



**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**TRANSFORMADOR HÍBRIDO MONOFÁSICO BASADO EN UNA TOPOLOGÍA
FUENTE DE CORRIENTE**

POR

Daniel Raúl Edgardo Valdebenito Castro

Memoria de Título presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción para
optar al título profesional de Ingeniero(a) Civil Electrónico(a)

Profesor(es) Guía
Dr. José R. Espinoza C.

Abril 2025
Concepción (Chile)

©2025 Daniel Raúl Edgardo Valdebenito Castro

©2025 Daniel Raúl Edgardo Valdebenito Castro

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento.

A los alumnos del pasado, presente y futuro del L.C.D.A.

Agradecimientos

Gracias a Dios, por todos sus beneficios y darme la oportunidad de terminar mi carrera.

Gracias a mis padres, Daniel y Digna, por su amor y por creer en mí.

Gracias a mi profesor guía, José R. Espinoza C., por su apoyo y gentileza.

Gracias a los compañeros de la carrera, por su amabilidad y simpatía.

Sumario

En la actualidad, la búsqueda de disminuir la huella de carbono promueve el mercado de automóviles eléctricos y sistemas de generación de energía eléctrica de fuentes renovables, como la solar y la eólica, así se presentan nuevos desafíos para los sistemas de distribución del suministro eléctrico ya que el aumento de cargas no lineales y la variabilidad de operación de las fuentes de energías renovables pueden afectar a la calidad del servicio en general. Es por esto que se hace necesario poder regular las variaciones de voltaje y compensar el factor de potencia a nivel del transformador de distribución. Los transformadores de distribución convencionales carecen de flexibilidad ante estos factores, por lo que se propone modernizar esta etapa con la tecnología de la electrónica de potencia. En este trabajo se presenta como solución un transformador híbrido, el cual combina los beneficios de un transformador convencional y la controlabilidad que ofrece un convertidor estático. Los transformadores híbridos son equipos modernos y no existe información detallada de éstos en la literatura, por lo que se desarrolla un modelo matemático basado en un modelo circuital para estudio de región de operación, diseño de componentes y determinación de los rangos de compensación que puede abordar. Finalmente, los resultados de simulaciones del modelo circuital del transformador híbrido propuesto demuestran que el equipo puede compensar perturbaciones del voltaje de red entre 0.8 y 1.2 p.u. (Sag y Swell) con una sobrecarga del 120% y factor de potencia en la salida entre 0.6 y 1.0, manteniéndose el voltaje estable en la salida y factor de potencia unitario en la entrada.

Summary

Nowadays, the search to reduce the carbon footprint promotes the market of electric cars and electric power generation systems from renewable sources, such as solar and wind, thus presenting new challenges for the electric supply distribution systems since the increase of non-linear loads and the variability of operation of renewable energy sources can affect the quality of the service in general. This is why it is necessary to be able to regulate voltage variations and compensate the power factor at the distribution transformer level. Conventional distribution transformers lack flexibility to face these factors, so it is proposed to modernize this stage with power electronics technology. In this work, a hybrid transformer is presented as a solution, which combines the benefits of a conventional transformer and the controllability offered by a static converter. Hybrid transformers are modern equipment and there is no detailed information about them in the literature, so a mathematical model based on a circuit model is developed to study the operating region, design components and determine the compensation ranges that it can manage. Finally, the results of simulations of the circuit model of the proposed hybrid transformer demonstrate that it can compensate for grid voltage disturbances between 0.8 and 1.2 p.u. (Sag and Swell) with an overload of 120% and output power factor between 0.6 and 1.0, maintaining stable voltage at the output and unity power factor at the input.

Tabla de Contenidos

1. Introducción	1
1.1. Introducción General.....	1
1.2. Trabajos Previos.....	3
1.2.1 Del estado del arte de los sistemas de distribución y los transformadores	3
1.2.2 Modelo y control de Transformadores Híbridos.....	6
1.2.3 Discusión.....	8
1.3. Hipótesis de Trabajo	9
1.4. Objetivos	9
1.4.1 Objetivo General	9
1.4.2 Objetivos Específicos.....	9
1.5. Alcances y Limitaciones	9
1.6. Temario y Metodología.....	10
2. Transformadores Híbridos	11
2.1. Introducción	11
2.2. Configuraciones	11
2.2.1 TH autónomos.....	12
2.2.2 TH conectados a bobinas auxiliares.....	13
2.2.3 TH conectados al primario o secundario del transformador	13
2.2.4 TH de 3 etapas	14
2.3. Topologías.....	14
3. Modelo del TH.....	16
3.1. Introducción	16
3.2. Circuito eléctrico	16
3.3. Modelo matemático.....	17
3.4. Transformada monofásica en ejes rotatorios	20
4. Región de operación.....	23
4.1. Introducción	23
4.2. Condiciones de funcionamiento.....	23

4.3.	Sistema de ecuaciones.....	24
4.4.	Región de operación.....	25
5.	Diseño de componentes.....	28
5.1.	Introducción	28
5.2.	Carga de salida y carga externa.....	28
5.2.1	Carga de salida	28
5.2.2	Carga externa	29
5.3.	Razón de vueltas del transformador.....	29
5.4.	Inductancia del enlace DC	30
6.	Resultados y análisis de simulaciones	31
6.1.	Introducción	31
6.2.	Circuitos de disparo	31
6.3.	Operación con Sag	32
6.4.	Operación con Swell	39
7.	Conclusiones.....	46
7.1.	Sumario	46
7.2.	Conclusiones	46
7.3.	Trabajo Futuro.....	47
	Nomenclatura	48
	Abreviaciones.....	49
	Referencias.....	50
A.	Transformada monofásica en ejes rotatorios.....	53
B.	Parámetros del sistema.....	54
C.	Variables de estado y condiciones iniciales.....	55

Lista de Tablas

Tabla 1.1 Características de rendimiento de los transformadores.....	8
Tabla 3.1 Variables del sistema.....	20
Tabla 3.2 Variables del sistema transformado	22
Tabla 4.1 Parámetros del sistema.....	26
Tabla 4.2 Amplitud y fase de moduladoras obtenidas	27
Tabla 5.1 Valores de impedancia de carga de salida.....	29
Tabla 6.1 Puntos de operación con Sag.....	33
Tabla 6.2 Puntos de operación con Swell	39
Tabla B.1 Parámetros del sistema	54
Tabla C.1 Variables del sistema transformado.....	55

Lista de Figuras

Fig. 2.1 Concepto general del TH	11
Fig. 2.2 Configuraciones de TH	12
Fig. 2.3 TH con configuración combinada.....	14
Fig. 2.4 Topologías de convertidor de potencia para TH.....	14
Fig. 3.1 Esquema del TH propuesto	16
Fig. 3.2 Esquema del convertidor fuente de corriente.....	17
Fig. 5.1 FFT de la corriente de enlace DC	30
Fig. 6.1 Esquema del circuito lógico binario para generación de pulsos	31
Fig. 6.2 Pulsos de disparo de convertidor tipo fuente de corriente	32
Fig. 6.3 Voltaje y corriente en la fuente	33
Fig. 6.4 Voltaje y corriente en la salida.....	34
Fig. 6.5 Voltaje y corrientes en la entrada del convertidor	35
Fig. 6.6 Voltaje y corrientes en la salida del convertidor.....	36
Fig. 6.7 Corriente en el enlace DC	37
Fig. 6.8 Voltaje y corriente en el punto de conexión	38
Fig. 6.9 Voltaje y corriente en la fuente	40
Fig. 6.10 Voltaje y corriente en la salida.....	41
Fig. 6.11 Voltaje y corrientes en la entrada del convertidor	42
Fig. 6.12 Voltaje y corrientes en la salida del convertidor.....	43
Fig. 6.13 Corriente en el enlace DC	44
Fig. 6.14 Voltaje y corriente en el punto de conexión	45

1. Introducción

1.1. Introducción General

El suministro confiable de energía eléctrica es un elemento crítico de nuestra economía. Las nuevas estrategias operativas para el cumplimiento de las normas medioambientales, cuando se combinan con la infraestructura anticuada de distribución y transmisión de energía eléctrica, ponen a prueba la seguridad, confiabilidad y calidad del suministro. Cuando se implementen por todo el sistema, fuentes de energía intermitentes, como la solar o la eólica, saturarán enormemente el funcionamiento de la red de transmisión. La red de distribución será estresada con la introducción y, tal vez, rápida adaptación de la generación solar in situ y de los cargadores de vehículos eléctricos, los cargadores de vehículos eléctricos podrían aumentar significativamente la carga del circuito. Por lo que serían requeridas mejoras importantes al sistema de distribución para mantener la calidad del suministro, y abordar el aumento de carga y patrones de flujo bidireccional de energía [1].

Los transformadores de distribución son uno de los pilares de la red de distribución, son la interfaz entre el medio y bajo voltaje, estos reducen el voltaje a un rango seguro y útil para los usuarios finales. Se caracterizan por ser una solución muy robusta y de bajo costo, están disponibles en diferentes configuraciones de bobinado y potencias nominales según el requerimiento de la red y el tipo de montaje [2]. Los transformadores tienen un promedio de vida útil de 35 años en condiciones nominales [3]. Sin embargo, la introducción de dispositivos electrónicos de potencia ha dado a una proliferación generalizada de cargas no lineales, las cargas no lineales extraen corrientes no sinusoidales de la red eléctrica y, por lo tanto, se consideran fuentes de generación de armónicos, estos armónicos generan pérdidas adicionales y calor excesivo en los transformadores, que reducen su vida útil [4]. Por ejemplo, los sistemas de energía solar fotovoltaica, tanto como las granjas solares o sistemas residenciales, usan inversores para que la energía pueda ser usada localmente o transmitida a la red, estos convertidores crean voltajes armónicos e inyectan corrientes armónicas a la red eléctrica [5]. Además, la demanda energética de los patrones de carga de los vehículos eléctricos podría superar las capacidades de los sistemas de distribución actuales, el aumento de temperatura por sobrecarga en el transformador de distribución acelerará el deterioro de su aislación, por ende disminuir su tiempo de vida útil [6].

Los transformadores de distribución tradicionales no están diseñados para abordar estos escenarios futuros, las capacidades de regulación que ofrece un transformador de distribución son

limitadas, para compensar cambios lentos de voltaje, existen sistemas de cambio de tomas bajo carga, que permiten modificar la relación del bobinado sin desconectar la carga. No obstante estos sistemas operan de manera discreta y con dinámicas del orden de segundos. Además, son la principal causa de fallas en transformadores, lo que pone en riesgo la red de distribución y agrega costos adicionales de mantenimiento [7]. Para los desafíos que presenta la introducción de energías de fuentes renovables, los transformadores de estado sólido (TES) son una solución muy flexible, pues estos equipos posibilitan flujo bidireccional de energía, tienen construcción modular, utilizan un transformador de alta frecuencia de tamaño reducido y convertidores estáticos para controlar la entrada y salida de potencia [8]. Con un TES, el voltaje, la potencia activa y reactiva pueden controlarse entre 0 y 100% de los valores nominales con altas dinámicas [11]. Sin embargo, a pesar de todas las ventajas mencionadas, los TES tienen problemas para su aceptación general: su costo es muy elevado comparado con un transformador tradicional; debido a la estructura compleja del TES, no es esperado que su confiabilidad sea tan alta como la de un transformador tradicional; y además su eficiencia es menor por las pérdidas en los convertidores. Se espera que con el paso del tiempo y los avances de la electrónica de potencia, estos problemas sean resueltos a favor de esta solución [9].

Los transformadores híbridos (TH) son una alternativa prometedora para garantizar un funcionamiento eficiente y confiable de la red eléctrica del futuro. Los TH combinan la alta eficiencia y bajo costo de un transformador tradicional con la controlabilidad de diferentes parámetros de un convertidor de potencia, convertidor típicamente del 10% de la potencia nominal del transformador, para proveer controlabilidad del voltaje de $\pm 10\%$ del valor nominal. En contraste con el TES, la potencia puede ser transmitida a pesar de que falle el convertidor de potencia, así la confiabilidad del sistema es asegurada. Además, en comparación con dispositivos compensadores como FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System), el costo y volumen del TH son menores debido a la integración en un solo activo inteligente [10]. Puesto que el TH es un concepto relativamente nuevo no se han investigado en detalle las posibles mejoras en la red de distribución como aumentar la calidad de la energía eléctrica y la capacidad de incorporar las fuentes de energías renovables. La flexibilidad del convertidor con su plataforma de control y sensores permite la integración de funciones y servicios adicionales sin extensiones de hardware significativas. Al explotar al máximo las capacidades del convertidor, aumenta el beneficio para el cliente y, por lo tanto, la aceptación de las soluciones basadas en electrónica de potencia, lo que es crucial considerando el mayor costo. El TH permite un control dinámico y rentable para garantizar una alta calidad de energía y es especialmente beneficioso para las redes del futuro, así como en las redes industriales o trenes con

variaciones de voltaje frecuentes y rápidas [11].

1.2. Trabajos Previos

Se presenta la revisión bibliográfica en dos grupos, uno referente a publicaciones del estado del arte con respecto al sistema de distribución actual, los desafíos que se presentarán al nivel del transformador, y el estudio y comparación de las alternativas propuestas, como los TES y los TH, que garantizarían una alta calidad de energía eléctrica. Y el otro grupo refiere a trabajos en los cuales se desarrolla un TH seleccionado como solución, mediante simulaciones y propuestas de control comprueban sus beneficios, y sirven de referencia técnica para este trabajo.

1.2.1 Del estado del arte de los sistemas de distribución y los transformadores

- ♣ A. Abu-Siada, J. Budiri y A. Abdou, «Solid State Transformers Topologies, Controllers, and Applications: State-of-the-Art Literature Review», en *Electronics*, 2018. doi: 10.3390/electronics7110298. [8]

En esta publicación se presenta a los TES como el futuro reemplazante de los transformadores tradicionales, porque permiten flujo de energía bidireccional y por sus beneficios en términos de calidad de la energía como: control de voltaje, compensación de reactivos y corrección del factor de potencia. Se muestran topologías populares y se detallan aplicaciones en transmisión de energía de fuente eólica y en redes de alto voltaje, además se hace referencia a su uso en trenes eléctricos, por su reducido tamaño y peso. Un análisis de pros y contras indica que actualmente, por términos de eficiencia, costo y confiabilidad, no se justifica la inversión con respecto al transformador de distribución tradicional. Se espera que a medida que vaya creciendo el mercado asociado y con nuevas regulaciones medioambientales y energéticas, el TES comience a ser una alternativa en los sistemas de distribución.

- ♣ H. Shadfar, M. Ghorbani Pashakolaei, A. Akbari Foroud, «Solid-state transformers: An overview of the concept, topology, and its applications in the smart grid» en *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021. doi: 10.1002/2050-7038.12996. [9]

En esta publicación se presentan las aplicaciones de los TES en el desarrollo de la red inteligente, se destaca la capacidad de interconexión de energías renovables y sistemas de almacenamiento de energía. Los TES permitirían sistemas más integrativos, compactos y eficientes. Se hace referencia a la mejora en eficiencia de una estación de carga rápida de vehículos eléctricos, la

solución tradicional tiene una eficiencia del 90%, mientras que con la utilización de un TES la eficiencia del sistema supera el 95%. Además, se indican los beneficios en la calidad de energía eléctrica en la red, como estabilización del voltaje, protección de sobre corriente y filtrado de armónicos; factores importantes para la alimentación de sistemas con cargas sensibles. Se concluye que la alta controlabilidad de los TES y sus servicios auxiliares permitirían lograr los objetivos para crear un sistema inteligente de energía eléctrica. Sin embargo, al igual como se mencionó en la publicación anterior, el alto costo asociado es el principal obstáculo para su comercialización.

- ♣ J. Burkard y J. Biela, «Evaluation of topologies and optimal design of a hybrid distribution transformer» en *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, págs. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2015.7309097. [10]

En esta publicación se investigan los conceptos asociados al TH y se determina un diseño óptimo para comparar su potencial con respecto a los transformadores tradicionales y los TES. Distintas topologías de TH son explicadas, la topología seleccionada corresponde a un TH trifásico con bobinado auxiliar en el lado de bajo voltaje, el bobinado auxiliar está conectado a un convertidor back-to-back de dos niveles, y la salida del convertidor está conectado en serie con el bobinado secundario. La solución se especifica para una controlabilidad de $\pm 10\%$ del voltaje nominal y compensación de potencia reactiva. Se utiliza un método de optimización para el diseño de componentes del convertidor, y consiguen una eficiencia de 96.5%. Por lo que, la eficiencia promedio del sistema queda en 98.4% y el volumen incrementa solo 3%. Se estima un costo aproximado del TH que sería de un 50% mayor comparado con el transformador tradicional. Se concluye que la aplicación de los TH en la red de distribución es una solución prometedora por la controlabilidad ofrecida a un precio razonable.

