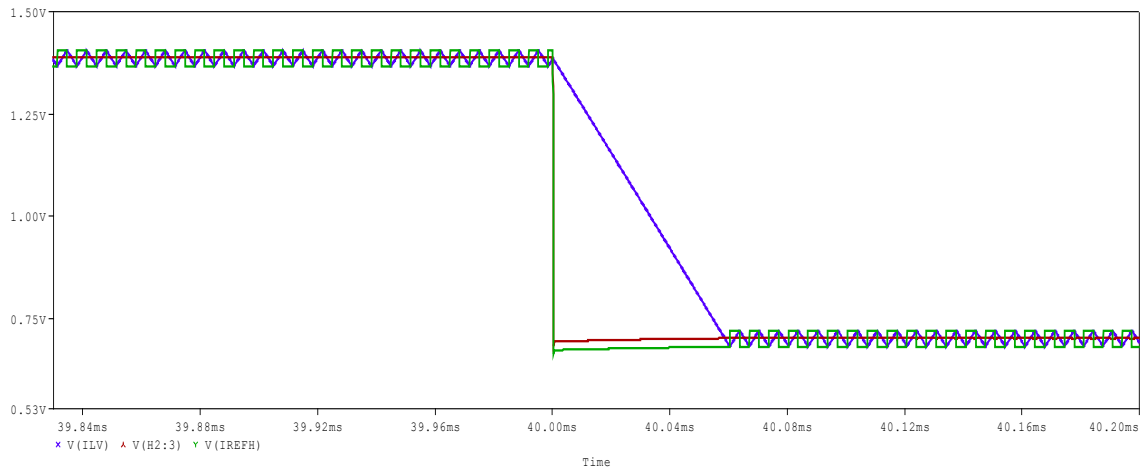
Fuente: Autores

El seguimiento de i_L con respecto i_{re} se aprecia en la Figura 75(a) toma un tiempo de establecimiento de 0.120 [ms] para el 50% de carga; antes de alcanzar dicho tiempo, la inductancia almacena energía hasta que se vuelve a producir la conmutación; y para el 100% de la variación de la carga demora 0.06 [ms] para retomar el camino de la referencia, ilustrada en la Figura 75(b). Antes de llegar a 0.06 [ms], la corriente de la inductancia se descarga puesto que el nuevo valor de carga es menor que el valor extraído del modelado de los parámetros del convertidor (ver Cuadro 1), y la ley de control conmuta nuevamente.

Figura 75. Detalle corriente i_L y corriente de referencia i_{re} , perturbación (a) 50% y (b) 100% de la carga, i_L (azul), i_{re} (rojo), i_{refh} (verde)



(a)

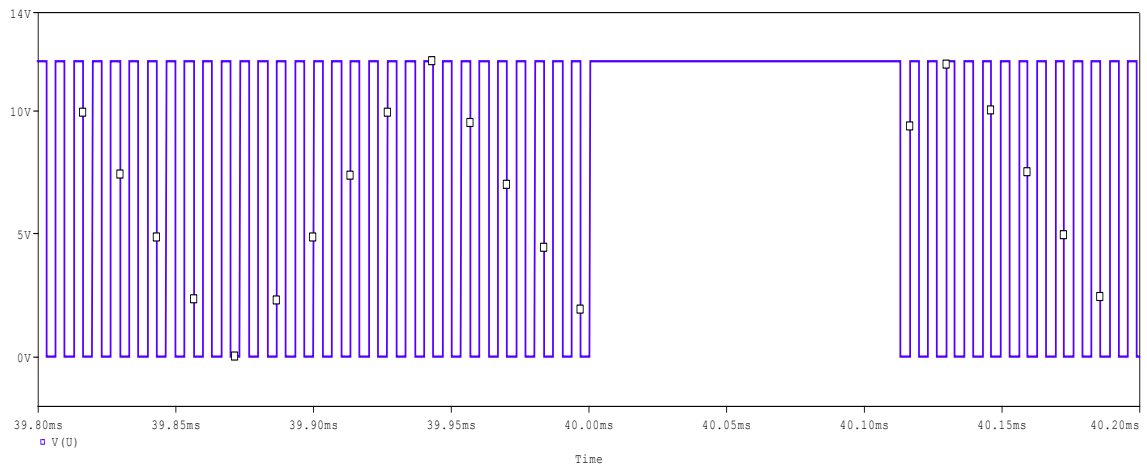


(b)

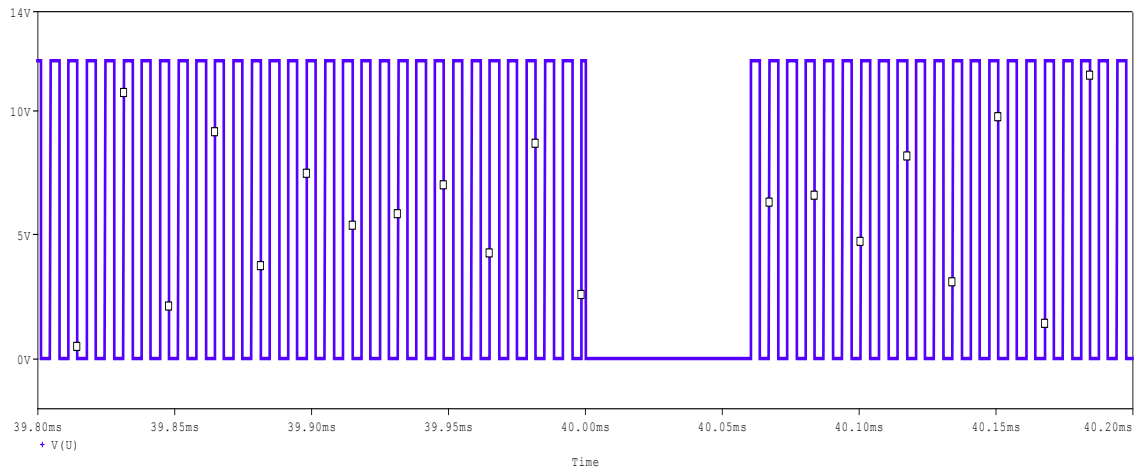
Fuente: Autores

A continuación se observa la conmutación del sistema en el instante de ser perturbado tanto para 50% como para 100%. El tiempo que demora en volver a conmutar es menor para la perturbación del 100% de carga (ver Figura 76(b)), ya que la corriente disminuye más velozmente a comparación de la perturbación del 50% de carga (mostrada en la Figura 76(a)).

Figura 76. Gráfica de la conmutación en el instante de la perturbación. (a) 50% de carga (b) 100% de carga



(a)

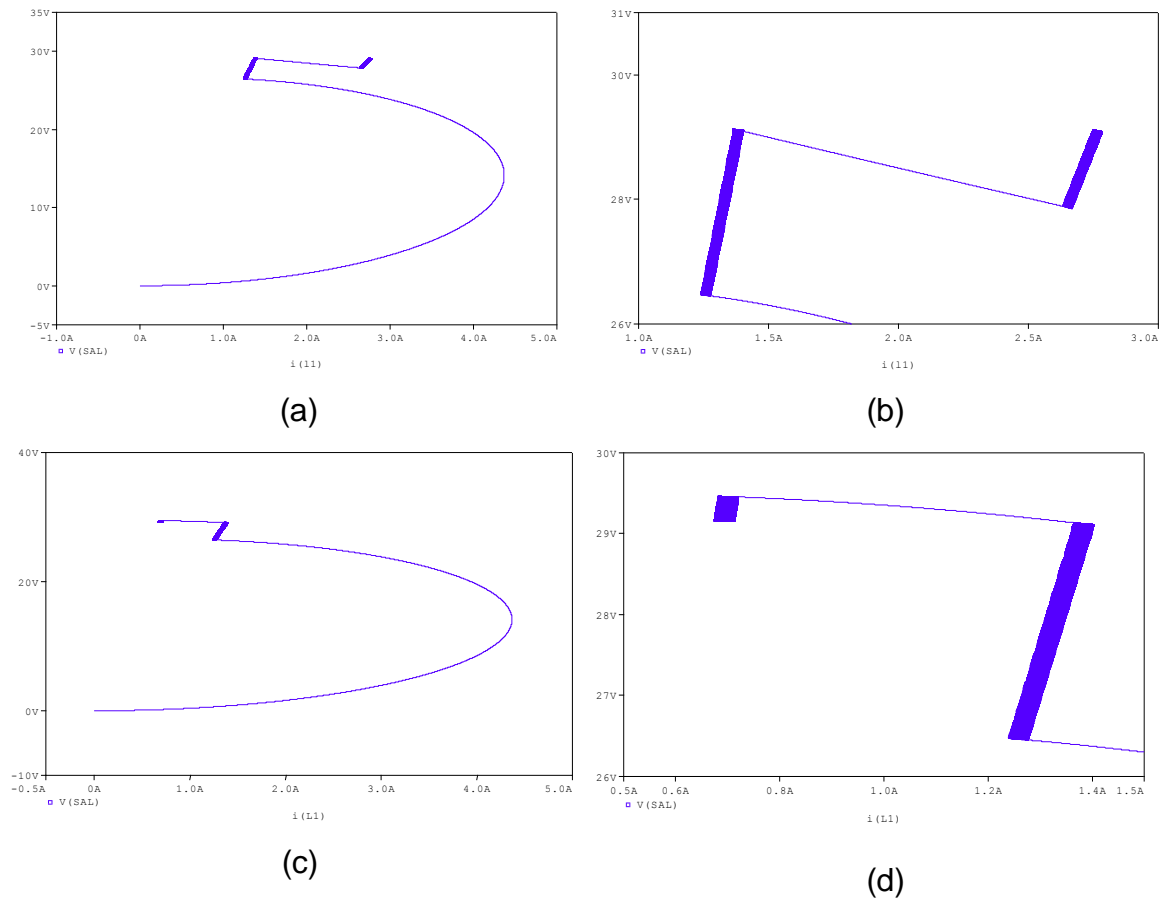


(b)

Fuente: Autores

El plano de estado mostrado en las Figuras 77(a) y 77(b) corresponden a los estados dinámicos del convertidor de una fase; el estado dinámico x_1 corresponde a la corriente i_{L1} (eje x) y el estado dinámico x_3 a la tensión en el capacitor V_c (Eje Y), cuando se presenta una perturbación del 50% de carga, mientras que en las Figuras 77(c) y 77(d) se observan los resultados cuando la perturbación que se produjo fue del 100% de carga. Para ambos casos, se observa que el sistema tiene la capacidad de recalcular los parámetros y crear una nueva superficie de deslizamiento a la cual convergen los valores, además de mantener su valor en tensión de salida aproximadamente al que se presentaba antes de la perturbación.