- ♣ J. Burkard y J. Biela, «Hybrid Transformers for Power Quality Enhancements in Distribution Grids—Comparison to Alternative Concepts», en *NEIS 2018; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, Hamburg, Germany, 2018, págs. 1–6. [11]

En esta publicación se describen y son comparadas 5 estrategias para el control de voltaje en redes de baja tensión: transformadores con cambiador de tomas, dispositivos customizados como los FACTS, Control Volt-Var, TES y TH. Se hace énfasis en los beneficios que ofrece un TH para las

futuras redes inteligentes con una alta introducción de energías renovables y vehículos eléctricos, así también para redes industriales y trenes. Se indica que el TH supera al TES en términos de eficiencia, costo y cumplimiento de los requisitos de protección.

- ♣ A. Carreno, M Perez, C. Baier, A. Huang, S. Rajendran, M. Malinowski, «Configurations, Power Topologies and Applications of Hybrid Distribution Transformers» en *Energies*, vol. 14, n.º 5, págs. 1215, 2021. doi: 10.3390/en14051215. [12]

En esta publicación se exponen extendidamente múltiples topologías de TH, se explican las características de cada configuración, que dependen de donde el convertidor obtiene la energía y como la entrega a la red. Así, el uso de cada configuración depende del propósito del sistema, como compensación de la carga o compensación del voltaje de red o protección del transformador. Además, gracias a la plataforma de la electrónica de potencia, indican beneficios auxiliares como mitigación de corriente de inicio de los transformadores, integración de fuentes DC, inercia virtual y soporte por el lado de medio voltaje. Estos servicios complementarios contribuirían indudablemente al fortalecimiento del sistema eléctrico.

- ♣ L. Zheng, «Solid-State Transformer and Hybrid Transformer with Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control», en *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, n.º 4, págs. 3771-3787, agosto de 2022. doi: 10.1109/JESTPE.2022.3144361. [13]

En este trabajo se investiga el impacto de un TES y un TH en una red de distribución, utilizan un prototipo experimental de un TH de 7.2-kV/240-V con $\pm 5\%$ de controlabilidad del voltaje de secundario y un prototipo de TES modular AC/DC de 7.2-kV, ambos prototipos son de 50-kVA. Las formas de onda obtenidas de los prototipos verifican la viabilidad técnica. Se proponen métodos de control de voltaje y control de carga de los sistemas de almacenamiento de energía, basados en patrones actuales de consumo y generación fotovoltaica, para realizar simulaciones comparativas en un sistema de campo IEEE-34 modificado.

Los resultados obtenidos muestran que el TES y el TH con sistema de almacenamiento integrado incrementan la capacidad de soporte de la energía fotovoltaica en un 490.91% y 81.82%, respectivamente; capacidad de gestión de las variaciones de voltaje, reducción de picos en un 51.92% y 22.47%, previenen el flujo de potencia inverso y logran reducir costos de operativos en un 21.05%

y un 5.16% en comparación con un transformador tradicional.

De la evaluación económica realizada, se comenta que actualmente el TH y el TES no son alternativas económicamente viables. Sin embargo, el TH con $\pm 10\%$ de controlabilidad del voltaje tiene mejores indicadores económicos en la mayoría de los casos comparados con el TH con $\pm 20\%$ de controlabilidad o un TES.

1.2.2 Modelo y control de Transformadores Híbridos

- ♣ A. Carreno, M. Perez, C. Baier and J. Espinoza, «Distribution Network Hybrid Transformer for Load Current and Grid Voltage Compensation» em *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisboa, Portugal, 2019, págs. 6683-6688, doi: 10.1109/IECON.2019.8927593. [14]

En este trabajo se presenta un TH trifásico basado en un convertidor Back-to-Back fuente de voltaje de dos niveles, conectado en serie con el lado primario por medio de un transformador de acoplamiento y conexión shunt para el lado secundario. Se desarrolla el modelo matemático, la estrategia de control para el convertidor shunt del lado secundario y la estrategia de control de para el convertidor en serie del lado primario. Se muestran los resultados de simulación del modelo en Matlab Simulink de 3 escenarios: variación del voltaje de red, armónicos y potencia reactiva en la carga, y compensación de voltaje y corriente. Se observa como el sistema compensa correctamente las variaciones de tensión del 10% y las corrientes armónicas de la carga, mientras proporciona corrección del factor de potencia en la carga.

- ♣ M. Radi, M. Darwish, G. Taylor, I. Pisica, «Control Configurations for Reactive Power Compensation at the Secondary Side of the Low Voltage Substation by Using Hybrid Transformer» en *Energies*, 2021.doi: 10.3390/en14030620. [15]

En este trabajo se presenta un TH trifásico basado en un convertidor Back-to-Back fuente de voltaje, conectado a un devanado auxiliar y conexión serie la lado secundario con transformador de acoplamiento. Se desarrolla un controlador resonante de la etapa DC/AC para el control de voltaje en la carga y para el control de energía reactiva se utiliza un controlador dq para la etapa AC/DC. La propuesta de control hace énfasis al balance de potencia entre el inversor y el rectificador, evitando variaciones en el enlace DC que pueden provocar distorsiones de la corriente da salida. Se utiliza un

modelo circuital para simular el sistema en PLECS, se muestran los resultados ante escenarios de variación del voltaje de red y se observa como el TH realiza correctamente la compensación del voltaje de salida. Además, se muestra la compensación de energía reactiva suministrada por el convertidor, lo que disminuye los reactivos transferidos a la red eléctrica.

- ♣ C. Casanova, «Transformador híbrido monofásico basado en una topología fuente de voltaje», Memoria de título, Ing. Civil Eléctrico, Depto. de Ing. Eléctrica, Univ. de Concepción, Concepción, Chile, marzo de 2023. [16]

En este trabajo se presenta un TH monofásico basado en un convertidor Back-to-Back fuente de voltaje, conectado al devanado auxiliar y conexión serie la lado secundario. Se desarrolla un modelo matemático y se estudia la región de operación del sistema en estado estacionario en Matlab. Se realizan simulaciones del modelo circuital en PLECS en conjunto con el modelo matemático por medio de Matlab Simulink. Se generan escenarios de variaciones en el voltaje de red y sobrecarga, se observa el correcto funcionamiento del sistema compensando Sag de 20% y sobrecarga del 20%.

- ♣ I. Marciel, C. Baier, R. Ramírez, C. Muñoz, M. Pérez, M. Arevalo, «Operation Assessment of a Hybrid Distribution Transformer Compensating for Voltage and Power Factor Using Predictive Control» en *Mathematics*, 2024. doi: 10.3390/math12050774. [17]

En este trabajo se desarrolla un modelo de control predictivo en conjunto de controladores lineales para la gestión eficaz de los TH. La topología propuesta utiliza un convertidor multinivel de puentes-H en cascada conectado en serie en el lado primario, una etapa de interfase AC en media frecuencia y un convertidor fuente de voltaje conectado en paralelo con la carga. Esta topología y la estrategia de control propuesta busca la implementación de 2 acciones de compensación sin interferencia entre ellas, con esto se obtendrá una calidad mejorada del voltaje de salida, con respecto a topologías con menos niveles, y la capacidad de aprovechar los beneficios de modularidad de los convertidores multinivel. Además, se comenta que esta combinación de tecnologías elimina el error de estado estacionario, garantiza el seguimiento de la referencia de voltaje y mantiene estable el voltaje en el lado primario del transformador.

- ♣ A. Carreno, M. Perez, C. Baier and J. Espinoza, «Modeling and Control of a Hybrid Transformer based on a Cascaded H-bridge Multilevel Converter» en *IECON 2020 The 46th*

Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 2020, págs. 1614-1619. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254365. [18]

En este trabajo se presenta un TH trifásico compuesto por un convertidor serie en el lado de medio voltaje conectado mediante transformador de acoplamiento, un convertidor shunt para compensar armónicos y factor de potencia en la carga. Para proveer control de voltaje utilizando potencia activa y reactiva, y evadir energías circulantes y las demandas del factor de potencia en la carga, estos convertidores son alimentados desde un bus DC común con un arreglo de un convertidor multinivel de puentes-H en cascada y puentes activos duales para aislación galvánica, los puentes están conectados en serie en la entrada y paralelo en la salida. Esta solución provee regulación de voltaje en el lado primario, mitigación de armónicos en la carga y corrección del factor de potencia, sin requerir un transformador especial para estos fines, así se mejoran las condiciones de operación del transformador de línea mejorando la calidad de energía y alargando su vida útil.

1.2.3 Discusión

De la revisión bibliográfica se puede comentar que los inminentes cambios en pro de una red de distribución inteligente e integrativa, demandarán la modernización del transformador tradicional, principalmente por el estrés que se introducirá por el aumento de la demanda energética por parte de los vehículos eléctricos y la integración de energías renovables. Las publicaciones presentan los TES y TH como solución futura para garantizar una alta calidad del suministro eléctrico. El TES es la solución más flexible pensando en la red inteligente del futuro, pero el costo elevado, la menor eficiencia y confiabilidad, serían los principales obstáculos para su implementación. La Tabla 1.1 muestra una comparativa de características relevantes de un transformador de línea tradicional (TL), un transformador de línea con cambiador de tomas (TL+CT), un TH y un TES [10].

Tabla 1.1 Características de rendimiento de los transformadores

	TL	TL+CT	TH	TES
Pérdidas [W/kVA]	13.5	13.5	18.5	37.3
Volumen [1/kVA]	2.8	3.1	2.85	2.7
Costo [USD/kVA]	10.5	30	15.8	52.7
Controlabilidad de Voltaje	0%	10% (discreto)	10%	100%

Se observa que el TES con respecto al TL, es 5 veces mayor en costo y presenta 2.6 veces más pérdidas. Mientras el TH es 1.5 veces más costoso que el TL y tiene 1.3 veces más pérdidas. Se debe considerar que el TH mantiene la alta confiabilidad del TL, puesto que se puede desconectar el

convertidor en caso de falla, con un TES el servicio puede ser interrumpido si un convertidor falla. En comparación con el TL+CT, el TH tiene menos eficiencia pero provee control dinámico de voltaje a menor precio, de esta forma el TH se convierte en una alternativa razonable.

La literatura de los TH es limitada porque están en proceso de demostración, y aún no ha sido investigada en detalle su capacidad de integración de energías renovables. Solamente TH con topologías de convertidores fuente de voltaje han sido estudiados en trabajos previos, por medio de simulaciones basadas en modelos matemáticos han demostrado satisfactoriamente las compensaciones deseadas ante perturbaciones como Sag y sobrecarga. En este trabajo se propone desarrollar un modelo de TH basado en un convertidor fuente de corriente, con la idea de que este modelo permita estudiar de manera sistemática su región de operación y parámetros para trabajos futuros.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Es posible desarrollar un modelo matemático de un TH basado en un convertidor fuente de corriente basado en ecuaciones de estado que permita estudiar los rangos de compensación y dependencia de las entradas a las que puede operar correctamente.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Obtener el modelo matemático de un TH basado en un convertidor fuente de corriente, que permita estudiar la región de operación respecto a las moduladoras y los rangos de compensación a perturbaciones del voltaje de alimentación y cambios en la carga.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Desarrollar un modelo matemático del circuito a trabajar.
- Obtener la región de operación del transformador híbrido utilizando Matlab.
- Establecer los límites de compensación.
- Comprobar resultados mediante simulaciones utilizando Matlab y PLECS.

1.5. Alcances y Limitaciones

El TH seleccionado es monofásico con un convertidor fuente de corriente, el convertidor está conectado a un bobinado auxiliar por el lado secundario del transformador y su salida está conectada

en serie con el secundario. El estudio es en baja tensión, 220 V rms, así los valores o parámetros que se obtendrán quedan definidos por unidad de acuerdo con este valor de tensión. Se consideran ideales los componentes eléctricos tales como transformador, switches, conductores, fuente, resistencias, inductores y capacitores.

1.6. Temario y Metodología

En el capítulo 2, se profundiza en las configuraciones y topologías de los TH. En el capítulo 3, se desarrolla el modelo matemático del TH propuesto. Luego, los capítulos 4 y 5 contienen el estudio de la región de operación y diseño de componentes, y en los capítulos 6 y 7 se muestran los resultados de las simulaciones y conclusiones.

2. Transformadores Híbridos

2.1. Introducción

El TH es la combinación de un transformador de distribución con convertidores de potencia de una o más etapas y son diseñados para operar a una fracción de la potencia nominal del transformador. En este capítulo se presentan sus principales configuraciones, topologías y aplicaciones. El concepto general se muestra en la Fig. 2.1 [12], el TH interconecta la red de media tensión con la de baja tensión. Comparado con otras soluciones, se basa en la idea de un convertidor de potencia parcial, la controlabilidad queda limitada por la potencia del convertidor, que es típicamente entre 10 y 20% de la potencia nominal del transformador. Por esta razón, la eficiencia del convertidor tiene un impacto bajo en la eficiencia de la solución completa [12]. Además, es posible desconectar el convertidor del transformador en caso de falla, así el TH mantiene la alta confiabilidad del transformador de línea tradicional [10].

Como se ha comentado anteriormente, el TH se propone como solución para los futuros escenarios de la red inteligente, ya que un TH provee control dinámico de alta velocidad para la regulación del voltaje de red, lo que también es útil en redes industriales, trenes y sistemas de cargas sensibles. Simultáneamente, con un TH es posible compensar potencia activa y reactiva, y corregir el factor de potencia. Adicionalmente, gracias a la tecnología de la electrónica de potencia, puede proveer servicios como balance de voltaje en redes trifásicas, filtros activos y mitigación de corriente de inicio del transformador [11]. Beneficios que mejoran la calidad del suministro eléctrico y preservan la vida útil del transformador de línea al trabajar en óptimas condiciones.

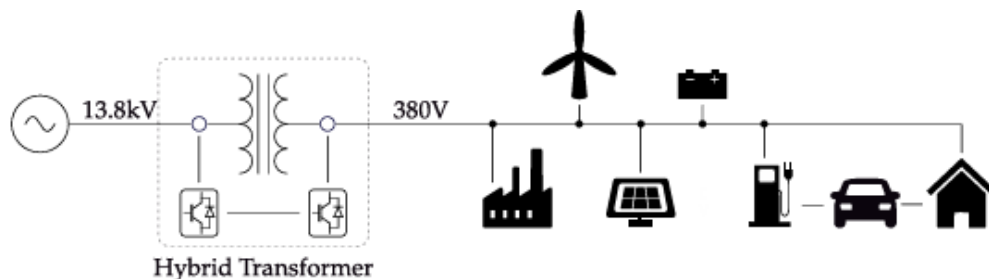


Fig. 2.1 Concepto general del TH

2.2. Configuraciones

Las configuraciones son clasificadas dependiendo de donde obtiene la energía el convertidor

de potencia, puede ser desde el lado primario o del lado secundario o de un bobinado auxiliar del transformador. Simultáneamente, cada uno puede ser clasificado por el método utilizado por el convertidor para inyectar la energía a la red, que puede ser en serie o shunt, con o sin transformador de acoplamiento (TA). En la Fig. 2.2 [12] se muestran algunas configuraciones típicas de TH, la compensación a proveer dependerá de la configuración y también de la topología del convertidor.

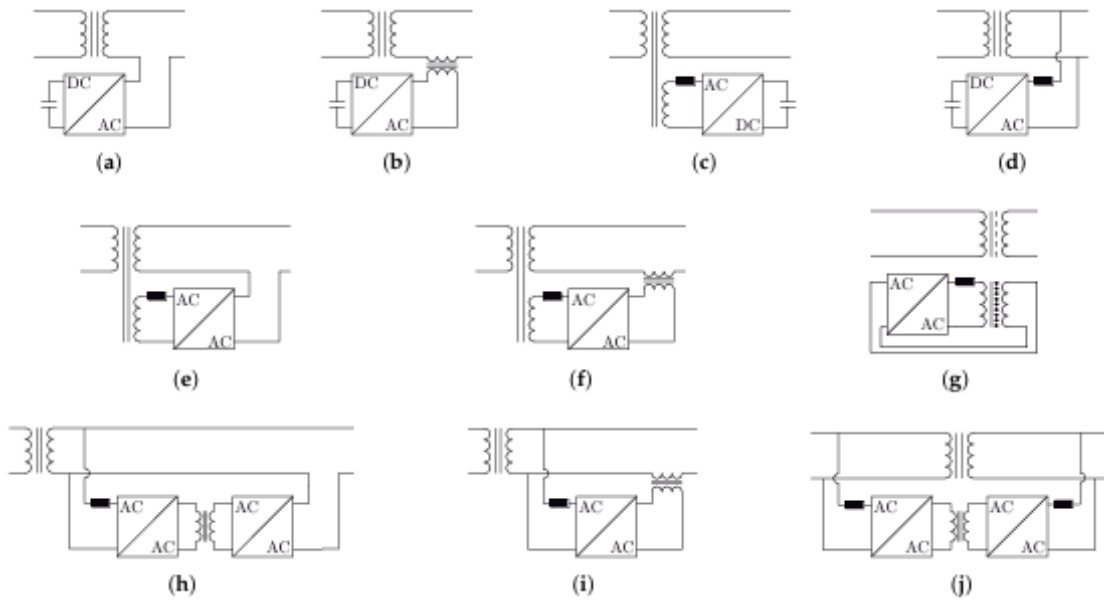


Fig. 2.2 Configuraciones de TH

(a) convertidor en serie sin TA; **(b)** convertidor en serie con TA; **(c)** convertidor conectado al transformador de línea; **(d)** convertidor en shunt; **(e)** convertidor conectado a bobinado auxiliar y en serie sin TA; **(f)** convertidor conectado a bobinado auxiliar y en serie con TA; **(g)** convertidor conectado a dos bobinados auxiliares; **(h)** convertidor conectado al secundario y en serie sin TA; **(i)** convertidor conectado al secundario y en serie con TA; **(j)** convertidor conectado a ambos lados del transformador en shunt sin TA.

2.2.1 TH autónomos

En estas configuraciones el convertidor obtiene la energía de un capacitor DC, por esto el convertidor solo puede proveer compensación de potencia reactiva, y requiere de un control basado en potencia activa para mantener el voltaje en el capacitor.

La configuración de la Fig. 2.2a es utilizada para proveer regulación de voltaje a la red de distribución, no es requerida aislación cuando el convertidor es conectado entre el secundario y el neutro. Luego, en la configuración de la Fig. 2.2b se tiene conexión con la red mediante TA, lo que permite su uso en sistemas trifásicos.

Para la configuración de la Fig. 2.2c el convertidor es conectado a un bobinado auxiliar para

proveer compensación de flujo magnético, esto es utilizado para mitigar armónicos provocados por cargas no lineales. Y la configuración de la Fig. 2.2d, provee compensación shunt al conectar el convertidor en el lado de baja tensión, también podría utilizarse esta configuración para compensación en el lado primario, mediante conexión con TA.

2.2.2 *TH conectados a bobinas auxiliares*

En estas configuraciones el convertidor obtiene la energía desde un bobinado auxiliar del transformador de línea, la principal característica es la aislación que provee el bobinado auxiliar, esto permite la síntesis de un voltaje monofásico de compensación que luego es conectado en serie a la red. En la configuración de la Fig. 2.2e el convertidor es conectado en serie al secundario, se comenta en [12] que es la configuración más utilizada en investigación. Soluciones basadas en convertidores Back-to-Back AC/DC permiten controlar el voltaje y la corriente en mayores rangos. En la configuración de la Fig. 2.2f el convertidor es conectado al secundario por medio de un TA, así el convertidor queda aislado de la red, lo que permite optimizar y reducir el voltaje del bus DC.

En la configuración de la Fig. 2.2g, se muestra un transformador de potencia activa customizado, en el cual el convertidor obtiene la energía de un bobinado auxiliar y la potencia procesada es inyectada por un bobinado adicional, en este caso el convertidor queda completamente integrado al transformador. Se puede utilizar para controlar el flujo de potencia y provee mitigación de armónicos.

2.2.3 *TH conectados al primario o secundario del transformador*

En estas configuraciones el convertidor está conectado directamente del devanado secundario o primario del transformador. Es requerida una etapa de aislamiento para poder conectar en serie el voltaje de compensación, se puede considerar un TA o convertidores con aislación interna.

En la configuración de la Fig. 2.2h, se muestra la conexión en el lado secundario y el uso de un transformador de alta frecuencia (HFT, de high frequency transformer) para aislar las etapas. Esta configuración se ha propuesto para TH monofásicos, porque permite reducir el tamaño y volumen extra comparados a soluciones basadas en TA o bobinados auxiliares. Mientras que la configuración de la Fig. 2.2i, provee compensación de corriente y voltaje en el secundario, utiliza TA y ha sido propuesto para sistemas trifásicos basados en convertidores Back-to-Back.

Finalmente, en la configuración de la Fig. 2.2j, el convertidor es conectado al lado primario y secundario en modo shunt, utiliza un HFT para aislar las etapas del convertidor. Esta solución es

utilizada para la integración de energías renovables o cuando es necesario aumentar la capacidad del transformador sin tener que reemplazarlo [12].

2.2.4 TH de 3 etapas

Esta configuración combina las configuraciones revisadas anteriormente, como se observa en la Fig. 2.3 [12], el convertidor se conecta en modo shunt en ambos lados del transformador, utiliza HFT para aislar las etapas, y un convertidor conectado en serie para proveer regulación de voltaje en el lado primario.

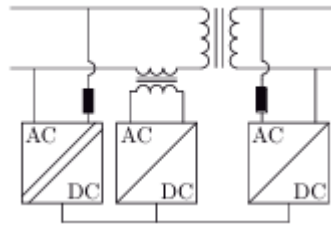


Fig. 2.3 TH con configuración combinada

2.3. Topologías

La clasificación de las topologías de convertidores usadas en TH se presenta en la Fig. 2.4 [12]. Las topologías pueden clasificarse en convertidores DC/AC y AC/AC, los convertidores DC/AC son los utilizados en las configuraciones de TH autónomos. Los convertidores AC/AC basados en convertidores directos son empleados típicamente con la configuración de la Fig. 2.2e y no proveen regulación de corriente.

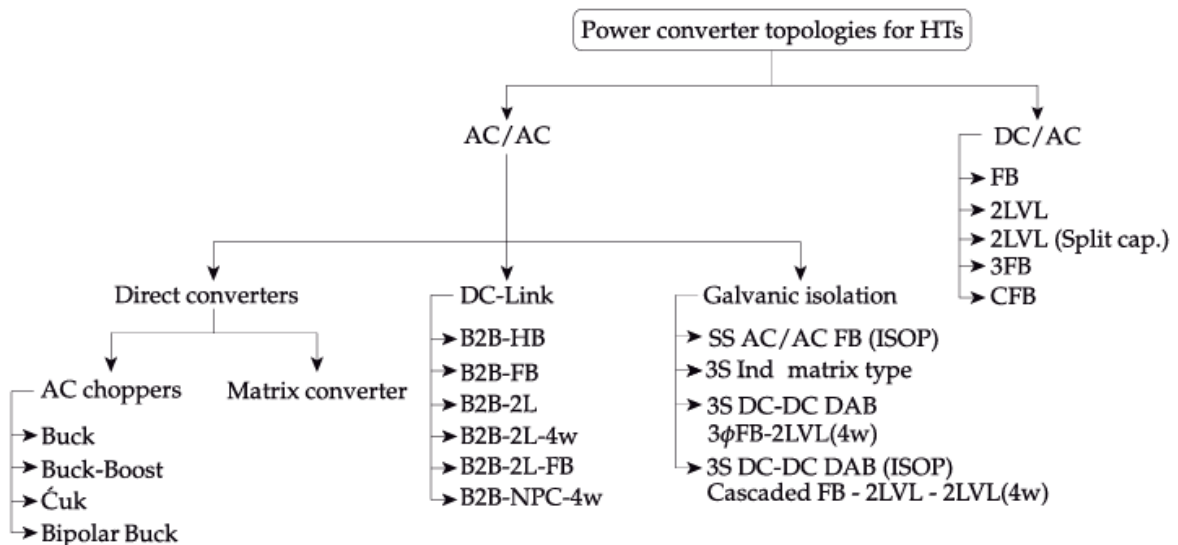


Fig. 2.4 Topologías de convertidor de potencia para TH

Los convertidores AC/AC con bus DC son típicamente empleados con las configuraciones de las Fig. 2.2e-f. Las topologías más recurrentes son la Back-to-Back puente H para TH monofásicos y Back-to-Back de dos niveles para TH trifásicos utilizando TA, porque tienen mejor rendimiento en términos de pérdidas y costo de semiconductores [12]. Estas soluciones, gracias al desacople de etapas que se tiene con el bus DC, pueden inyectar potencia activa y reactiva, y corregir el factor de potencia. En este trabajo se desarrolla un TH monofásico con estas características.

Finalmente, los convertidores AC/AC con aislación galvánica son utilizados en la configuraciones de las Fig. 2.2i-j y en los TH de 3 etapas. Estas topologías basadas en TES, proveen soluciones de peso y tamaño reducido, y utilizan las ventajas de los convertidores multinivel modulares.

3. Modelo del TH

3.1. Introducción

En este capítulo, se describen las características del TH seleccionado y se desarrolla el modelo matemático utilizando las ecuaciones de estado obtenidas del circuito eléctrico, luego el conjunto de ecuaciones es transformado a un sistema de ejes rotatorios para su estudio en estado estacionario.

La configuración seleccionada provee un voltaje de compensación para mantener estable el voltaje en la carga de salida ante perturbaciones del voltaje de red, sobrecarga y cambio de factor de potencia de la carga de salida. Además, la topología del convertidor permite compensar potencia reactiva y así regular el factor de potencia en la entrada.

3.2. Circuito eléctrico

El esquema del TH propuesto se muestra en la Fig. 3.1.

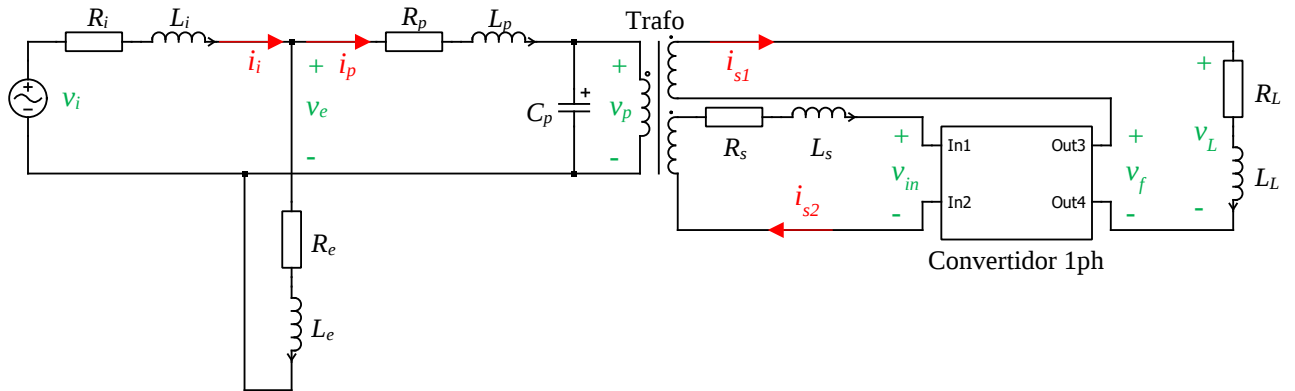


Fig. 3.1 Esquema del TH propuesto

Se tiene un transformador híbrido conectado a la red, representada por la fuente de voltaje v_i con impedancia R_i y L_i . La carga de salida está conectada en paralelo, representada por la impedancia R_L y L_L , así v_L es el voltaje de salida acondicionado por el TH. Además, se considera una carga externa, que puede ser otra carga de la misma industria o una industria vecina, de impedancia R_e y L_e , entonces v_e representa el voltaje en el punto de conexión.

El TH seleccionado tiene un transformador con dos bobinados en el secundario: el primer secundario se conecta en serie con la carga y la salida de un convertidor de potencia monofásico, y el segundo secundario se conecta directamente con el convertidor. La impedancia del primer secundario es incluida en la carga, y las pérdidas asociadas a los demás bobinados del transformador son

representadas por R_p , L_p , R_s y L_s . Además, se considera el capacitor C_p para la obtención del modelo circuital, pues permite trabajar el voltaje del lado primario del transformador como una variable distinta al voltaje en el punto de conexión.

El convertidor de potencia monofásico utilizado se muestra en la Fig. 3.2

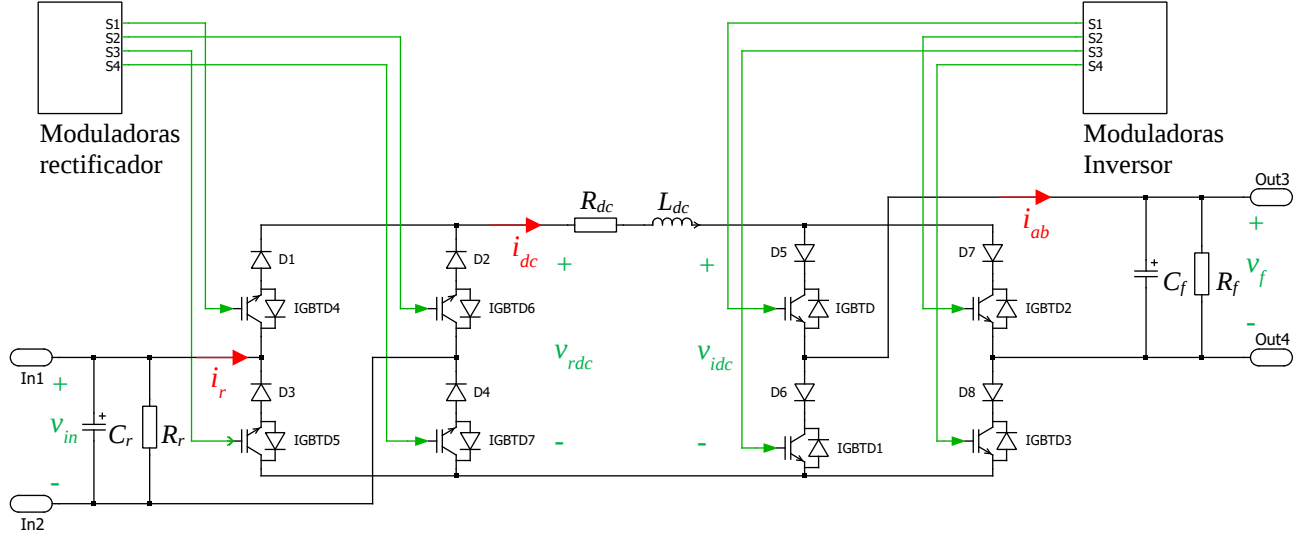


Fig. 3.2 Esquema del convertidor fuente de corriente

Se tiene un convertidor estático modo fuente de corriente, la configuración utilizada contiene: un rectificador puente H de IGBT's con diodos de protección de corriente inversa y un capacitor de filtro de entrada C_r , un enlace DC y luego un inversor puente H de IGBT's también con diodos de protección de corriente inversa y un capacitor de filtro de salida C_f . Con este convertidor es posible controlar la corriente de entrada i_r y la corriente de salida i_{ab} , teniendo en consideración que para un correcto funcionamiento se requiere mantener una corriente estable en el enlace DC. De esta forma es posible se regular el factor de potencia en el punto de conexión y el voltaje de compensación v_f para que se tenga un voltaje estable en la carga de salida.

Notar que R_r y R_f son las resistencias que permiten modelar las pérdidas en las componentes a la entrada y salida del convertidor respectivamente. Además, ayudan a la amortiguación del sistema.

3.3. Modelo matemático

A continuación se presenta el desarrollo de las fórmulas matemáticas obtenidas de los esquemas circuitales que definen el modelo matemático del TH. Empezando por el transformador, donde N_1 es el número de vueltas que tiene el lado primario, y N_{21} y N_{22} los números de vuelta de los

bobinados secundarios. Entonces, por el principio de conservación de potencia en el transformador, se tiene que:

$$v_p \left(i_{s1} \frac{N_{21}}{N_1} + i_{s2} \frac{N_{22}}{N_1} \right) = v_p \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1} + v_p \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2} \quad (3.1)$$

Luego, para el convertidor fuente de corriente se consideran los modelos conmutados del rectificador e inversor. Por lo tanto, la corriente a la entrada y voltaje en el lado DC del rectificador son:

$$i_r = i_{dc} s_{r1} \quad (3.2)$$

$$v_{rdc} = v_{in} s_{r1} \quad (3.3)$$

donde,

- i_{dc} : corriente del bus DC,
- s_{r1} : señal moduladora del rectificador, y
- v_{in} : voltaje de entrada del rectificador.

Y la corriente de salida y el voltaje en el lado DC del inversor son:

$$i_{ab} = i_{dc} s_{r2} \quad (3.4)$$

$$v_{idc} = v_f s_{r2} \quad (3.5)$$

donde,

- s_{r2} : señal moduladora del inversor, y
- v_f : voltaje de salida del inversor.