Figura 77. Plano de estado x_2 vs x_1 perturbaciones de carga(a) 50% (b) detalle 50% (c) 100% (d) detalle100%



Fuente: Autores

Los valores consignados en el Cuadro 15 muestran los resultados generales para el convertidor de una fase perturbado en la carga.

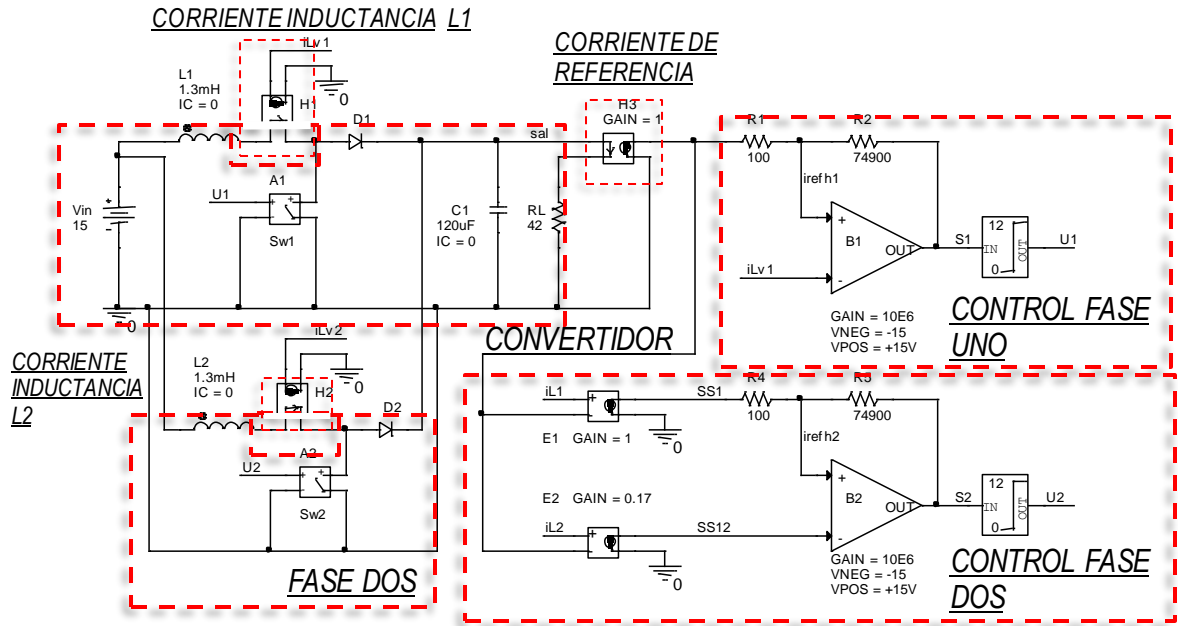
Cuadro 15. Resultados obtenidos perturbaciones convertidor *Boost*

	Carga 50%	Carga 100%
Tensión de salida [V]	29.1	29.1
Tiempo de establecimiento de tensión [ms]	10	15
Corriente media en la inductancia [A]	1.3982	.693
Rizado de corriente [mA]	40	34.2
Tiempo de seguimiento corriente [ms]	0.12	0.06

4.3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN CONVERTIDOR BOOST MULTIFASE (DOS FASES)

Ahora se presenta las simulaciones del modelo multifase; en el esquema del Gráfico 16 se muestra la configuración del convertidor de potencia conmutado de dos fases, que adicionalmente del modelo del Gráfico 15, se introduce la segunda fase además de su respectivo lazo de control, y una variación en la referencia, de la ecuación (47) con $m = 2$, $i_{rem} = \frac{i_{re}}{2}$, reemplazando en (42) se tiene $i_{re} = i_L$, en el esquema el factor de ganancia del dispositivo H3 cambia a una ganancia unitaria.

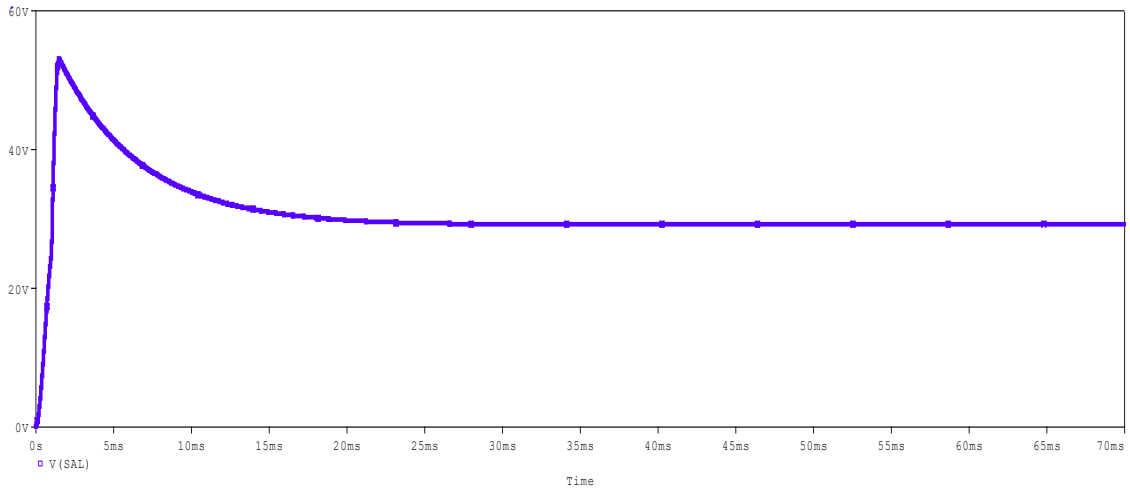
Gráfico 16. Esquema de control convertidor Boost multifase en modo deslizante



Fuente: Autores

En la Figura 78 se muestra la tensión de salida, esta presenta un sobre-pico de $V_{C\ max} = 53\ [V]$ y un tiempo de establecimiento de $27\ [ms]$, además de una tensión media de $V_{C\ avg} = 29.077\ [V]$

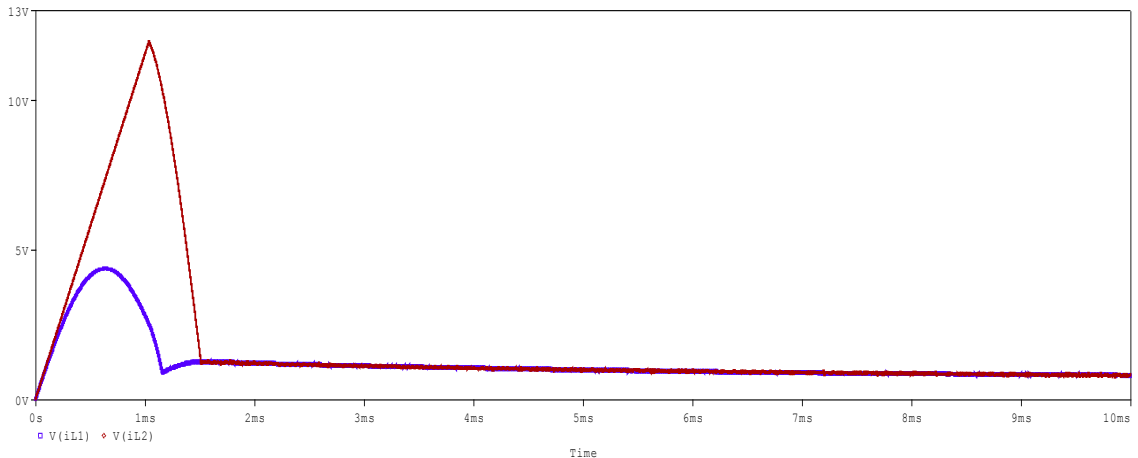
Figura 78. Tensión de salida V_C convertidor *Boost* multifase



Fuente: Autores

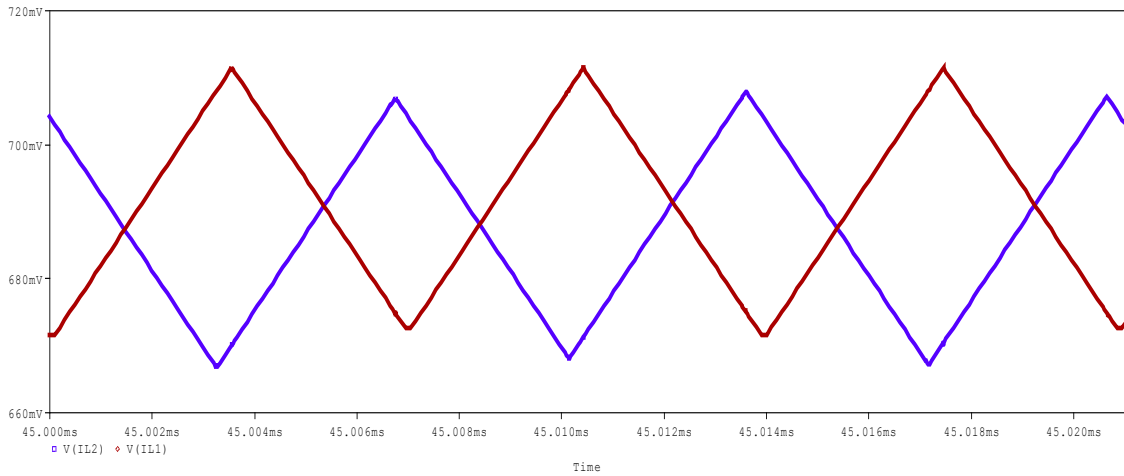
La corriente en la inductancia de la fase uno presenta un sobre-pico de $i_{L1max} = 4.3680[A]$ y un valor medio de $i_{L1avg} = 691.85[mA]$ mientras que la corriente de la fase dos un sobre-pico de $i_{L2max} = 11.904[A]$, y un valor medio de $i_{L2avg} = 691.329 [mA]$ mostradas en las Figuras 79 y 80.

Figura 79. Corriente en las inductancias i_{L1} (azul) y i_{L2} (rojo)



Fuente: Autores

Figura 80. Detalle de corriente de las inductancias i_{L1} (azul) y i_{L2} (rojo)



Fuente: Autores

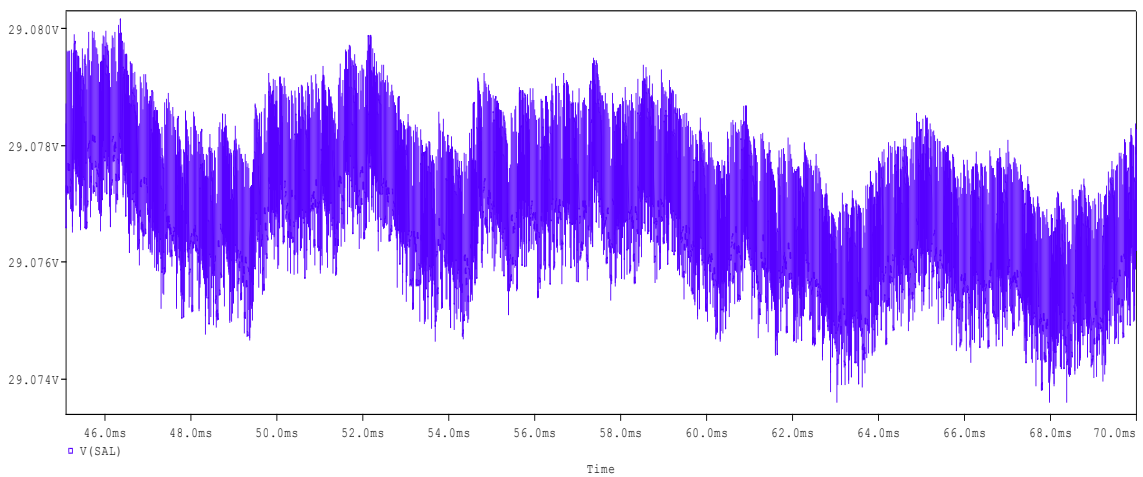
Por otro lado La Figura 81, muestra el detalle de la salida en tensión del convertidor multifase obteniéndose los datos.

Valor máximo: 29.07990837 [V]

Valor mínimo: 29.07579804 [V]

Chattering: 4.110330000 [mV]

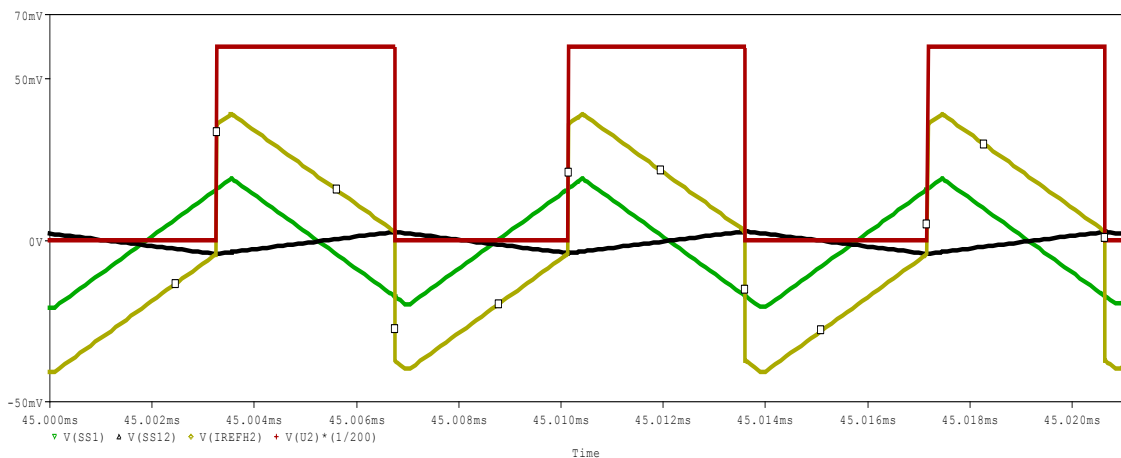
Figura 81. Detalle *chattering* salida tensión convertidor multifase



Fuente: Autores.

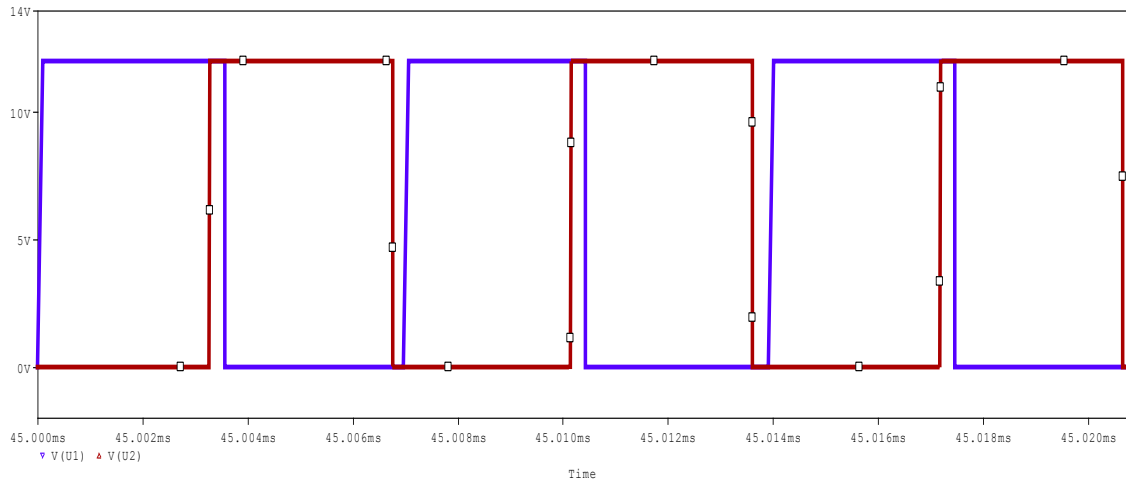
Con respecto a lo tratado en el apartado 2.4.2.2, la superficie de deslizamiento de la fase dos, depende de la fase uno, en la Figura 82 se muestran en detalle las señales que intervienen en la creación de la superficie S_2 , vista en la ecuación (33), $SS1$ corresponde a la superficie de deslizamiento de la fase uno, esta presenta un valor medio de $SS1_{avg} = 2 [mA]$ y una variación de amplitud pico a pico de $SS1_{pp} = 40.2 [mA]$, mientras que $SS12$ es la superficie auxiliar generada por la corriente i_{L2} con la referencia $\frac{i_{re}}{2}$, vista en la ecuación (33) donde $m = 2$, el error que se genera entre dichas señales crea $SS2$ que luego se acota en amplitud, por medio del limitador (Gráfico 16 ubicado en cascada con el dispositivo B2), que forma en detalle la conmutación de la fase 2 (en color rojo de la Figura 83), además de mostrarse la conmutación de la fase uno (en azul), señales con un desfase de aproximadamente de 170° grados entre ellas.

Figura 82. Superficies de deslizamiento, $SS1$ (verde), $SS12$ (negro), i_{irefh2} (amarillo), y ley de control conmutación atenuada u (rojo)



Fuente: Autores

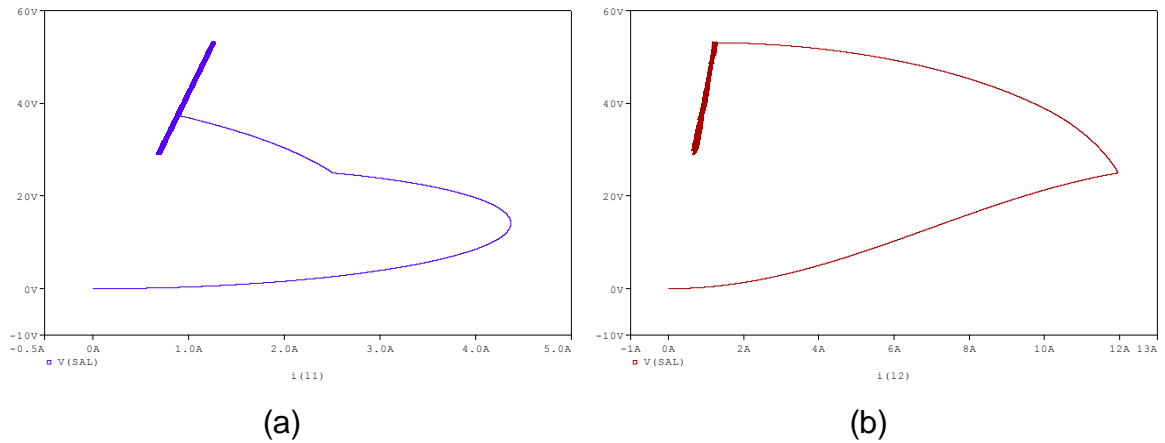
Figura 83. Conmutación fase uno y fase dos desfasadas



Fuente: Autores

En la Figura 84(a) se observa el plano de estado correspondiente a los estados dinámicos x_1 y x_3 del convertidor multifase, siendo x_1 la corriente i_{L1} (Eje X) Y x_3 la tensión del capacitor V_C (Eje Y), se aprecia un sobreimpulso en la señal de 4 A por otro lado en la Figura 84(b) se observa el plano de estado correspondiente a los estados dinámicos x_2 y x_3 del convertidor multifase, siendo x_2 la corriente i_{L2} (ejeX) y x_3 la tensión del capacitor V_C (Eje Y), se aprecia un sobreimpulso importante en la señal de aproximadamente 12 [A].