Además, de las leyes de Kirchoff para el lado primario del transformador se obtiene:

$$v_i = R_i i_i + R_e i_i - R_e i_p + L_i \frac{di_i}{dt} + L_e \frac{di_i}{dt} - L_e \frac{di_p}{dt} \quad (3.6)$$

$$v_i = v_p + R_i i_i + R_p i_p + L_i \frac{di_i}{dt} + L_p \frac{di_p}{dt} \quad (3.7)$$

$$i_p = \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1} + \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2} + C_p \frac{dv_p}{dt} \quad (3.8)$$

Y para el lado secundario se obtiene:

$$v_p \frac{N_{21}}{N_1} = R_L i_{s1} + L_L \frac{di_{s1}}{dt} - v_f \quad (3.9)$$

$$v_p \frac{N_{22}}{N_1} = R_s i_{s2} + L_s \frac{di_{s2}}{dt} + v_{in} \quad (3.10)$$

Finalmente, de las leyes de Kirchoff en el convertidor se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$v_{in} s_{r1} = R_{dc} i_{dc} + L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + v_f s_{r2} \quad (3.11)$$

$$i_{s2} = i_{dc} s_{r1} + C_r \frac{dv_{in}}{dt} + \frac{v_{in}}{R_r} \quad (3.12)$$

$$i_{dc} s_{r2} = i_{s1} + C_f \frac{dv_f}{dt} + \frac{v_f}{R_f} \quad (3.13)$$

Posteriormente, al despejar las derivadas de las ecuaciones 3.6 a 3.13 se obtiene el conjunto de ecuaciones que definen el modelo matemático del TH como sigue:

$$\frac{di_i}{dt} = - \frac{L_e v_p - L_e v_i - L_p v_i + i_i L_e R_i + i_i L_p R_e + i_i L_p R_i + i_p L_e R_p - i_p L_p R_e}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} \quad (3.14)$$

$$\frac{di_p}{dt} = - \frac{L_e v_p - L_e v_i + L_i v_p + i_i L_e R_i - i_i L_i R_e + i_p L_i R_e + i_p L_e R_p + i_p L_i R_p}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_p}{dt} = \frac{i_p - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2}}{C_p} \quad (3.16)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{v_p \frac{N_{21}}{N_1} - R_L i_{s1} + v_f}{L_L} \quad (3.17)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{v_p \frac{N_{22}}{N_1} - R_s i_{s2} - v_{in}}{L_s} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{v_{in} s_{r1} - R_{dc} i_{dc} - v_f s_{r2}}{L_{dc}} \quad (3.19)$$

$$\frac{dv_{in}}{dt} = \frac{i_{s2} - i_{dc} s_{r1} - \frac{v_{in}}{R_r}}{C_r} \quad (3.20)$$

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{i_{dc} s_{r2} - i_{s1} - \frac{v_f}{R_f}}{C_f} \quad (3.21)$$

A continuación, en la Tabla 3.1 se presentan las variables obtenidas del modelo matemático para el sistema basado en ecuaciones de estado.

Tabla 3.1 Variables del sistema

Variable de estado	Perturbación	Entrada
i_i	v_i	s_{r1}
i_p		s_{r2}
v_p		
i_{s1}		
i_{s2}		
i_{dc}		
v_{in}		
v_f		

3.4. Transformada monofásica en ejes rotatorios

Como se busca estudiar la región de operación del sistema, se requiere hacer un análisis en estado estacionario del modelo matemático. Puesto que las variables de estado oscilan en estado estacionario, es necesario utilizar una transformación del sistema matemático a ejes rotatorios que si permita este análisis. Se utiliza una transformación para un sistema monofásico que es llamada “Transformada monofásica en ejes rotatorios” [16], que es similar a la transformada dq0 convencional de sistemas trifásicos.

Se asume que cualquier señal oscilante se puede representar de la siguiente forma:

$$A(t) = A_s(t) \sin \omega t + A_c(t) \cos \omega t \quad (3.22)$$

De esta manera, las variables del sistema son representadas de la siguiente forma:

$$i_i(t) = i_{is}(t) \sin \omega t + i_{ic}(t) \cos \omega t \quad (3.23)$$

$$i_p(t) = i_{ps}(t) \sin \omega t + i_{pc}(t) \cos \omega t \quad (3.24)$$

$$v_p(t) = v_{ps}(t) \sin \omega t + v_{pc}(t) \cos \omega t \quad (3.25)$$

$$i_{s1}(t) = i_{s1s}(t) \sin \omega t + i_{s1c}(t) \cos \omega t \quad (3.26)$$

$$i_{s2}(t) = i_{s2s}(t) \sin \omega t + i_{s2c}(t) \cos \omega t \quad (3.27)$$

$$v_{in}(t) = v_{ins}(t) \sin \omega t + v_{inc}(t) \cos \omega t \quad (3.28)$$

$$v_f(t) = v_{fs}(t) \sin \omega t + v_{fc}(t) \cos \omega t \quad (3.29)$$

$$v_i(t) = v_{is}(t) \sin \omega t + v_{ic}(t) \cos \omega t \quad (3.30)$$

Además, como se utiliza el modelo promedio de los convertidores, las señales de conmutación son consideradas ondas sinusoidales, entonces se tiene:

$$s_{r1}(t) = m_{r1}(t) = m_{r1s} \sin(\omega t) + m_{r1c} \cos(\omega t) \quad (3.31)$$

$$s_{r2}(t) = m_{r2}(t) = m_{r2s} \sin(\omega t) + m_{r2c} \cos(\omega t) \quad (3.32)$$

Se debe notar que i_{dc} no es considerada una señal oscilatoria por lo que no es necesario

cambiar su representación.

Entonces, se utiliza esta nueva representación de las variables en el sistema de ecuaciones de estado obtenido en la sección 3.3 y al desarrollar las derivadas, es posible separar los componentes multiplicados por seno y coseno de cada ecuación. Posteriormente al dividir por la función trigonométrica respectiva resulta un conjunto de ecuaciones transformado sin componentes oscilatorios, el cual si permite el análisis en estado estacionario. En resumen, cada ecuación de estado nos entrega dos nuevas ecuaciones: una de la parte sinusoidal y la otra de la parte cosenoidal. El desarrollo de esta transformación es ejemplificado en el Anexo A.

A continuación se presentan las ecuaciones obtenidas para el sistema transformado:

$$\frac{di_{is}}{dt} = -\frac{L_e v_{ps} - L_e v_{is} - L_p v_{is} + i_{is} L_e R_i + i_{is} L_p R_e + i_{is} L_p R_i + i_{ps} L_e R_p - i_{ps} L_p R_e}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} + i_{ic} \omega \quad (3.33)$$

$$\frac{di_{ic}}{dt} = -\frac{L_e v_{pc} - L_e v_{ic} - L_p v_{ic} + i_{ic} L_e R_i + i_{ic} L_p R_e + i_{ic} L_p R_i + i_{pc} L_e R_p - i_{pc} L_p R_e}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_{is} \omega \quad (3.34)$$

$$\frac{di_{ps}}{dt} = -\frac{L_e v_{ps} - L_e v_{is} + L_i v_{ps} + i_{is} L_e R_i - i_{is} L_i R_e + i_{ps} L_i R_e + i_{ps} L_e R_p + i_{ps} L_i R_p}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} + i_{pc} \omega \quad (3.35)$$

$$\frac{di_{pc}}{dt} = -\frac{L_e v_{pc} - L_e v_{ic} + L_i v_{pc} + i_{ic} L_e R_i - i_{ic} L_i R_e + i_{pc} L_i R_e + i_{pc} L_e R_p + i_{pc} L_i R_p}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_{ps} \omega \quad (3.36)$$

$$\frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{i_{ps} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1s} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2s}}{C_p} + v_{pc} \omega \quad (3.37)$$

$$\frac{dv_{pc}}{dt} = \frac{i_{pc} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1c} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2c}}{C_p} - v_{ps} \omega \quad (3.38)$$

$$\frac{di_{s1s}}{dt} = \frac{v_{ps} \frac{N_{21}}{N_1} - R_L i_{s1s} + v_{fs}}{L_L} + i_{s1c} \omega \quad (3.39)$$

$$\frac{di_{s1c}}{dt} = \frac{v_{pc} \frac{N_{21}}{N_1} - R_L i_{s1c} + v_{fc}}{L_L} - i_{s1s} \omega \quad (3.40)$$

$$\frac{di_{s2s}}{dt} = \frac{v_{ps} \frac{N_{22}}{N_1} - R_s i_{s2s} - v_{ins}}{L_s} + i_{s2c} \omega \quad (3.41)$$

$$\frac{di_{s2c}}{dt} = \frac{v_{pc} \frac{N_{22}}{N_1} - R_s i_{s2c} - v_{inc}}{L_s} - i_{s2s} \omega \quad (3.42)$$

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{v_{ins} m_{r1s} + v_{inc} m_{r1c} - 2R_{dc} i_{dc} - v_{fs} m_{r2s} - v_{fc} m_{r2c}}{2L_{dc}} \quad (3.43)$$

$$\frac{dv_{ins}}{dt} = \frac{i_{s2s} - i_{dc} m_{r1s} - \frac{v_{ins}}{R_r}}{C_r} + v_{inc} \omega \quad (3.44)$$

$$\frac{dv_{inc}}{dt} = \frac{i_{s2c} - i_{dc}m_{r1c} - \frac{v_{inc}}{R_r}}{C_r} - v_{ins}\omega \quad (3.45)$$

$$\frac{dv_{fs}}{dt} = \frac{i_{dc}m_{r2s} - i_{s1s} - \frac{v_{fs}}{R_f}}{C_f} + v_{fc}\omega \quad (3.46)$$

$$\frac{dv_{fc}}{dt} = \frac{i_{dc}m_{r2c} - i_{s1c} - \frac{v_{fc}}{R_f}}{C_f} - v_{fs}\omega \quad (3.47)$$

Finalmente, en la Tabla 3.2 se muestra un resumen de las variables obtenidas para el sistema matemático con la transformada monofásica en ejes rotatorios.

Tabla 3.2 Variables del sistema transformado

Variable de estado		Perturbación	Entrada
i_{is}	i_{ic}	v_{is}	m_{r1s}
i_{ps}	i_{pc}	v_{ic}	m_{r1c}
v_{ps}	v_{pc}		m_{r2s}
i_{s1s}	i_{s1c}		m_{r2c}
i_{s2s}	i_{s2c}		
v_{ins}	v_{inc}		
v_{fs}	v_{fc}		
i_{dc}			

4. Región de operación

4.1. Introducción

En este capítulo se estudia el comportamiento del equipo basado en el modelo matemático obtenido anteriormente y se agregan las condiciones de funcionamiento, como el voltaje deseado en la carga, el factor de potencia en el punto de conexión y la corriente del bus DC. Se utiliza Matlab para la resolución del sistema de ecuaciones dado los casos de Sag y Swell con cambios en la carga de salida, y con esto se obtendrán los valores de las entradas que definen la región de operación del equipo.

4.2. Condiciones de funcionamiento

Para que un sistema no lineal pueda tener solución es necesario que el número de ecuaciones sea igual al número de incógnitas, del modelo matemático se tienen 15 ecuaciones de estado y se agregan 4 ecuaciones según condiciones de salida o de funcionamiento deseadas. Por lo tanto, se tiene un sistema de 19 ecuaciones y 19 incógnitas, como se observa en la Tabla 3.2, 15 incógnitas son variables de estado y 4 son entradas que corresponden a las señales moduladoras de los convertidores.

La primera condición es que se tenga un voltaje estable en la carga igual a 220 [V rms]. La ecuación (4.1) representa esta condición, se observa como el voltaje de salida del convertidor, v_f , compensará los Sag o Swell que se presenten.

$$220\sqrt{2} = \sqrt{\left(v_{ps} \frac{N_{21}}{N_1} + v_{fs}\right)^2 + \left(v_{pc} \frac{N_{21}}{N_1} + v_{fc}\right)^2} \quad (4.1)$$

La segunda condición es establecer un valor de corriente fijo en el bus DC. Al mantener constante la corriente del bus DC el inversor asegura la calidad del voltaje de compensación en la salida.

$$i_{dc} = 15 [A] \quad (4.2)$$

La tercera condición es que se tenga factor de potencia unitario en el punto de conexión. La ecuación (4.3) define que los componentes seno y coseno del voltaje y corriente en el primario sean iguales, para que estos estén en cuadratura y se tenga factor de potencia unitario.

$$\frac{L_p \frac{di_{ps}}{dt} + R_p i_{ps} + v_{ps}}{L_p \frac{di_{pc}}{dt} + R_p i_{pc} + v_{pc}} = \frac{i_{ps}}{i_{pc}} \quad (4.3)$$

Y la cuarta condición es que el voltaje de compensación este en fase con el voltaje secundario del transformador. Condición importante para asegurar el correcto funcionamiento de las compensaciones que provee el convertidor.

$$\frac{v_{fs}}{v_{fc}} = \frac{v_{ps}}{v_{pc}} \quad (4.4)$$

4.3. Sistema de ecuaciones

A continuación se muestran las 19 ecuaciones del sistema en estado estacionario, considerar que en estado estacionario las incógnitas tienen un valor constante por lo que las derivadas de cada variable son igual a cero.

$$0 = -\frac{L_e v_{ps} - L_e v_{is} - L_p v_{is} + i_{is} L_e R_i + i_{is} L_p R_e + i_{is} L_p R_i + i_{ps} L_e R_p - i_{ps} L_p R_e}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} + i_{ic} \omega \quad (4.5)$$

$$0 = -\frac{L_e v_{pc} - L_e v_{ic} - L_p v_{ic} + i_{ic} L_e R_i + i_{ic} L_p R_e + i_{ic} L_p R_i + i_{pc} L_e R_p - i_{pc} L_p R_e}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_{is} \omega \quad (4.6)$$

$$0 = -\frac{L_e v_{ps} - L_e v_{is} + L_i v_{ps} + i_{is} L_e R_i - i_{is} L_i R_e + i_{ps} L_i R_e + i_{ps} L_e R_p + i_{ps} L_i R_p}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} + i_{pc} \omega \quad (4.7)$$

$$0 = -\frac{L_e v_{pc} - L_e v_{ic} + L_i v_{pc} + i_{ic} L_e R_i - i_{ic} L_i R_e + i_{pc} L_i R_e + i_{pc} L_e R_p + i_{pc} L_i R_p}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_{ps} \omega \quad (4.8)$$

$$0 = \frac{i_{ps} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1s} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2s}}{C_p} + v_{pc} \omega \quad (4.9)$$

$$0 = \frac{i_{pc} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1c} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2c}}{C_p} - v_{ps} \omega \quad (4.10)$$

$$0 = \frac{v_{ps} \frac{N_{21}}{N_1} - R_L i_{s1s} + v_{fs}}{L_L} + i_{s1c} \omega \quad (4.11)$$

$$0 = \frac{v_{pc} \frac{N_{21}}{N_1} - R_L i_{s1c} + v_{fc}}{L_L} - i_{s1s} \omega \quad (4.12)$$

$$0 = \frac{v_{ps} \frac{N_{22}}{N_1} - R_s i_{s2s} - v_{ins}}{L_s} + i_{s2c} \omega \quad (4.13)$$

$$0 = \frac{v_{pc} \frac{N_{22}}{N_1} - R_s i_{s2c} - v_{inc}}{L_s} - i_{s2s} \omega \quad (4.14)$$

$$0 = \frac{v_{ins}m_{r1s} + v_{inc}m_{r1c} - 2R_{dc}i_{dc} - v_{fs}m_{r2s} - v_{fc}m_{r2c}}{2L_{dc}} \quad (4.15)$$

$$0 = \frac{i_{s2s} - i_{dc}m_{r1s} - \frac{v_{ins}}{R_r}}{C_r} + v_{inc}\omega \quad (4.16)$$

$$0 = \frac{i_{s2c} - i_{dc}m_{r1c} - \frac{v_{inc}}{R_r}}{C_r} - v_{ins}\omega \quad (4.17)$$

$$0 = \frac{i_{dc}m_{r2s} - i_{s1s} - \frac{v_{fs}}{R_f}}{C_f} + v_{fc}\omega \quad (4.18)$$

$$0 = \frac{i_{dc}m_{r2c} - i_{s1c} - \frac{v_{fc}}{R_f}}{C_f} - v_{fs}\omega \quad (4.19)$$

$$220\sqrt{2} = \sqrt{\left(v_{ps} \frac{N_{21}}{N_1} + v_{fs}\right)^2 + \left(v_{pc} \frac{N_{21}}{N_1} + v_{fc}\right)^2} \quad (4.20)$$

$$i_{dc} = 15 \quad (4.21)$$

$$\frac{R_p i_{ps} + v_{ps}}{R_p i_{pc} + v_{pc}} = \frac{i_{ps}}{i_{pc}} \quad (4.22)$$

$$\frac{v_{fs}}{v_{fc}} = \frac{v_{ps}}{v_{pc}} \quad (4.23)$$

4.4. Región de operación

El estudio de la región de operación consiste en la resolución del sistema de ecuaciones en estado estacionario donde los valores de las entradas, las señales moduladoras de los convertidores, sean validas, es decir, que el módulo de estas sea menor o igual a 1. Considerando perturbaciones del voltaje de entrada de 0.8 y 1.2 p.u., para simular Sag y Swell; con factores de potencia en la salida de 0.6, 0.8 y 1, y además con una sobrecarga de 1.2 p.u.

Para la resolución del sistema de ecuaciones en Matlab es necesario definir los parámetros y/o valores de componentes del TH. Se define que la carga externa en el punto de conexión es de potencia 1 [kW] con factor de potencia 0.8, y la carga nominal en la salida es de potencia 1 [kW] con factor de potencia 0.8.

Respecto a los números de vueltas de los bobinados del transformador, es importante notar que se define que N_1 sea igual a N_{21} igual a 100, para que el sistema pueda operar como un transformador tradicional en caso de falla del convertidor. Y para N_{22} se selecciona el valor de 55 de acuerdo con la potencia requerida por el convertidor para realizar las compensaciones deseadas. En el siguiente capítulo, se justificará la obtención de este valor.