Figura 84. Plano de estado (a) (x_3 vs x_1) (b) (x_3 vs x_2)



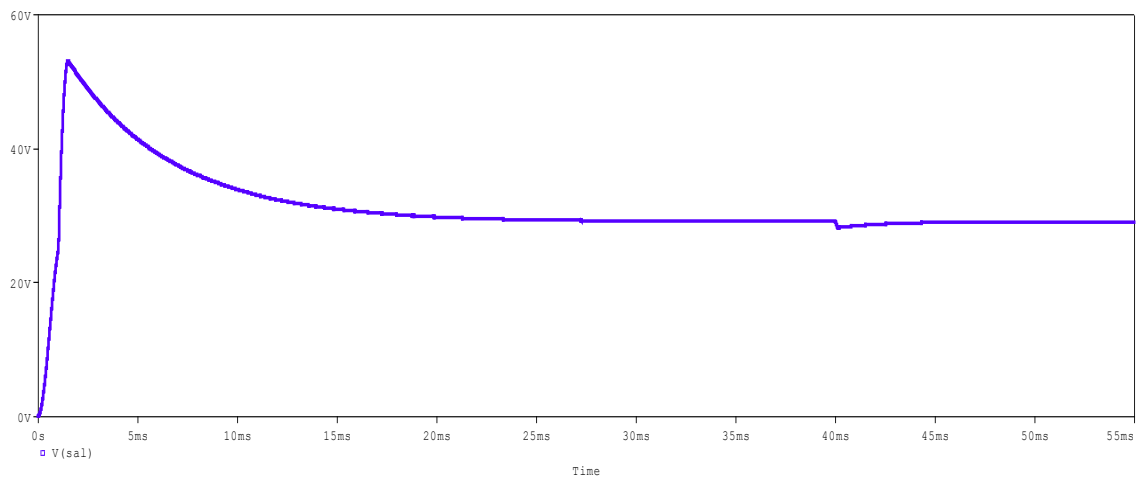
Fuente: Autores

4.3.1 Simulación Convertidor **BOOST** Multifase Perturbaciones en la Carga:

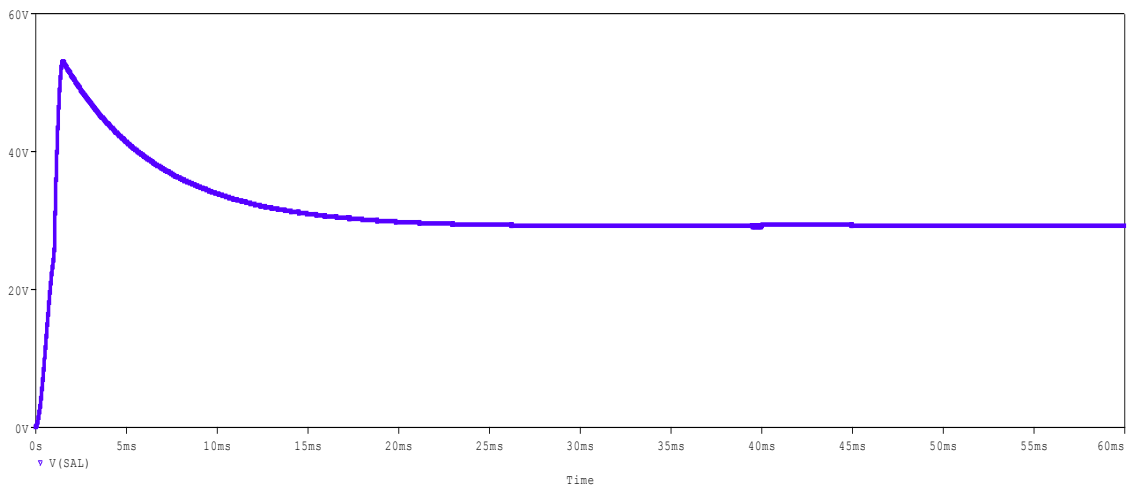
como se trató en la sección anterior también se simuló el comportamiento del convertidor multifase cuando se presentan perturbaciones; la variación paramétrica de carga se hizo en $t = 40[ms]$ para 50% de carga y otra simulación con el 100% de carga.

Así como se evidenció en el convertidor de una fase, se observa que el sistema es capaz de mantener su consigna en tensión de salida a pesar de las perturbaciones, el tiempo que tomó para volver a establecerse fue de $12[ms]$ y la tensión media $V_{Cavg} = 29.1 [V]$ valores obtenidos para una variación de carga de 50%, tomados de la Figura 85(a) y 86(a) y una tensión media $V_{Cavg} = 29.19 [V]$ además de un tiempo de establecimiento de $20[ms]$ para una variación de carga de 100% vistas en la Figura 85(b) y 86(b).

Figura 85. Tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga. (a) 50% (b) 100%



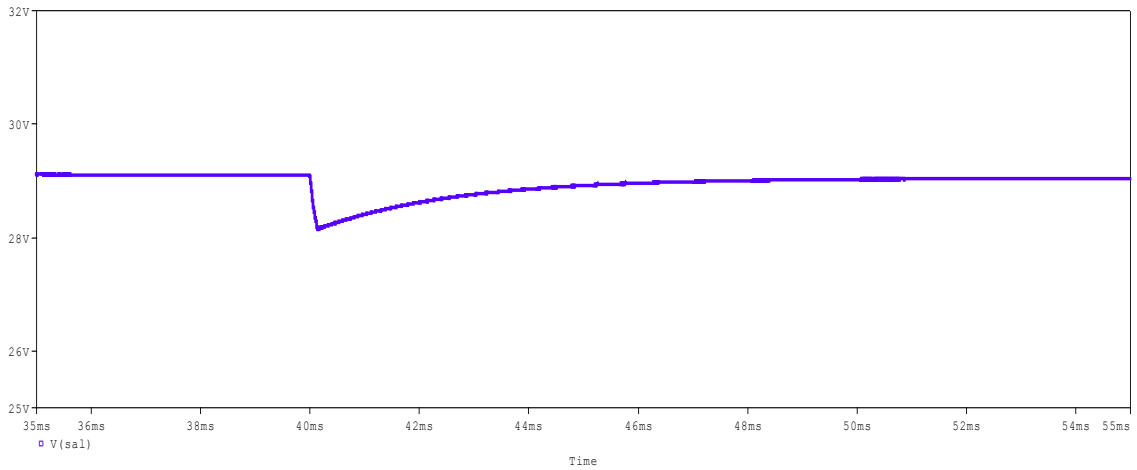
(a)



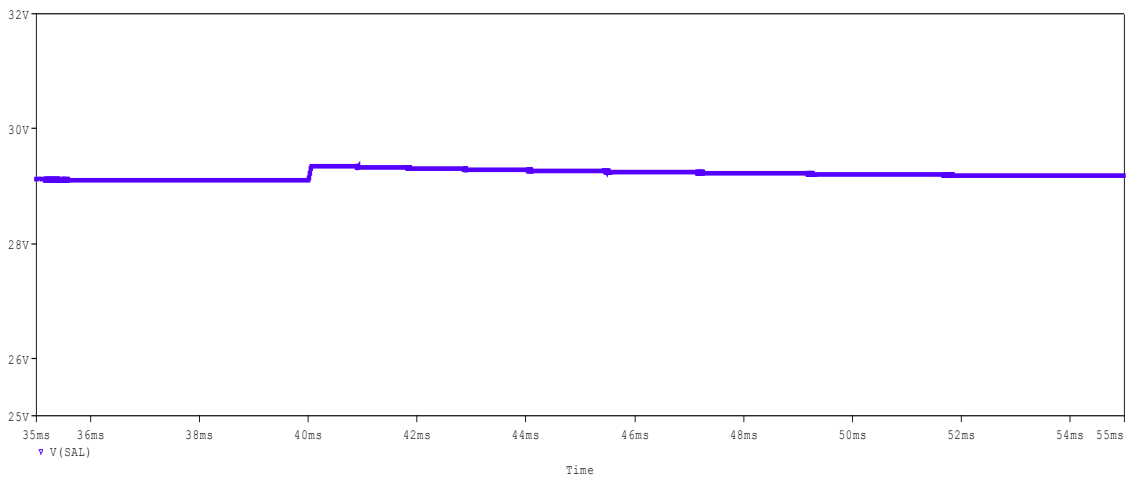
(b)

Fuente: Autores

Figura 86. Detalle tensión de salida con perturbación de carga. (a) 50% (b) 100%



(a)



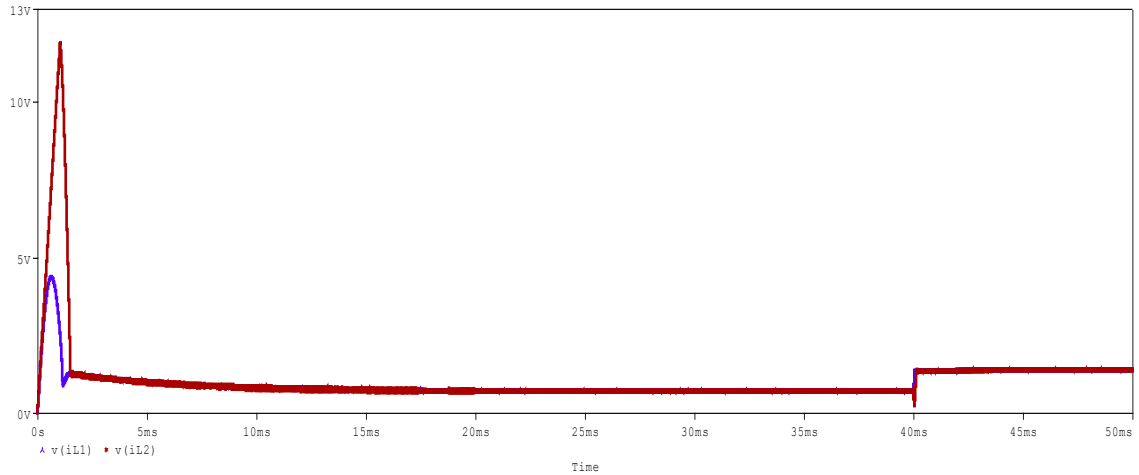
(b)

Fuente: Autores

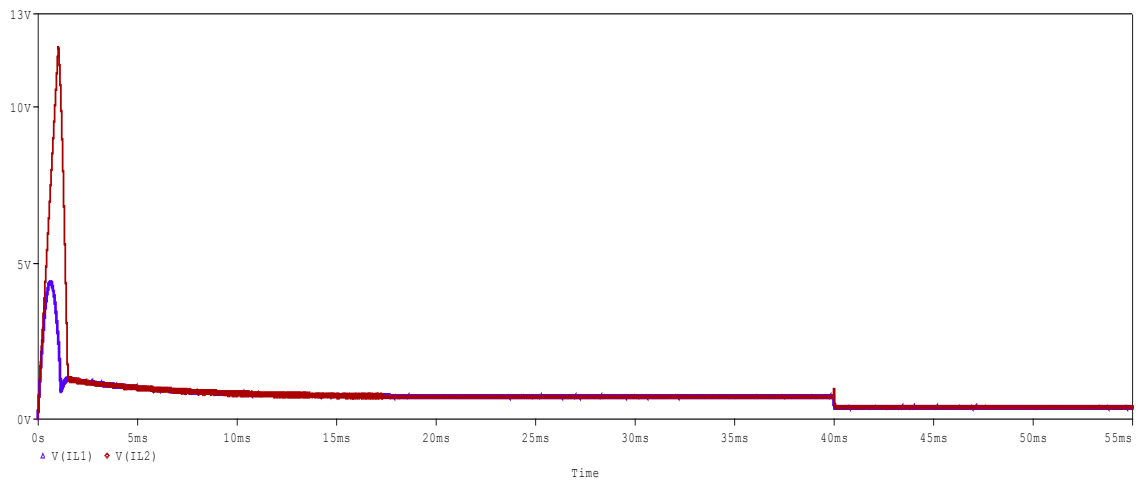
Ahora en la Figura 87 se muestran los resultados de las simulaciones de las corrientes en las inductancias i_{L1} e i_{L2} , cuando se perturba el sistema con 50% y 100% de la carga; los valores obtenidos para una perturbación de 50% fueron de $i_{L1} = 1.38 [A]$ con un rizado de $i_{L1\Delta} = 40[mA]$ e $i_{L2} = 1.393 [A]$ con un rizado de $i_{L2\Delta} = 40.4[mA]$ apreciado en la Figura 87(a); para 100% de carga, los valores obtenidos fueron $i_{L1} = 346.236 [mA]$ y rizado del $i_{L1\Delta} = 39.64 [mA]$ y para

$i_{L2} = 345.8 [mA]$ con un rizado de $i_{L2\Delta} = 40.16[mA]$. Valores mostrados en la Figura 87(b).

Figura 87. Detalle corriente i_{L1} y i_{L2} con perturbación de carga(a) 50% (b) 100%



(a)



(b)

Fuente: Autores

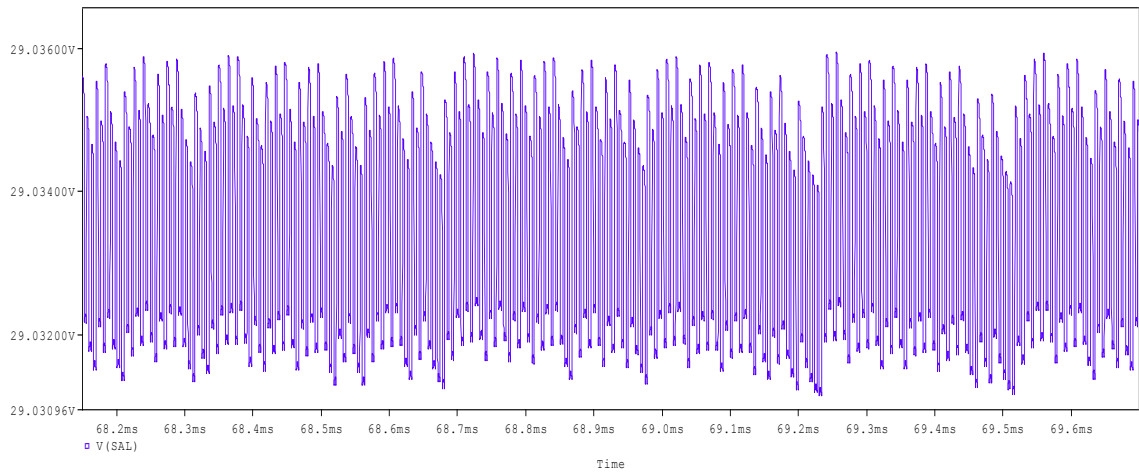
Por otro lado La Figura 88, muestra el detalle de la salida en tensión del convertidor multifase con perturbación del 50% de la carga obteniéndose los resultados.

Valor máximo: 29.03597463 [V]

Valor mínimo: 29.03098547[V]

Chattering: 4.9891600 [mV]

Figura 88. Detalle *chattering* tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga 50%



Fuente: Autores

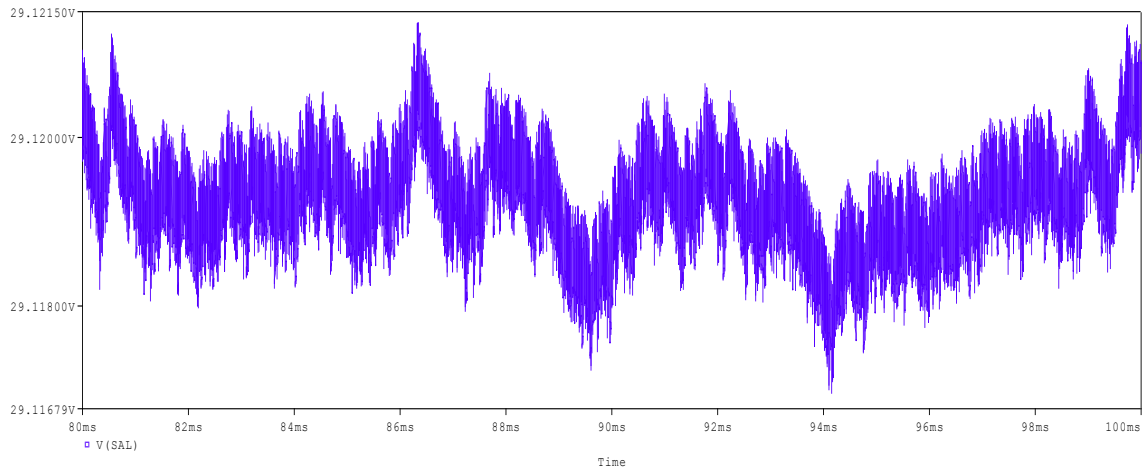
De La figura 89, se observan los valores obtenidos de la salida en tensión del convertidor multifase.

Valor máximo: 29.1214562 [V]

Valor mínimo: 29.1169872 [V]

Chattering: 4.4689422[mV]

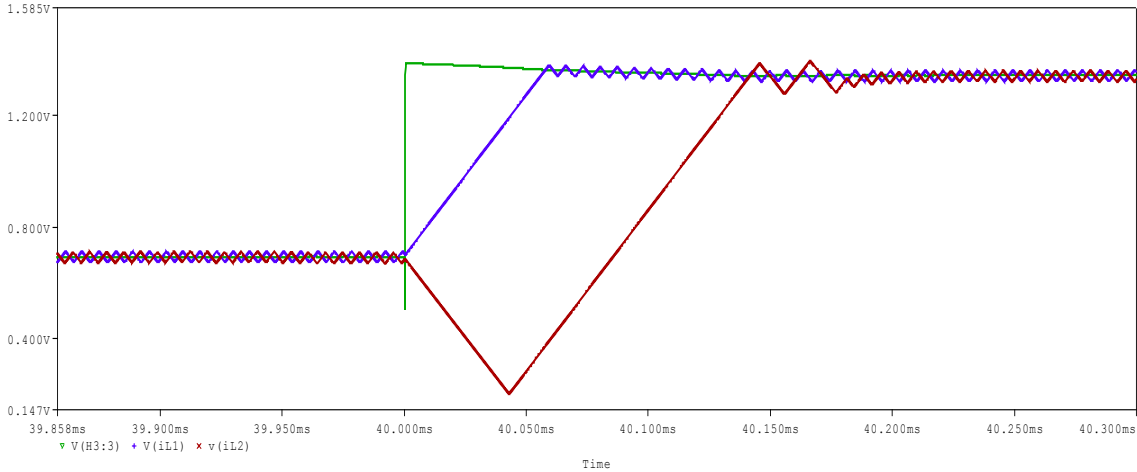
Figura 89. Detalle *chattering* tensión de salida convertidor multifase con perturbación de carga 100%