En la Tabla 4.1 se resumen los parámetros del sistema utilizados en este estudio. Se muestran los valores nominales de resistencia e inductancia de la carga de salida, pues estos varían según el caso a calcular. Nótese que se presentan valores por unidad de acuerdo con los datos asociados a la carga de salida y el capacitor de filtro de salida del convertidor.

Tabla 4.1 Parámetros del sistema

Parámetro	Valor	Unidad	Valor [p.u.]
v_i	220	[V rms]	1
f_i	50	[Hz]	1
N_1	100	[Vueltas]	1
N_{21}	100	[Vueltas]	1
N_{22}	55	[Vueltas]	0.55
R_i	0.5	[Ω]	0.161
L_i	1e-3	[H]	0.014
R_e	31	[Ω]	1
L_e	74e-3	[H]	1
R_p	0.5	[Ω]	0.161
L_p	1e-3	[H]	0.014
C_p	50e-6	[F]	0.5
R_s	0.5	[Ω]	0.161
L_s	1e-3	[H]	0.014
R_r	5000	[Ω]	161.3
C_r	25e-6	[F]	0.25
R_{dc}	1	[Ω]	0.323
L_{dc}	250e-3	[H]	3.378
R_f	5000	[Ω]	161.3
C_f	100e-6	[F]	1
R_L	31	[Ω]	1
L_L	74e-3	[H]	1

Además, en el Anexo C se expone la representación de las variables de estado y las c.i. para el cálculo de las soluciones en Matlab; se utiliza el comando “fsolve”.

De las soluciones obtenidas del sistema de ecuaciones y para las siguientes representaciones, se calculará la amplitud y fase de las señales moduladoras como sigue:

$$m_{r1} = \sqrt{(m_{r1c})^2 + (m_{r1s})^2} \quad (4.24)$$

$$\varphi_{mr1} = \tan^{-1} \frac{m_{r1c}}{m_{r1s}} \quad (4.25)$$

$$m_{r2} = \sqrt{(m_{r2c})^2 + (m_{r2s})^2} \quad (4.26)$$

$$\varphi_{mr2} = \tan^{-1} \frac{m_{r2c}}{m_{r2s}} \quad (4.27)$$

A continuación, en la Tabla 4.2 se muestran los valores obtenidos de las señales moduladoras para los casos descritos al inicio de la sección, estos puntos de operación definen la región de operación pues cumplen con las condiciones de funcionamiento deseadas.

Tabla 4.2 Amplitud y fase de moduladoras obtenidas

Voltaje entrada	f.p. salida	Potencia salida	m_{r1}	φ_{mr1}	m_{r2}	φ_{mr2}
0.8 p.u.	0.6	1.0 p.u.	0.740	43.7°	0.594	-45.2°
0.8 p.u.	0.6	1.2 p.u.	0.956	48.7°	0.733	-47.1°
0.8 p.u.	0.8	1.0 p.u.	0.507	6.7°	0.459	-22.0°
0.8 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.603	16.9°	0.561	-25.0°
0.8 p.u.	1.0	1.0 p.u.	0.648	-39.6°	0.441	11.5°
0.8 p.u.	1.0	1.2 p.u.	0.686	-34.8°	0.523	8.3°
1.0 p.u.	0.6	1.0 p.u.	0.447	58.6°	0.693	-52.7°
1.0 p.u.	0.6	1.2 p.u.	0.646	66.1°	0.833	-52.9°
1.0 p.u.	0.8	1.0 p.u.	0.229	-18.3°	0.520	-35.4°
1.0 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.237	11.4°	0.626	-35.7°
1.0 p.u.	1.0	1.0 p.u.	0.587	-67.9°	0.430	-5.4°
1.0 p.u.	1.0	1.2 p.u.	0.569	-66.0°	0.516	-5.9°
1.2 p.u.	0.6	1.0 p.u.	0.252	78.6°	0.800	-58.3°
1.2 p.u.	0.6	1.2 p.u.	0.458	84.9°	0.940	-57.6°
1.2 p.u.	0.8	1.0 p.u.	0.211	-78.4°	0.604	-45.4°
1.2 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.091	-74.7°	0.708	-44.2°
1.2 p.u.	1.0	1.0 p.u.	0.681	-85.7°	0.459	-21.7°
1.2 p.u.	1.0	1.2 p.u.	0.655	-87.3°	0.543	-19.5°

Se observa que para el caso de Sag 0.8 p.u. con factor de potencia de salida 0.6 y potencia de salida 1.2 p.u., es el que más exige al rectificador del convertidor; se tiene un v_f alto. Mientras para el caso de Swell 1.2 p.u. con factor de potencia de salida de 0.6 y potencia de salida 1.2 p.u, es el que más exige al inversor del convertidor; se tiene un v_f invertido.

Se concluye que el equipo puede mantener el voltaje estable en la salida y el factor de potencia unitario en la entrada operando correctamente ante perturbaciones del voltaje de red de 0.8 a 1.2 p.u. con cambios en el factor de potencia de la carga de salida de 0.6 a 1.0 y sobrecarga del 120%.

5. Diseño de componentes

5.1. Introducción

En este capítulo se presentan los cálculos y criterios de diseño de componentes de interés del TH, como son los valores de impedancia de las cargas y el número de vueltas del bobinado del transformador que va conectado al convertidor.

Para los valores de las impedancias de la red eléctrica y transformador se asumen valores típicos. Mientras que para los componentes principales del convertidor fuente de corriente, como los filtros de entrada, enlace DC y salida, se utilizaron los valores demostrados en los convertidores fuente de corriente estudiados en [19].

5.2. Carga de salida y carga externa

5.2.1 Carga de salida

Para el estudio del equipo con o sin sobrecarga y distintos factores de potencia es necesario calcular la impedancia para cada caso en específico. Es posible obtener la impedancia a partir de los valores dados de voltaje, potencia y factor de potencia, de acuerdo con la ley de ohm para corriente alterna, como sigue:

$$Z = \frac{V}{I} (\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (5.1)$$

$$I = \frac{P}{V \cdot \cos \varphi} \quad (5.2)$$

Entonces:

$$R_L = \text{Real}(Z) \quad (5.3)$$

$$L_L = \text{Imag}(Z)/\omega \quad (5.4)$$

Por lo tanto, en Matlab se utilizan estas ecuaciones para calcular automáticamente los valores de R_L y L_L . A continuación, en la Tabla 5.1 se muestran los valores para cada caso.

Tabla 5.1 Valores de impedancia de carga de salida

Voltaje salida [V rms]	f.p. salida	Potencia salida [kW]	R_L [Ω]	L_L [mH]
220	0.6	1.0	17.4	74
220	0.6	1.2	14.5	62
220	0.8	1.0	31.0	74
220	0.8	1.2	25.8	62
220	0.99	1.0	47.4	22
220	0.99	1.2	39.5	18

Se considera factor de potencia 0.99 como unitario ya que L_L igual a cero genera error de cálculo en la resolución del sistema de ecuaciones.

5.2.2 Carga externa

Se considera una carga externa conectada en paralelo en el punto de conexión de 1.0 [kW] y factor de potencia 0.8. La impedancia de esta carga se calcula de la misma forma como la de la carga de salida. Entonces, se tiene que R_e es igual a 31.0 [Ω] y L_e es igual a 74 [mH].

5.3. Razón de vueltas del transformador

Como se comentó en el capítulo anterior, se define que N_1 sea igual a N_{21} igual a 100, para que la carga de salida pueda seguir funcionando en caso de que haya que desconectar el convertidor.

Para definir el número de vueltas del segundo secundario N_{22} es necesario estudiar la región de operación ya que el convertidor va conectado a este bobinado y las compensaciones deseadas dependen de su buen funcionamiento. Se infiere que en los casos en que se tiene un factor de potencia bajo en la salida y sobrecarga, son los más exigentes para el funcionamiento del convertidor. Como se observa en la Tabla 4.2, en los casos donde la amplitud de las señales moduladoras es mayor a 0.9.

En ese sentido, es posible agregar N_{22} como una nueva incógnita del sistema de ecuaciones, lo que conlleva agregar una nueva ecuación para mantener la posibilidad de que el sistema tenga solución. Y dada la condición de que la amplitud de la señal moduladora sea igual a 1 en un caso limite, se tiene la siguiente ecuación para el caso de Sag:

$$1 = \sqrt{(m_{r1c})^2 + (m_{r1s})^2} \quad (5.5)$$

Entonces, al resolver el sistema de ecuaciones se obtuvo que N_{22} es igual a 53. Sin embargo, se seleccionó N_{22} igual a 55 para que el rectificador no trabaje al máximo y se tenga un poco de margen. Nótese que este valor podría ser optimizado, ya que un número menor es mejor en términos

de tamaño y peso del equipo, pero empíricamente se comprobó que para abordar las compensaciones propuestas se demandaría una mayor corriente en el enlace DC; la cual es una de las condiciones de funcionamiento definidas previamente.

5.4. Inductancia del enlace DC

El valor utilizado para L_{dc} se justifica para garantizar una oscilación de la segunda armónica de i_{dc} menor a 0.45 [A], es decir menor al 3% respecto de los 15 [A] de la fundamental definida.

De los resultados de las simulaciones se tiene que con L_{dc} igual a 250 [mH], la magnitud de la segunda armónica de i_{dc} es de 0.43 [A] en el caso donde se tiene una mayor oscilación en la corriente de enlace. En la Fig. 5.1 se muestra la transformada de Fourier de i_{dc} de un caso simulado del TH donde se tiene un Sag de 0.8 p.u. con factor de potencia en la salida de 0.6 y sobrecarga de 120%.

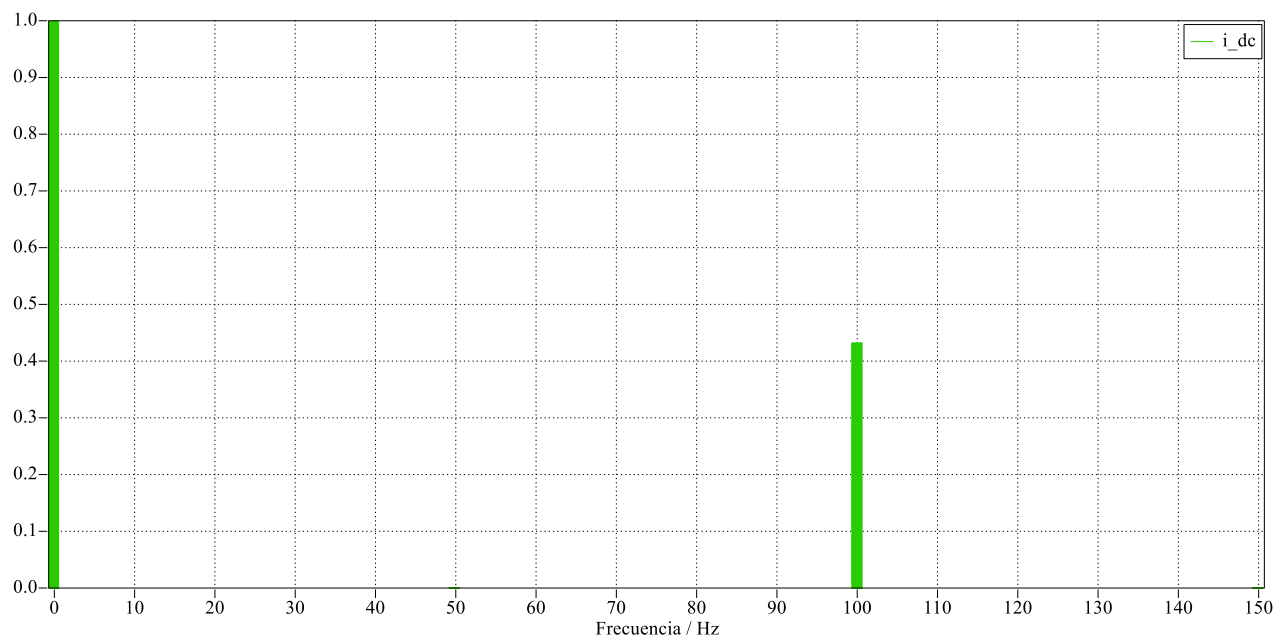


Fig. 5.1 FFT de la corriente de enlace DC

Se observa que el valor de la segunda armónica, 100 [Hz], de i_{dc} es menor a 0.45 [A]. Hay que considerar que el valor de la fundamental se extiende hasta los 15 [A].

6. Resultados y análisis de simulaciones

6.1. Introducción

En este capítulo se presentan las simulaciones del TH utilizando PLECS. Se muestran los esquemáticos de los circuitos de disparo de switches, del convertidor monofásico y del TH propuesto; junto con las formas de onda obtenidas de las variables de estado de interés para cada caso de acuerdo con las compensaciones esperadas del equipo, las perturbaciones del voltaje de entrada y los cambios en la carga de salida.

6.2. Circuitos de disparo

Para el disparo de los switches del rectificador y del inversor se utiliza la técnica SPWM (Modulación sinusoidal por ancho de pulso), que consiste en la comparación de la señal moduladora y una señal portadora de onda triangular. Además, se tiene una comparación de la señal moduladora con cero para la distribución de estado nulo, propia de los convertidores tipo fuente de corriente. A continuación se muestra el circuito lógico binario que representa la generación de pulsos de disparo de los IGBT's de los convertidores.

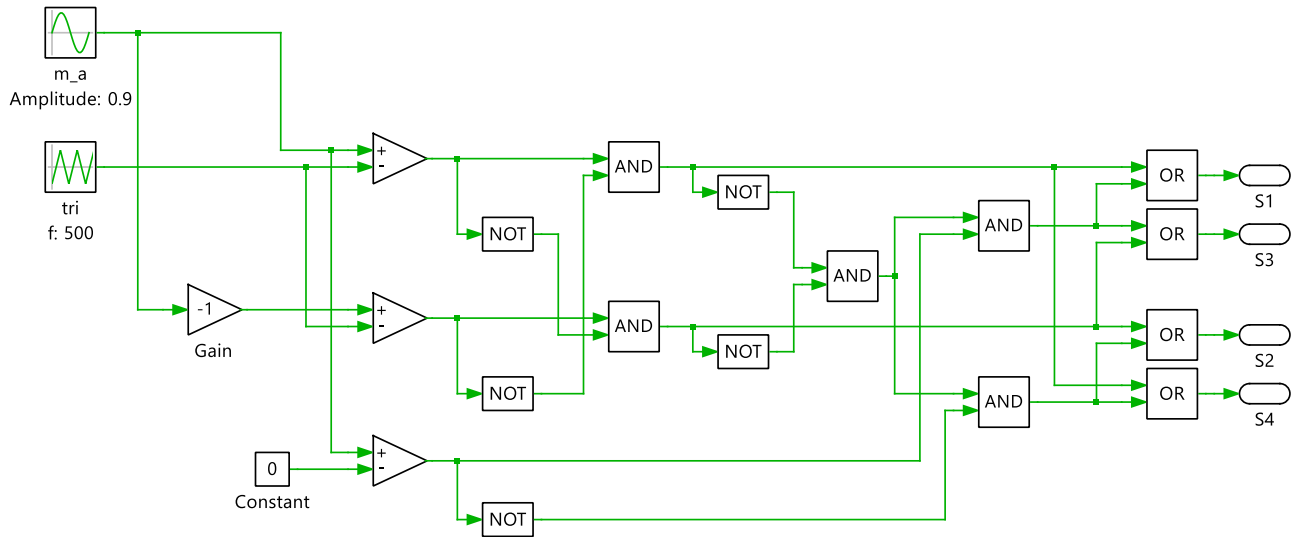


Fig. 6.1 Esquema del circuito lógico binario para generación de pulsos

A modo de ejemplo, se presenta una señal sinusoidal con amplitud de 0.9 y una portadora con frecuencia de 500 [Hz]. De esta manera, los pulsos generados en un periodo son como los que se muestran en la siguiente figura.