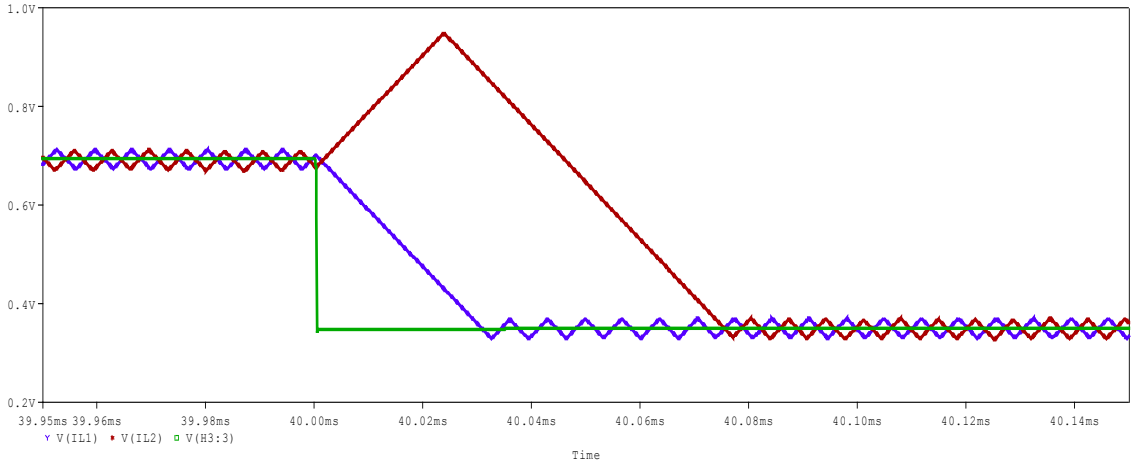
Fuente: Autores

Al momento de perturbar el sistema con 50% de la carga, el entrelazado de las corrientes se produce después de que i_{L1} vuelve a tomar la referencia pasados 0.07 [ms] e i_{L2} lo hace después de 0.14 [ms] y para 100% de carga i_{L1} demora en retomar la referencia 0.03 [ms] e i_{L2} tiempo de 0.07 [ms]. Detallado en la Figura 90(a) y 90(b). Además la frecuencia de conmutación de la ley de control en las perturbaciones varió en un rango de frecuencias de 143 [kHz] a 151 [kHz]. El detalle de la conmutación se aprecia en las figuras 91(a) para el 50% de carga y la Figura 91(b) para el 100% de carga.

Figura 90. Gráfica detalle seguimiento de corrientes perturbación de carga. i_{L1} (azul), i_{L2} (rojo), i_{re} (verde)



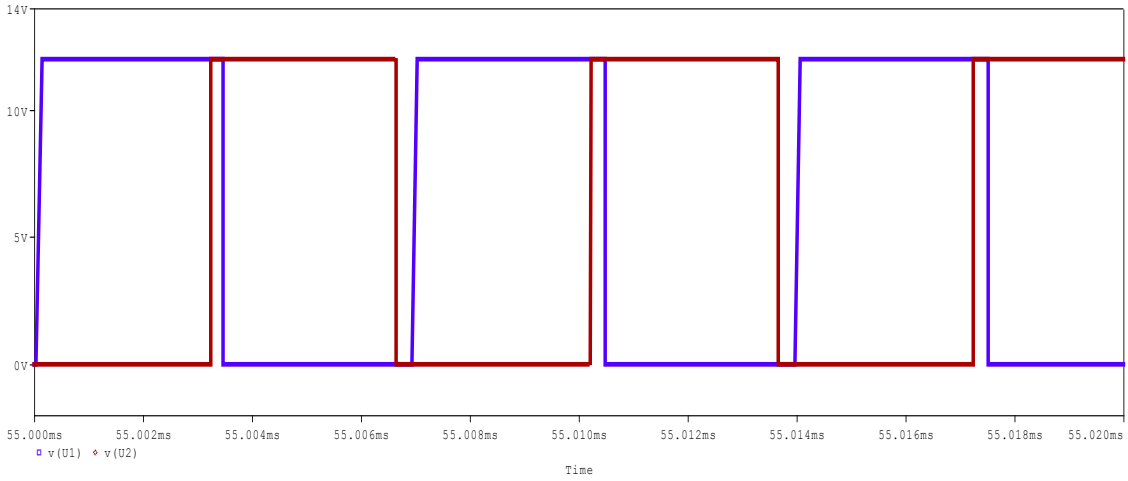
(a)



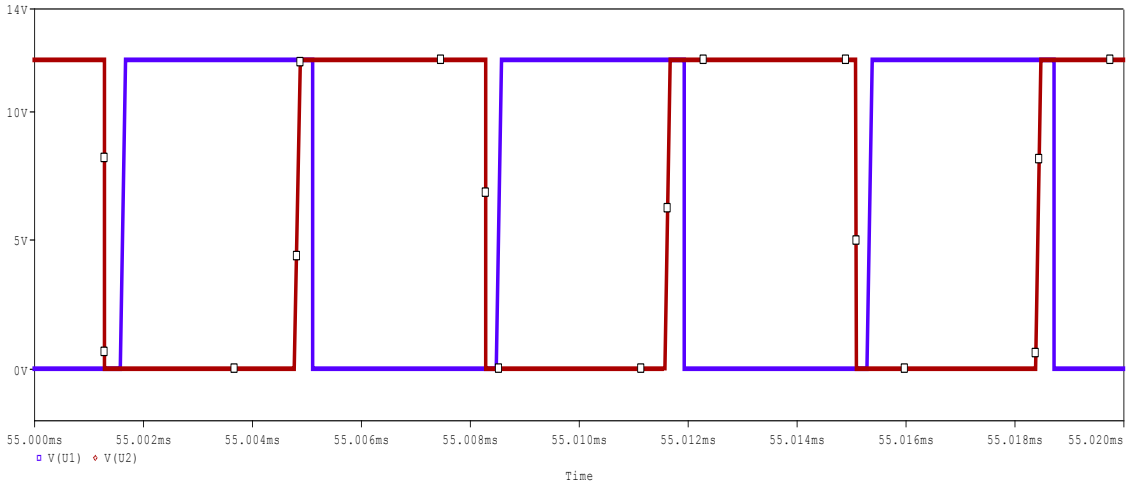
(b)

Fuente: Autores

Figura 91. Conmutación detalle estado estable perturbaciones. (a) 50% (b) 100%



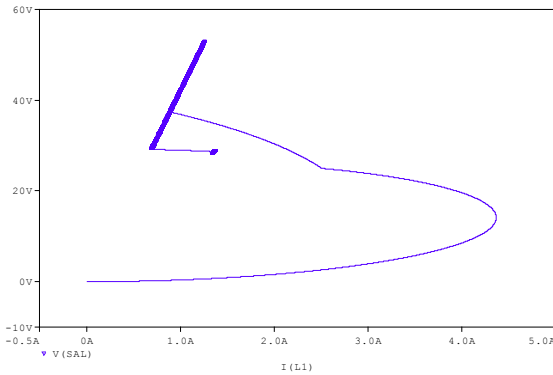
(a)



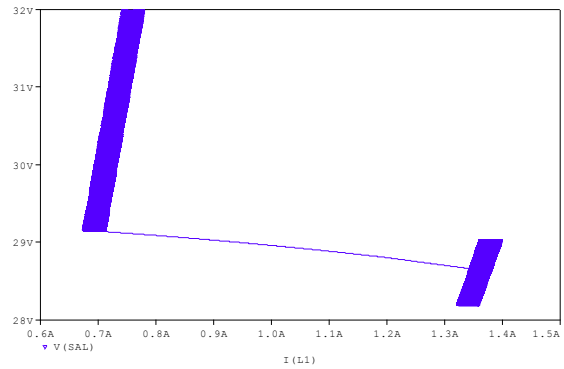
(b)

Fuente: Autores.