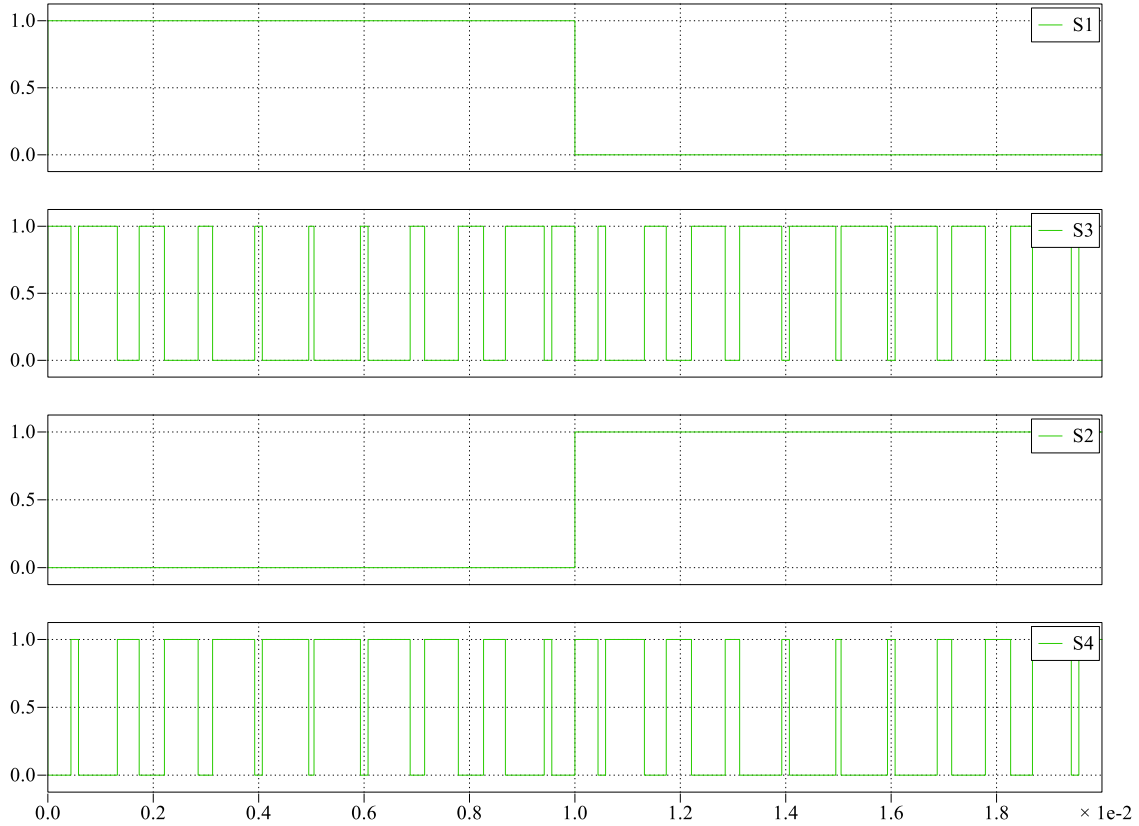


Fig. 6.2 Pulsos de disparo de convertidor tipo fuente de corriente

Donde S1 y S3, son los pulsos de disparo para los IGBT's de la primera pierna del convertidor. Y S2 y S4, son los pulsos de disparo para la segunda pierna.

Finalmente, cabe señalar que los circuitos de disparo para el rectificador e inversor son idénticos y cada uno utiliza la señal moduladora correspondiente, m_{r1} y m_{r2} . Además, que para las simulaciones del equipo se utiliza 5 [kHz] en la señal portadora, valor relativamente bajo pero suficiente para obtener formas de onda representativas; ya que los IGBT's operan típicamente entre los 10 y 30 [kHz].

6.3. Operación con Sag

A continuación se presentan los resultados de una simulación realizada para 3 puntos de operación. Donde inicialmente se tiene voltaje nominal en la entrada, sobrecarga y factor de potencia 0.8 en la salida. Luego, en el instante 0.2 s. ocurre un Sag de 0.8 p.u. Y finalmente, en el instante 0.4 s. se tiene una caída del factor de potencia a 0.6 en la salida. En la Tabla 6.1 se muestran los puntos de operación utilizados en esta sección. Nótese que el caso final a representar es donde más se exige al convertidor de potencia, de modo que se comprueben las compensaciones y condiciones de

funcionamiento esperadas por el TH.

Tabla 6.1 Puntos de operación con Sag

Voltaje entrada	f.p. salida	Potencia salida	m_{r1}	φ_{mr1}	m_{r2}	φ_{mr2}
1.0 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.237	11.4°	0.626	-35.7°
0.8 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.603	16.9°	0.561	-25.0°
0.8 p.u.	0.6	1.2 p.u.	0.956	48.7°	0.733	-47.1°

Entonces, para el análisis se muestran los esquemas circuitales con las variables de interés indicadas y las formas de onda obtenidas para cada zona del equipo como sigue.

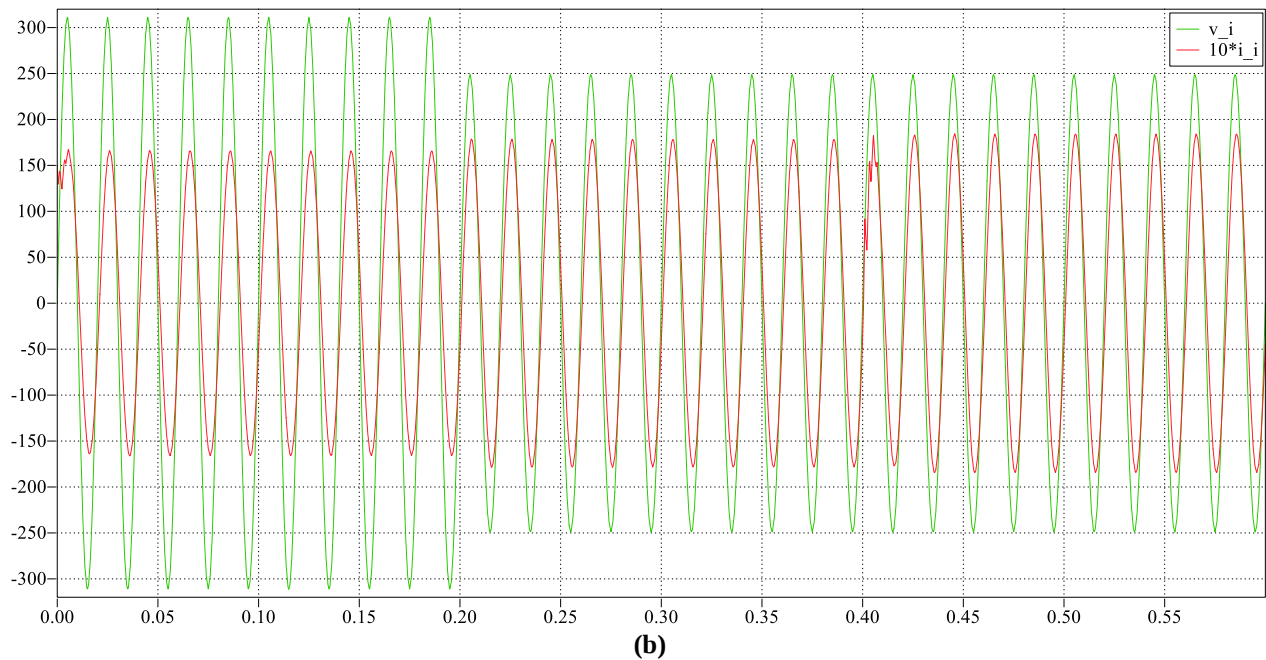
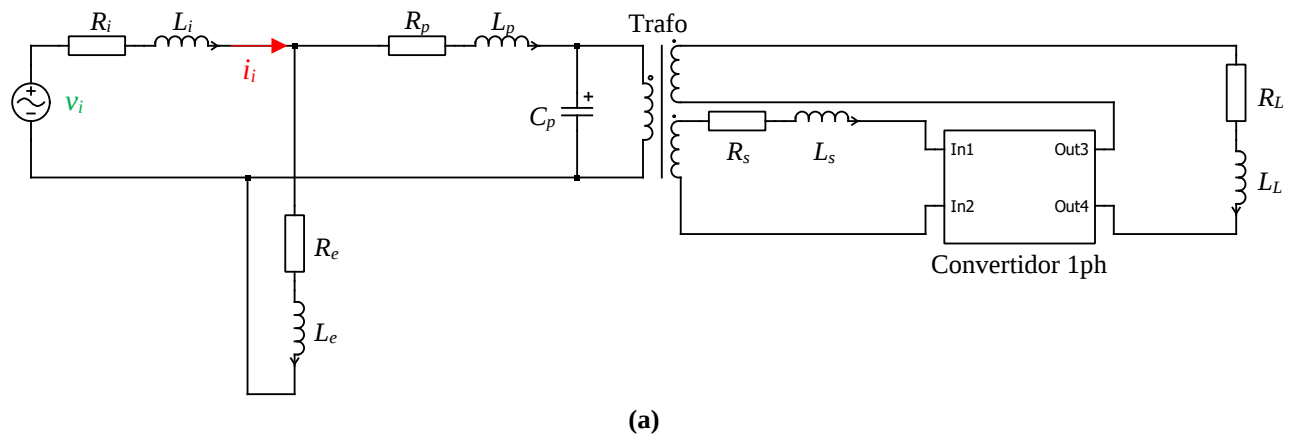
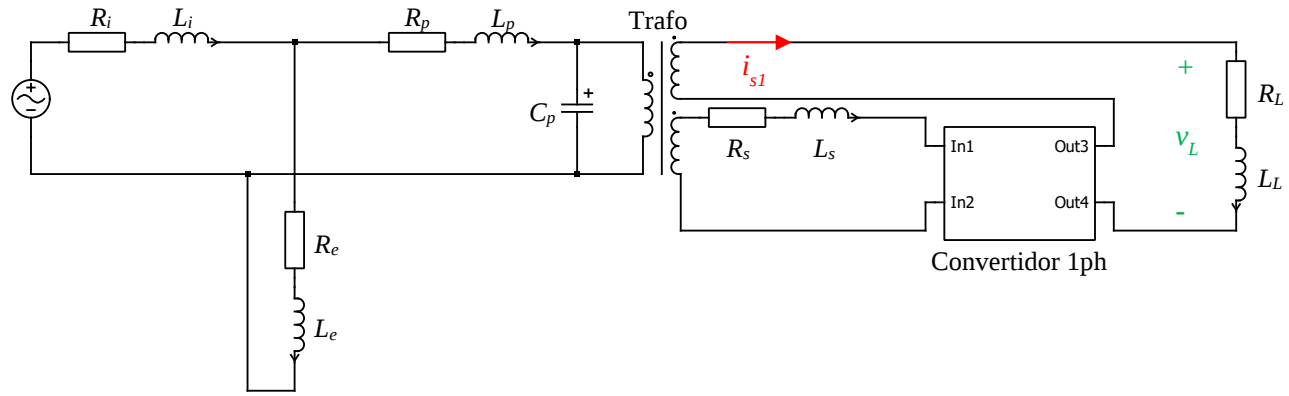


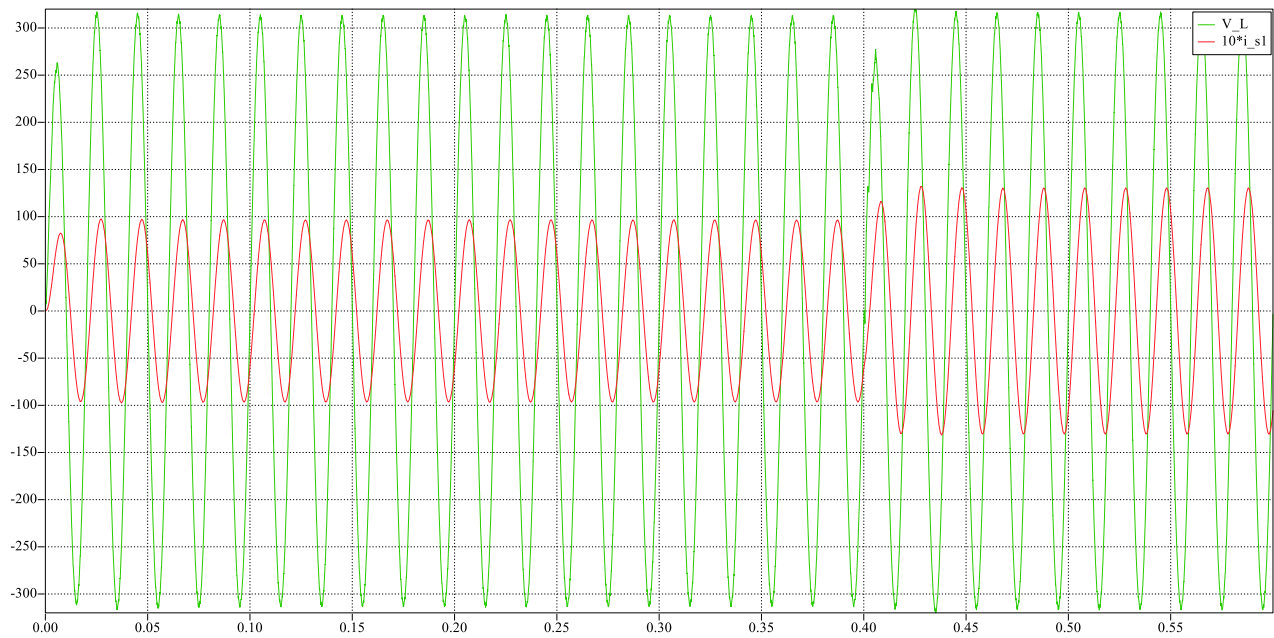
Fig. 6.3 Voltaje y corriente en la fuente

(a) Circuito con v_i y i_i indicados; (b) Formas de onda de v_i y $10*i_i$

En la Fig. 6.3 se observa la caída del 20% del voltaje de la fuente desde los 0.2 s. mientras la corriente i_i tiene un aumento de 5% y desde los 0.4 s. la corriente sube un 3%. Además se observa un desfase de la corriente debido a la impedancia de la carga externa cuyo factor de potencia es de 0.8.



(a)

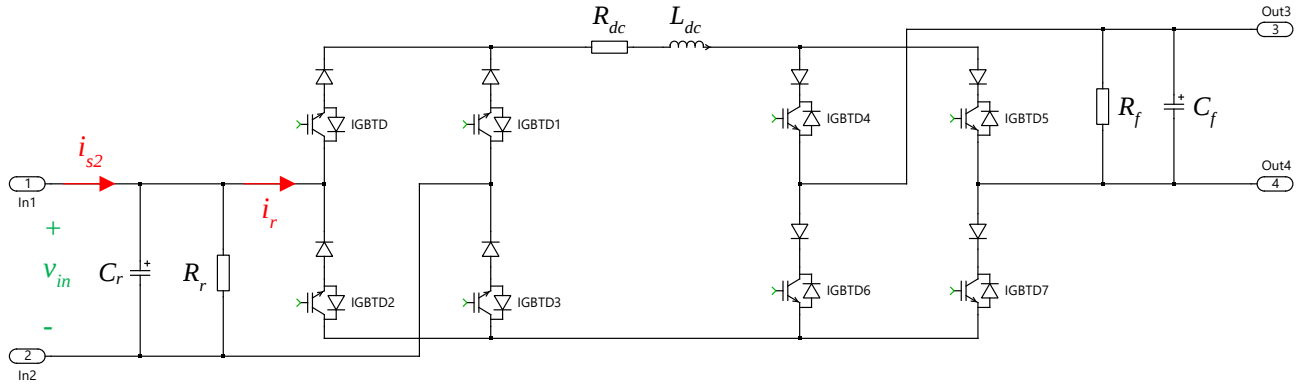


(b)

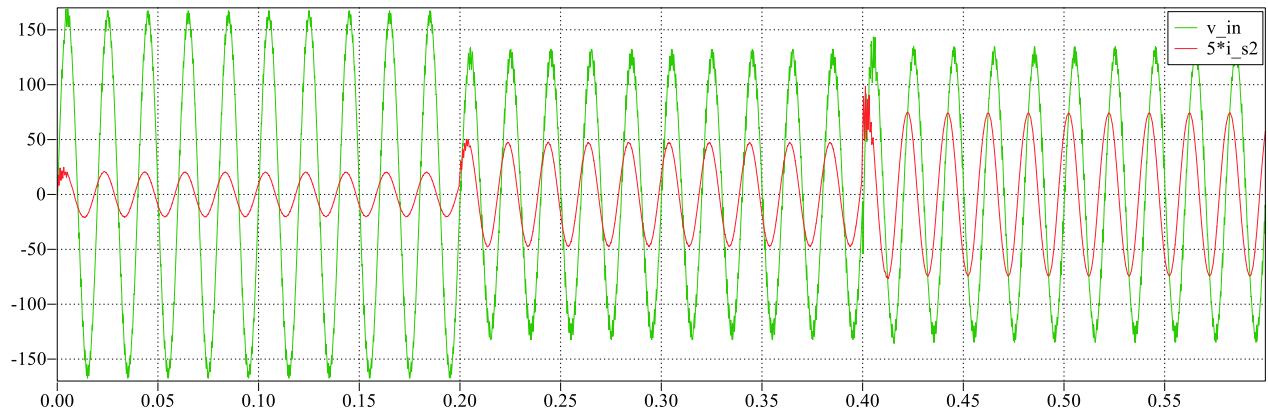
Fig. 6.4 Voltaje y corriente en la salida

(a) Circuito con v_L y i_{s1} indicados; **(b)** Formas de onda de v_L y $10 \cdot i_{s1}$

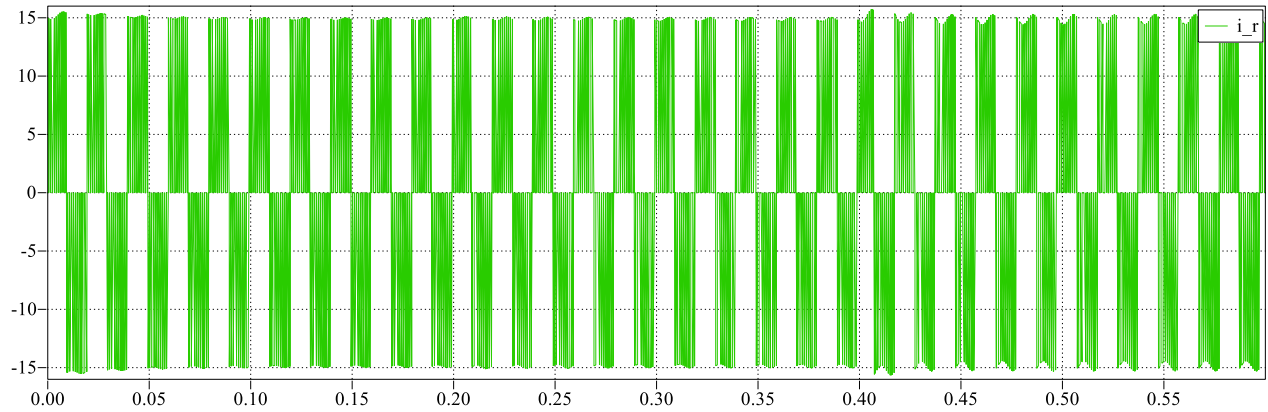
En la Fig. 6.4 se observa cómo se mantiene controlado el voltaje deseado de 220 V rms en la salida (311 V peak). En el instante 0.4 s. se observa una leve caída debido al aumento de consumo, donde la corriente i_{s1} sube un 35% y se observa el aumento del desfase; ya que el factor de potencia baja de 0.8 a 0.6.



(a)



(b)



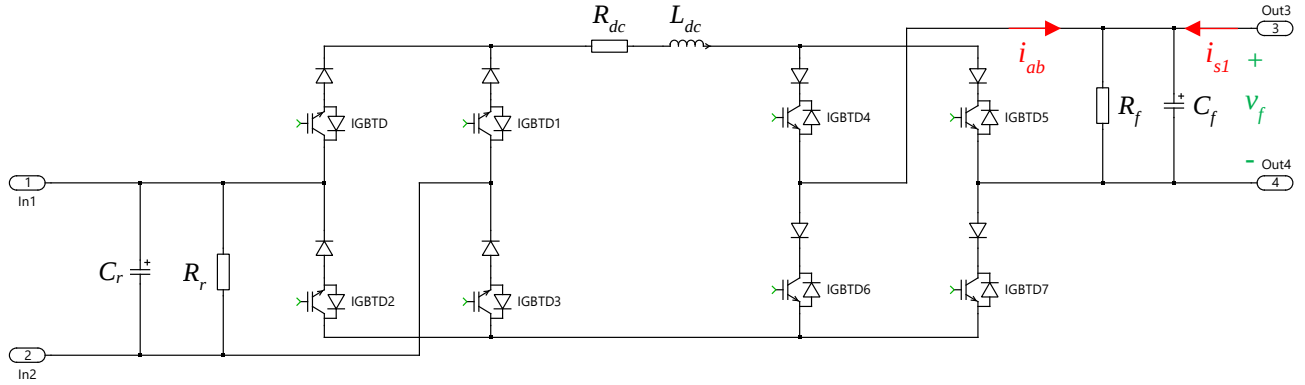
(c)

Fig. 6.5 Voltaje y corrientes en la entrada del convertidor

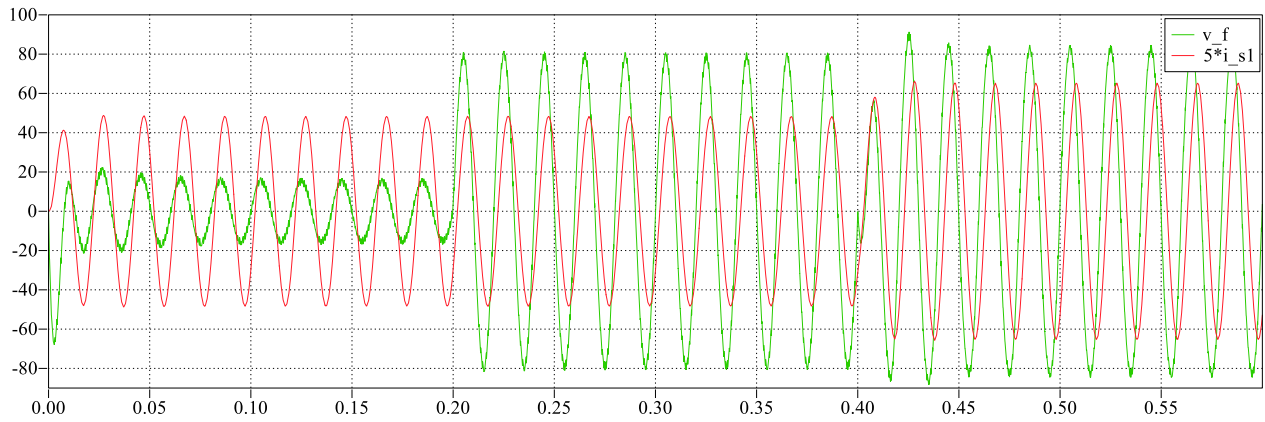
(a) Circuito con v_{in} , i_{s2} y i_r indicados; (b) Formas de onda de v_{in} y $5*i_{s2}$; (c) Forma de onda de i_r .

En la Fig. 6.5 (b) nótese el comportamiento de la corriente i_{s2} : cuando ocurre el Sag, sube 2.3 veces el valor inicial. Luego, con la caída del factor de potencia en la salida sube a 3.7 el valor inicial, y se observa un aumento del desfase. Es importante notar que por este lado el convertidor realiza la compensación del factor de potencia para el punto de conexión, es por esto que la corriente i_{s2} esta

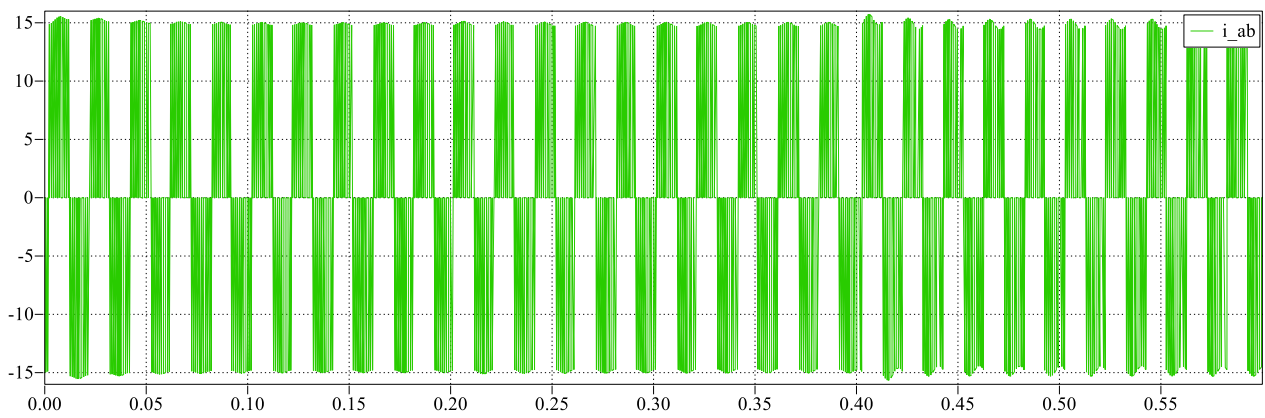
adelantada al voltaje v_{in} . Finalmente, en la parte (c) de la Fig. 6.5 se muestra la corriente i_r ; donde se observan los pulsos entre $+i_{dc}$ y $-i_{dc}$. Se entiende que el valor eficaz es determinado por la amplitud de la señal moduladora, el cual es cercano a 1 en el último caso (m_{r1} igual a 0.956).



(a)



(b)

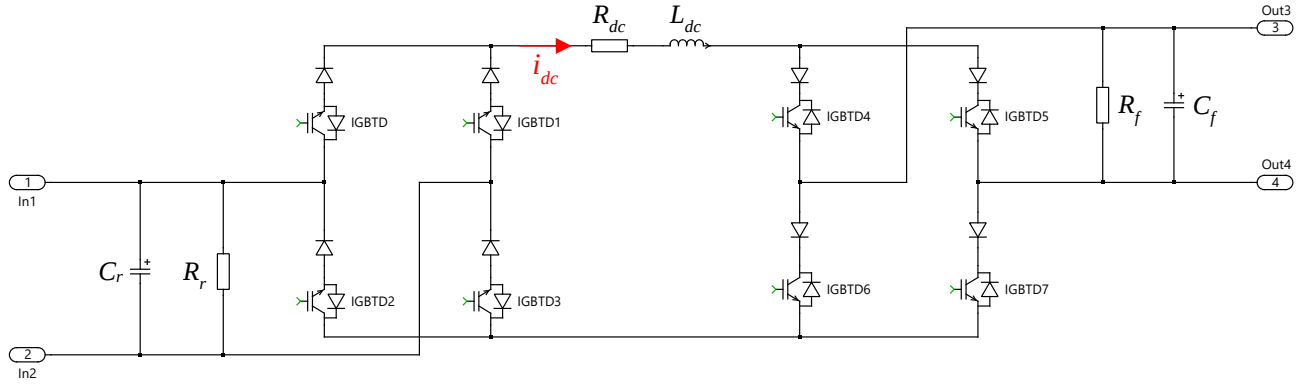


(c)

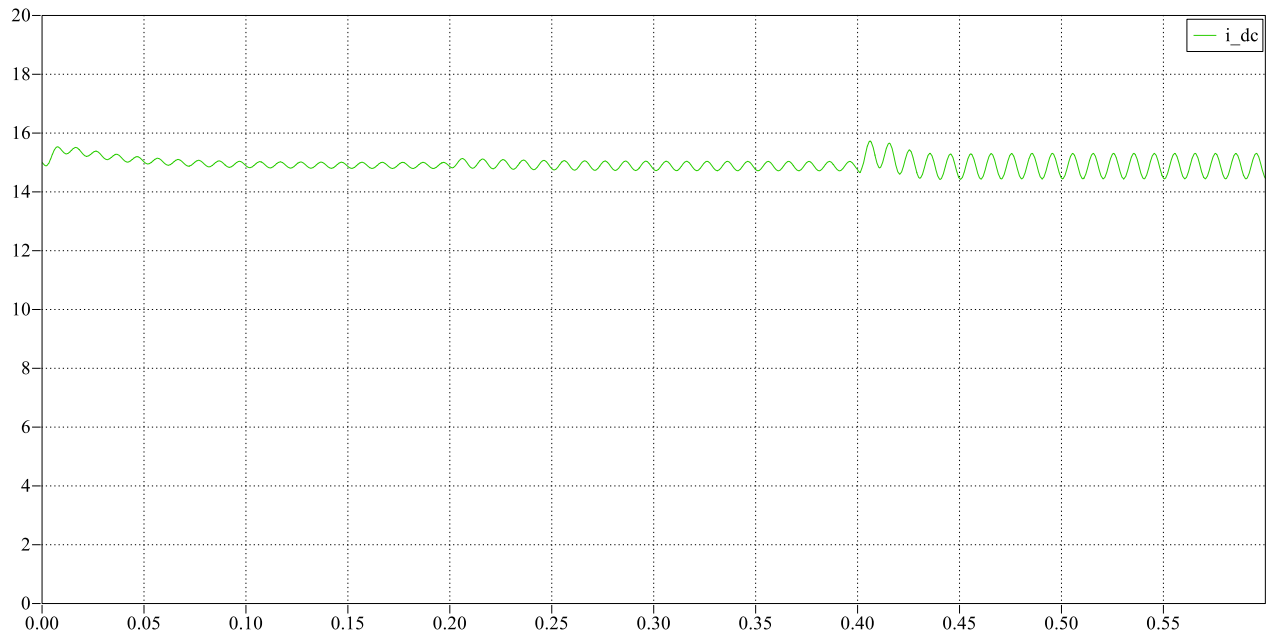
Fig. 6.6 Voltaje y corrientes en la salida del convertidor

(a) Circuito con v_f , i_{s1} y i_{ab} indicados; (b) Formas de onda de v_f y $5 \cdot i_{s1}$; (c) Forma de onda de i_{ab}

En la Fig. 6.6 (b) nótese el comportamiento del voltaje de compensación v_f : antes del Sag tiene un valor de 10 V rms, y cuando ocurre el Sag llega a 55 V rms. Finalmente, con la caída del factor de potencia en la salida v_f sube a 58 V rms.



(a)



(b)

Fig. 6.7 Corriente en el enlace DC

(a) Circuito con i_{dc} indicado; (b) Forma de onda de i_{dc}

En la Fig. 6.7. se observa que la corriente i_{dc} no es constante debido a la segunda armónica que se genera en la etapa rectificadora del convertidor; como es sabido, aumentar el tamaño del inductor L_{dc} puede disminuir la oscilación. Sin embargo, como i_{dc} se mantiene estable alrededor de los 15 A, el inversor puede generar un voltaje de compensación adecuado gracias al filtro C_f ; a su vez

el tamaño de este condensador define la oscilación resultante de v_f . Finalmente, nótese que en el último caso la oscilación de la corriente i_{dc} es mayor puesto que el rectificador está trabajando cerca del límite y se requiere generar un v_f alto.

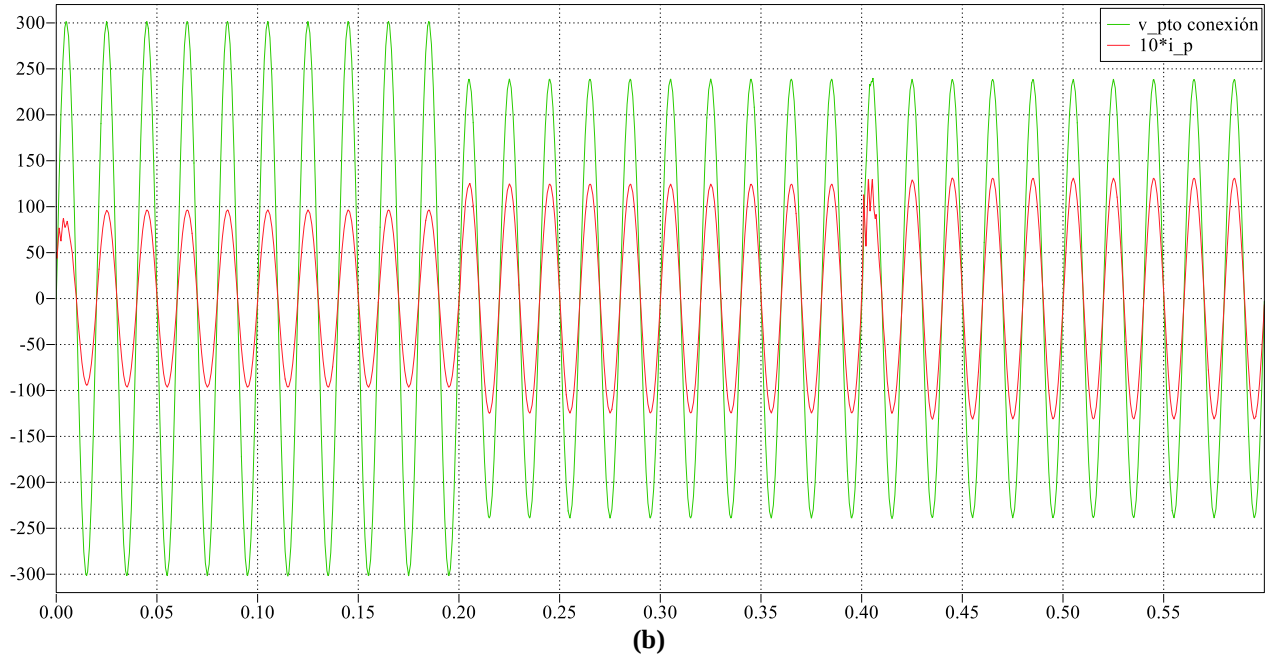
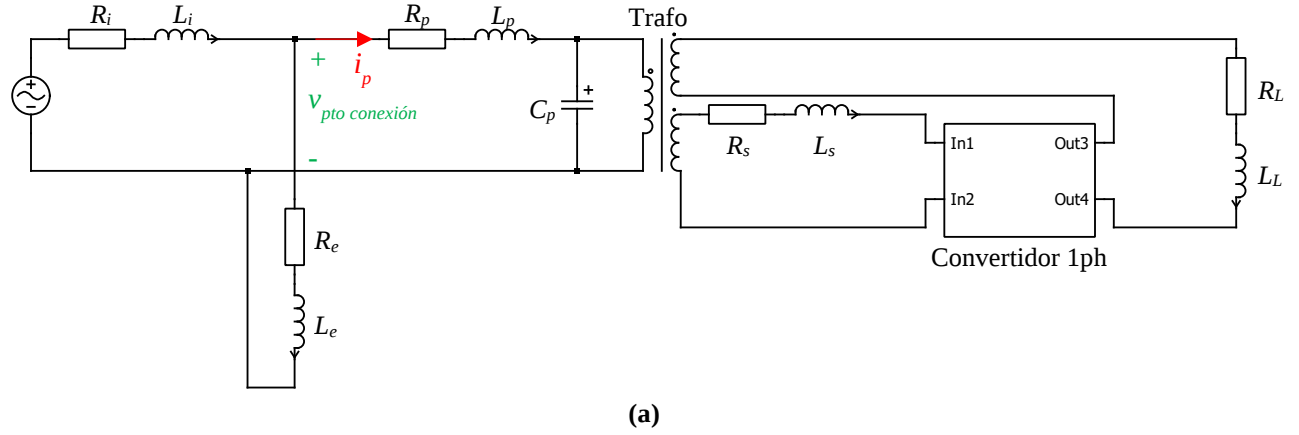


Fig. 6.8 Voltaje y corriente en el punto de conexión

(a) Circuito con $v_{pto\ conexión}$ y i_p indicados; **(b)** Formas de onda de $v_{pto\ conexión}$ y $10*i_p$

En la Fig. 6.8. se muestra que el voltaje en el punto de conexión se mantiene en fase con la corriente del lado primario i_p . Esta condición establece que todo lo que está por el lado secundario del transformador no aporta desfase a la fuente. Esto se define gracias a la compensación que provee el convertidor mediante la corriente i_{s2} .