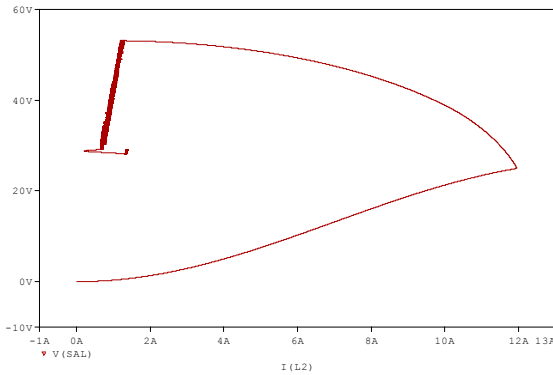
Figura 92. Plano de estado con Perturbaciones 50% de carga (a) $(x_3 \text{ vs } x_1)$
 (b) $(x_3 \text{ vs } x_1)$ detalle (c) $(x_3 \text{ vs } x_2)$ (d) detalle $(x_3 \text{ vs } x_2)$



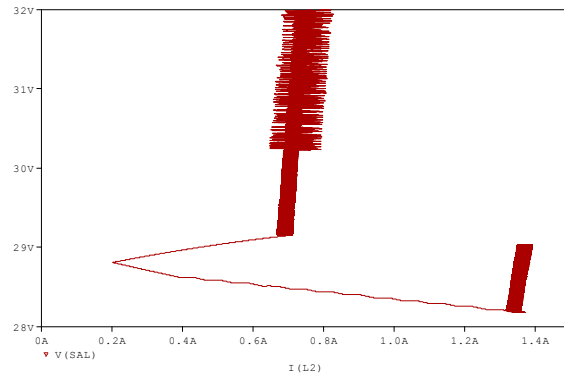
(a)



(b)



(c)



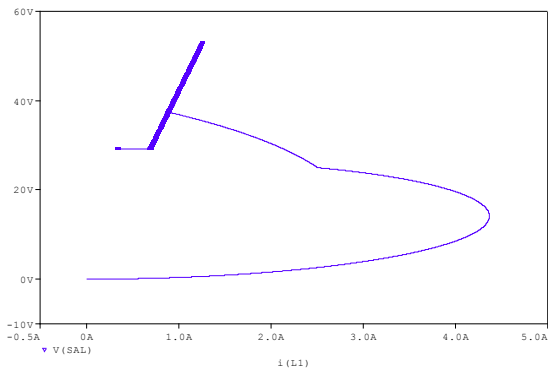
(d)

Fuente: Autores

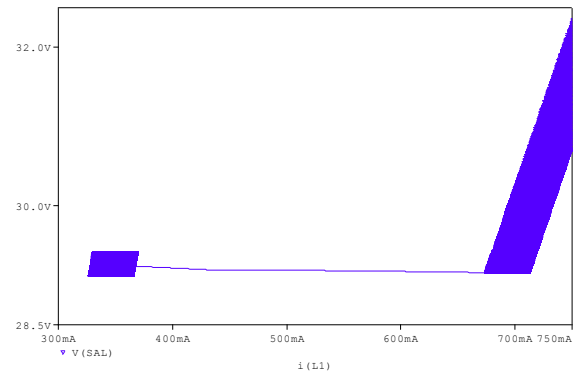
En la Figura 92(a) se aprecia el plano de estado correspondiente a los estados dinámicos del convertidor multifase siendo x_1, i_{L1} (Eje x) y x_3, V_C (Eje y) cuando se presenta una perturbacion del 50% de carga, adicionalmente en la Figura 92(c), los estados dinamicos que se muestran son x_2, i_{L2} (Eje x) y x_3, V_C (Eje Y), para el mismo parametro de perturbacion; para ambos casos, se observa que el sistema tiene la capacidad de recalcular los parametros y crear una nueva superficie de deslizamiento a la cual convergen los nuevos valores obtenidos, Presentandose en detalle las nuevas superficies en las Figuras 92(b) y 92 (d); similar es el resultado obtenido para las perturbaciones al 100% de carga, mostradas en las Figuras 93(a)

y 93(b) el sistema recalcula el nuevo valor de referencia deseado además de crear una superficie de deslizamiento nueva para mantener la tensión de salida deseada; las nuevas superficies de deslizamiento se aprecian con detalle en las Figuras 93(c) y 93(d).

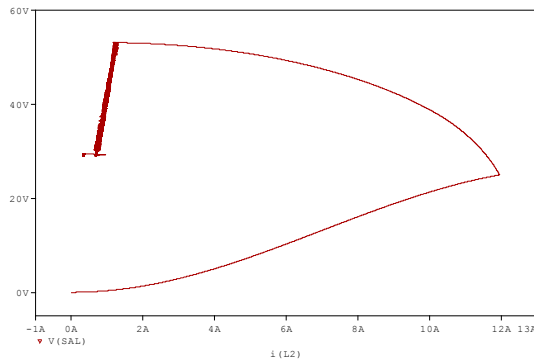
Figura 93. Plano de estado con Perturbaciones 100% de carga (a) (x_3 vs x_1) (b) (x_3 vs x_1) detalle (c) (x_3 vs x_2). (d) detalle (x_3 vs x_2)



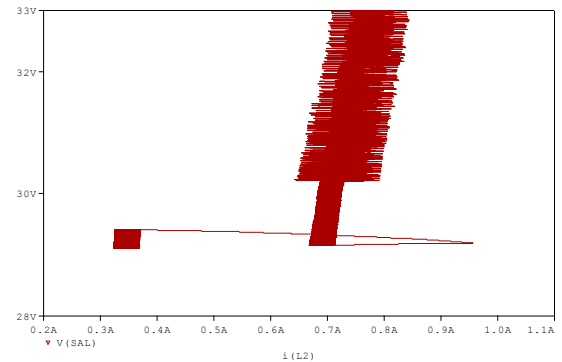
(a)



(b)



(c)



(d)

Fuente: Autores

4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS.

En la sección anterior se presentaron los resultados obtenidos, de las simulaciones de la estrategia de control escogida, siendo el fenómeno del *chattering* y el comportamiento de éste el objeto de estudio. Además se contrastan los resultados

obtenidos en el capítulo 3 con los obtenidos en las secciones anteriores de este capítulo. En el Cuadro 16 se consignan los valores tanto máximo como mínimo y el ancho del *chattering*, así como el valor en porcentaje de las perturbaciones.

Cuadro 16. Valores datos *chattering*

Fase	Perturbación	Mínimo [V]	Máximo [V]	<i>Chattering</i> [mV]
1	No	29.11219645	29.13132184	19.12539
	50%	29.08833142	29.11721542	28.6686
	100%	29.14960671	29.15926552	9.6588100
2	No	29.07579804	29.07990837	4.1103300
	50%	29.03098547	29.03597463	4.9891600
	100%	29.1169872	29.1214562	4.4689422

Además la consigna tratada en el sub-capítulo 3.3 que trata sobre la reducción del *chattering* para una configuración multifase par queda corroborada, la reducción del *chattering* se hace evidente puesto que del Cuadro 15 el valor para la configuración multifase sin perturbar, comparada con la de una fase produjo una reducción un 80%; del rizado de salida indeseado, se evidenció que al perturbarse el convertidor de potencia de una fase con la mitad de la carga, el *chattering* aumentó un 49.9% (+ 9.54357 [mV]) con respecto a la señal de salida sin perturbar del mismo, por el contrario, el *chattering* disminuyó cerca del 50.5% (−9.6588 [mV]) cuando fue perturbado usando el doble de carga; un comportamiento similar se obtuvo al calcular el *chattering* del sistema multifase, se evidenció un aumento del 21.4% (+0.8788 [mV]) cuando la perturbación fue de la mitad de la carga y una reducción del 8% (−0.3586 [mV]) cuando la carga varió al doble de su valor.

Como se vio en el sub-capítulo 4.1, para crear las superficies de deslizamiento propias de la técnica de control en modos deslizantes, se usó un comparador de ventana, el cual definió la histéresis en función del rizado deseado en las corrientes

de los inductores; se llevaron a cabo las simulaciones con un valor de histéresis de 0.02 descrito en la apartado 4.1.2, dando como resultado un rizado de corriente de $40[mA]$, el retraso que se encuentra intrínseco en la histéresis, además de la atenuación en amplitud presente en la creación de la superficie auxiliar $SS12$ mostrado en la Figura 76, fue suficiente para generar el desfase entre las corrientes de las inductancias, que dependen de la frecuencia de conmutación; propuesto en el control por modos deslizantes aplicando una metodología multifase en este capítulo.

De los apartados 4.2.1 y 4.3.1 concernientes a las perturbaciones en carga; con respecto a los rangos de frecuencias obtenidos, se contrastaron con resultados de la sub-capítulo 3.3, evidenciando un aumento de la frecuencia de conmutación cuando la perturbación correspondió al 100% de la carga y una disminución de ésta, cuando la variación de la carga fue del 50%; mientras que la frecuencia se mantuvo en un rango entre $143 [kHz]$ y $151 [kHz]$ aproximadamente, para las simulaciones presentadas en este capítulo; dicho resultado se debe a el uso de comparadores de ventana que a su vez limitan la frecuencia de conmutación del circuito.

Como se aprecia de los valores condensados en el Cuadro 4.3 además de los planos de fase de las Figuras (77, 92 y 93); el control del circuito convertidor de potencia, demostró la capacidad de mantener la tensión de salida en el nivel deseado al momento de aplicarse perturbaciones en la carga. Este comportamiento evidencio el carácter robusto del control que mantuvo el nivel de tensión de salida deseado; recalculo una nueva superficie deslizante, haciendo que los valores convergieren sobre ella y así obtuvo un apropiado funcionamiento a pesar de las variaciones paramétricas que pueden aparecer en el circuito.

5. CONCLUSIONES

Se analizó como la técnica de control por modos deslizantes permite reducir la dificultad de tener un problema de orden superior a uno de orden menor; tal como observó en el caso del convertidor *Boost*, que se pasó de controlar dos estados a solo uno (apartado 2.1.1). Además se mostró que la existencia del modo deslizante depende estrictamente de dos requerimientos, la creación de una superficie de deslizamiento y la atracción hacia esta (sub-capítulo 2.3). Esto se puede abstraer de las trayectorias descritas en el Cuadro 3, las cuales convergen hacia $s(t) = 0$, con excepción de una vecindad en la cual dichas trayectorias divergen. Por otro lado, cuando la acción del control satisface la condición de deslizamiento, se genera un cambio en el estado del conmutador ocasionando el *chattering* (Figura 15). De esta manera, si el conmutador opera constantemente en altas frecuencias, la superficie de deslizamiento tiende a ser ideal siendo posible apreciar un menor rizado a la salida del convertidor, y por tanto una mejor respuesta (Figura 51).

Se estableció una metodología de control multifase (apartado 2.4.2.2) conexión en paralelo, donde las ramas del convertidor comparten la misma tensión de alimentación y la misma carga (Gráfico 9), donde cada fase entregó una cantidad igual de corriente a la carga, equivalente a la corriente de referencia sobre el número de fases preestablecidas (Figuras 30, 45, 52, 59 y 80), presentándose un desfase entre ellas, comportamiento que contrarrestó los aportes por fase a la salida para la reducción del *chattering*. Esto se hizo evidente en mayor proporción para configuraciones con un número par de fases (sub-capítulo 3.2 y 4.3).

Se realizó por medio de simulación en MATLAB® y OrCAD-CADENCE®, una metodología multifase bajo la acción del control por modos deslizantes, empleando un control indirecto de corriente aplicado a un convertidor de potencia CC-CC tipo *Boost*, mediante la selección automática del modelado adecuado para reducir o

aumentar la corriente, garantizando un comportamiento dinámico cercano a la referencia deseada. Es posible observar en las Figuras 15, 31 y 53 que al aumentar el número de fases el conmutador opera a una mayor frecuencia haciendo posible la reducción del *chattering*.

Se observó que al realizar perturbaciones al sistema convertidor *Boost*, la corriente de referencia i_{rem} debe ser calculada nuevamente aumentando para perturbaciones con reducción de carga y disminuyendo cuando la carga es incrementada, motivo por el cual se crearon nuevas superficies de deslizamiento alrededor de un valor deseado de tensión de 30 [V]. Es posible evidenciar lo dicho anteriormente en las Figuras 26, 41, 92 y 93, donde se observa que al ser perturbado el sistema, los estados dinámicos de corriente en la inductancia (para una fase x_1 y para dos fases x_1, x_2) siguen la nueva superficie de deslizamiento manteniendo la dinámica de la tensión de salida (para una fase x_2 y para dos fases x_3) en el valor deseado manifestando el carácter robusto de la estrategia empleada.

Se realizó un estudio acerca del *chattering* y se planteó una metodología de control para la reducción del mismo (capítulo 2, sub-capítulo 2.3), basado en la determinación de una capa límite alrededor de la superficie de deslizamiento, la cual busca reemplazar las discontinuidades de la señal de control u a una aproximación lineal. De este estudio realizado, se dedujo que en los convertidores de potencia conmutados no es conveniente usar esta metodología, puesto que cuentan con un conmutador ligado a la acción de control que toma valores de $u = 1$ ó 0 al estar cerrado o abierto, haciendo erróneo el plantear una capa límite para sustituir las discontinuidades de la señal, ya que se estaría afirmando que al realizar una aproximación lineal, el conmutador está medio abierto o medio cerrado, caso inexistente en un ámbito de implementación real.

6. TRABAJO FUTURO

Como trabajo futuro para el presente proyecto se resalta el uso de la técnica de control por modos deslizantes para realizar una máxima transferencia de potencia a una carga determinada.

Realizar un desfase proporcional entre las corrientes de cada fase con respecto a un período, además manipular la frecuencia de conmutación para una futura implementación.

CITAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VALDERRAMA, Freddy. MORENO, Henry y VEGA, Héctor. Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost. *Ingenium*. 2013, vol.12. p. 44-55.
- [2] MARTINEZ, Luis et al. Why is sliding mode control methodology needed for power converters?. *14th International power electronics and motion control conference*. 2010.
- [3] RAMOS, Rafael. BIEL, Domingo y FOSSAS, Enric. Control en modo deslizante para un convertidor reductor multifase en entrelazado con ecualización de corriente. *Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación*, Barcelona, España. 2011.
- [4] LEE, Hoon y UTKIN, Vadim. Chattering suppression methods in sliding mode control systems. *Annual Reviews in Control*. 2007, vol. 31. p. 179-188.
- [5] AL-HOSANI, Khalifa y UTKIN, Vadim. Multiphase power boost converters with sliding mode. *18th IEEE International conference on control applications*, Saint Peyersburg, Russia. 2009.
- [6] UI-ALAM, Shamim. QUAMRUZZAMAN, Muhammad y RAHMAN, K.M Fuzzy logic based sliding mode controlled DC-DC boost converter. *6th International conference on electrical and computer engineering*, Dhaka, Bangladesh. 2010.
- [7] BIEL, Domingo y FOSSAS, Enric. Some experiments on chattering suppression in power converters. *18th IEEE International conference on control applications*, Saint Petersburg, Russia. 2009.
- [8] KHALED, Nassim y OFOLI, Abdul. An incremental sliding mode controller (ISMC) for chattering reduction. *In industry applications society annual meeting*. 2011.

- [9] UTKIN, Vadim. POZNYAK, Alex y ORDAZ, Patricio. Adaptive super-twist control with minimal chattering effect. *50th IEEE Conference on decision and control and european control conference*, Orlando, USA. 2011.
- [10] MEHMET, Dal y REMUS, Teodorescu. Sliding mode controller gain adaptation and chattering reduction techniques for DSP-based PM DC motor drives. *Turk J elec eng & comp sci*. 2011, vol. 19. p 531-549
- [11] LING, Rui et al. International power electronics and motion control conference. *IEEE 7th International power electronics and motion control conference*, Harbin, China. 2012.
- [12] O'TOOLE, Michael. BOUAZZA, Kaddour y KERR, David. Performance estimation of two-sliding mode controllers for chatter reduction in linear systems. *IET control theory and applications*. 2012, vol. 7. p. 423-430.
- [13] JIAN, Fu et al. A new direction of the chattering-free sliding mode control methods. *Proceedings of the 33rd Chinese control conference*, Najing, China. 2014.
- [14] GUO, Liping. HUNG, John y NELMES, R.M. Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a boost converter. *Electric power systems research*. 2011, vol. 81. p. 99-106.
- [15] WANG, Nengmou y ADELI, Hojjat. Algorithms for chattering reduction in system control. *Journal of the Franklin institute*. 2012, vol. 349, p 2687-2703.
- [16] WAI, Rong y SHIH, Li. Adaptive fuzzy-neural-network design for voltage tracking control of a DC-DC boost converter. 2012, vol. 27. p. 2104-2115.
- [17] LEE, Hoon. UTKIN, Vadim y MALININ, Andrey Chattering reduction using multiphase sliding mode control. *International journal of control*. 2009, vol. 82. p 1720-1737.
- [18] HUANGFU, Yigeng et al. A buck-boost converter based on robust avoidance chattering sliding mode control for PEM fuel cell. China. 2014.

- [19] CID-PASTOR, Angel. Interleaved converters based on sliding on sliding-mode control in a ring configuration. *IEEE transactions on circuits and systems*. 2011, vol. 58. p 2566-2577.
- [20] UTKIN, Vadim. Sliding mode control of DC-DC converters. *Journal of the Franklin institute*. 2013, vol. 350. p. 2146-2165.
- [21] MON, Juan. Contribución a técnicas de modelado y reducción de EMI en sistemas multiconvertidor. Barcelona, España. Universidad Politécnica de Catalunya. 2012. p. 175.
- [22] CAMPOS, Daniel y MEDELLÍN, Miguel. Experimentos didácticos en teoría de control: convertidores CD-CD. 2003.
- [23] MALO, Shane y GRIÑÓ, Robert. Análisis y diseño de controladores lineales para el convertidor elevador ("boost") bidireccional en corriente. Universidad Politécnica de Cataluña. 2005.
- [24] SIRA, Herbert y SILVA, R. Control desing techniques in power electronics devices. Springer. 2006.
- [25] BERNAL, Adriana. PINEDA, Donovan y VELÁSQUEZ, Marlon. Control en modo deslizante con estimación de la perturbación aplicado a un modelo de turbina hidráulica. Trabajo de pregrado. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander. Facultad de ingenierías físico-mecánicas. Escuela de Ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones, 2011. p. 186.
- [26] EVANGELISTA, Carolina. Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden. Tesis de doctorado. La Plata, Argentina: Universidad Nacional de la Plata. Facultad de ingeniería. Departamento de Electrotécnia, 2012. p. 199.
- [27] SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control. N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. p. 476.
- [28] ARTEAGA, María. Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental. Tesis de doctorado.

Barcelona, España: Universidad Politécnica de Cataluña. Instituto de organización y control de sistemas industriales, 2006. p. 200.

- [29] UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009.p 19-413.
- [30] HART, Daniel. Convertidores CC-CC. En: Electrónica de potencia, Pearson Educación, SA. 2001, p. 201-254.
- [31] MOHAN, Ned. UNDELAND, Tore y ROBBINS, William. Convertidores en modo de conmutación CC-CC. En: Electrónica de potencia Convertidores, aplicaciones y diseño, Ed.3, Mc Graw Hill. 2009, p. 142-165.
- [32] VILCHIS, Juan. Análisis de estructuras multifase para mejorar la eficiencia en convertidores buck síncronos para la tecnología LPIA-INTEL, Tesis de maestría en ciencias, Cuernavaca, Mexico: Centro Nacional de investigación y desarrollo tecnológico, 2009. p 116.
- [33] Convertidores Estáticos conversor DC-DC Elevador. Plataforma de internet. Scribd. [Consulta: 29 Agosto 2016] Disponible en: <https://es.scribd.com/doc/83344564/proyecto-elevador>
- [34] AMORTEGUI, Juan. Diseño de un cargador de baterías modular alimentado por células solares, Tesis de maestría en ingeniería electrónica Departament d'Enginyeria electrònica elèctrica y automàtica, enginyeria, Tarragona: Universitat Rovira I Virgili. 2012. p 55.

BIBLIOGRAFÍA

HART, Daniel. Convertidores CC-CC. En: Electrónica de potencia, Pearson Educación, SA. 2001. 456 p.

SLOTINE, Jean y LI, Weiping. Applied nonlinear control.N. J. Englewood Cliff: Prentice-Hall, 1991. 476 p.

UTKIN, Vadim. GULDNER, Jurgen y SHI, Jingxin. Sliding mode control in electro-mechanical systems. vol. 34, Ed.2, Taylor & Francis Group. 2009. 504 p.