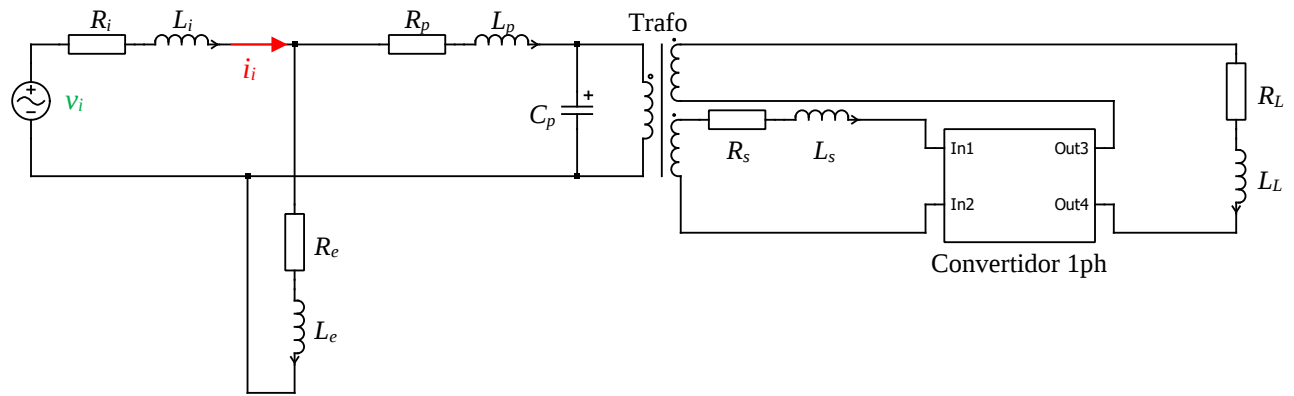
6.4. Operación con Swell

De manera similar a la sección anterior se presentan los resultados de una simulación realizada para 3 puntos de operación. Donde inicialmente se tiene voltaje nominal en la entrada, sobrecarga y factor de potencia 0.8 en la salida. Luego, en el instante 0.2 s. ocurre un Swell de 1.2 p.u. Y finalmente, en el instante 0.4 s. se tiene una caída del factor de potencia a 0.6 en la salida. En la Tabla 6.2 se muestran los puntos de operación utilizados en esta sección. Nótese que el caso final a representar es donde más se exige al convertidor de potencia, de modo que se comprueben las compensaciones y condiciones de funcionamiento esperadas por el TH.

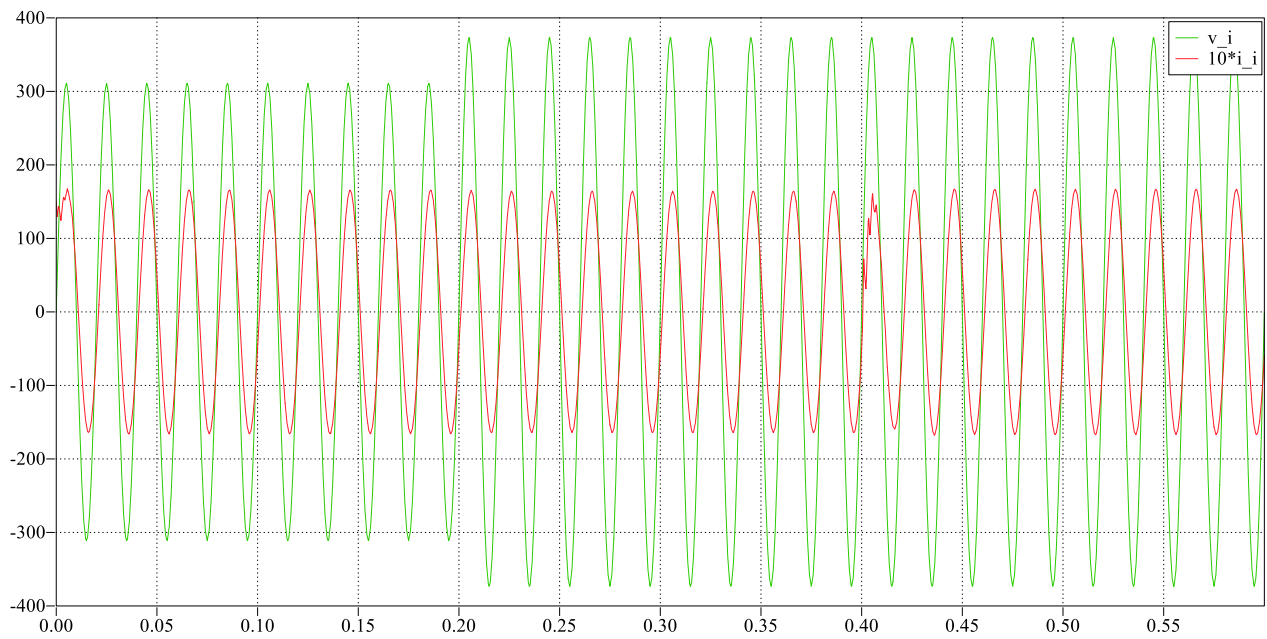
Tabla 6.2 Puntos de operación con Swell

Voltaje entrada	f.p. salida	Potencia salida	m_{r1}	φ_{mr1}	m_{r2}	φ_{mr2}
1.0 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.237	11.4°	0.626	-35.7°
1.2 p.u.	0.8	1.2 p.u.	0.091	-74.7°	0.708	-44.2°
1.2 p.u.	0.6	1.2 p.u.	0.458	84.9°	0.940	-57.6°

Entonces, para el análisis se muestran los esquemas circuitales con las variables de interés indicadas y las formas de onda obtenidas para cada zona del equipo como se muestra en la siguiente figura.



(a)



(b)

Fig. 6.9 Voltaje y corriente en la fuente

(a) Circuito con v_i y i_i indicados; **(b)** Formas de onda de v_i y $10*i_i$

En la Fig. 6.9 se observa la subida del 20% del voltaje de la fuente desde los 0.2 s. mientras la corriente i_i disminuye un 1% y desde los 0.4 s. la corriente sube un 1%. Además se observa el desfase de la corriente debido a la impedancia de la carga externa cuyo factor de potencia es de 0.8.

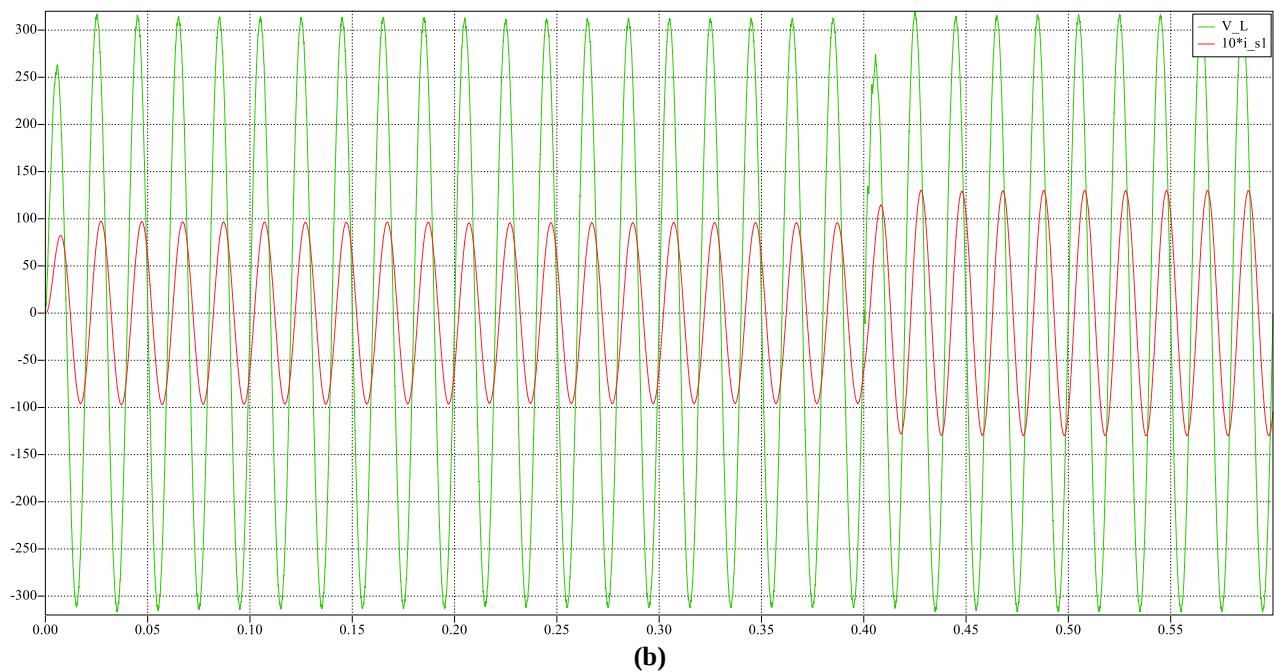
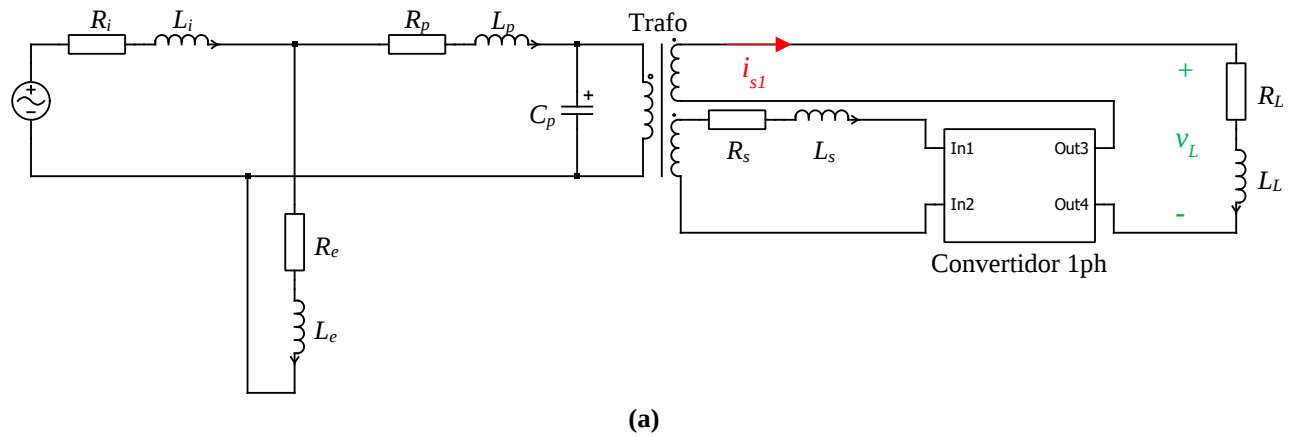
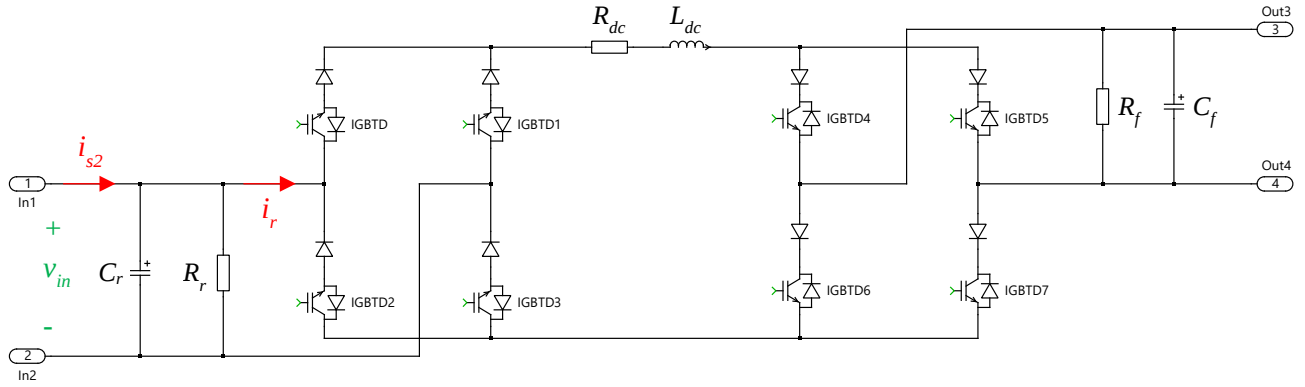


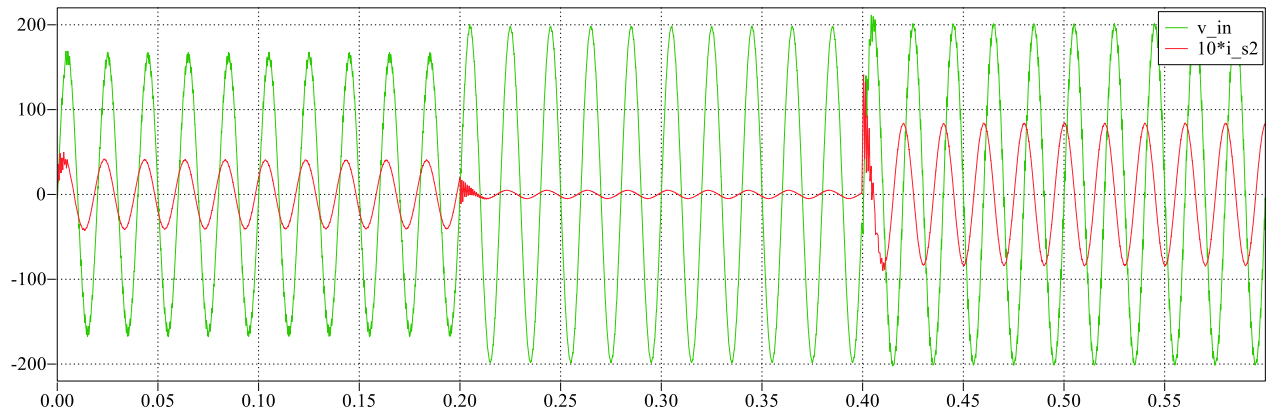
Fig. 6.10 Voltaje y corriente en la salida

(a) Circuito con v_L y i_{s1} indicados; **(b)** Formas de onda de v_L y $10 \cdot i_{s1}$

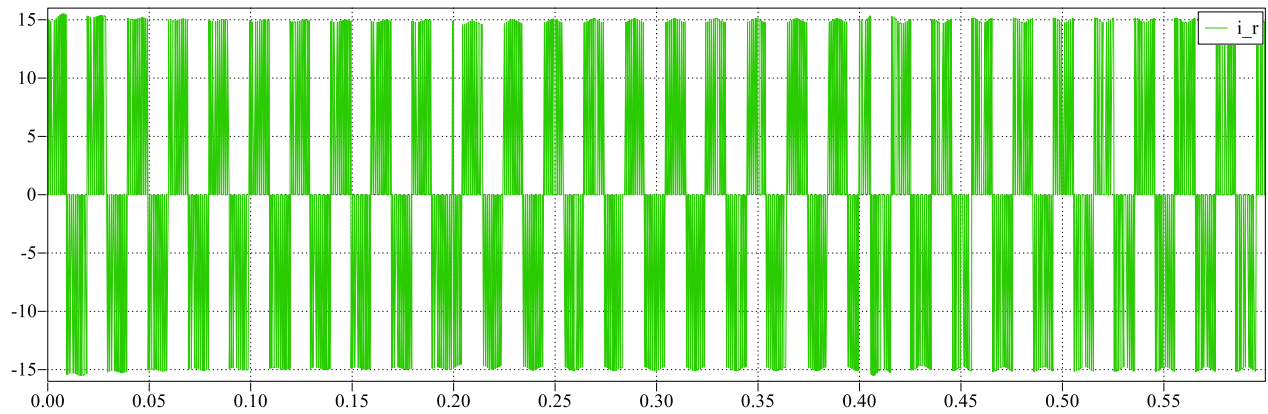
En la Fig. 6.10 se observa cómo se mantiene controlado el voltaje deseado de 220 V rms en la salida (311 V peak). En el instante 0.4 s. se observa una leve caída debido al aumento de consumo, donde la corriente i_{s1} sube un 35% y se observa el aumento del desfase; ya que el factor de potencia baja de 0.8 a 0.6.



(a)



(b)



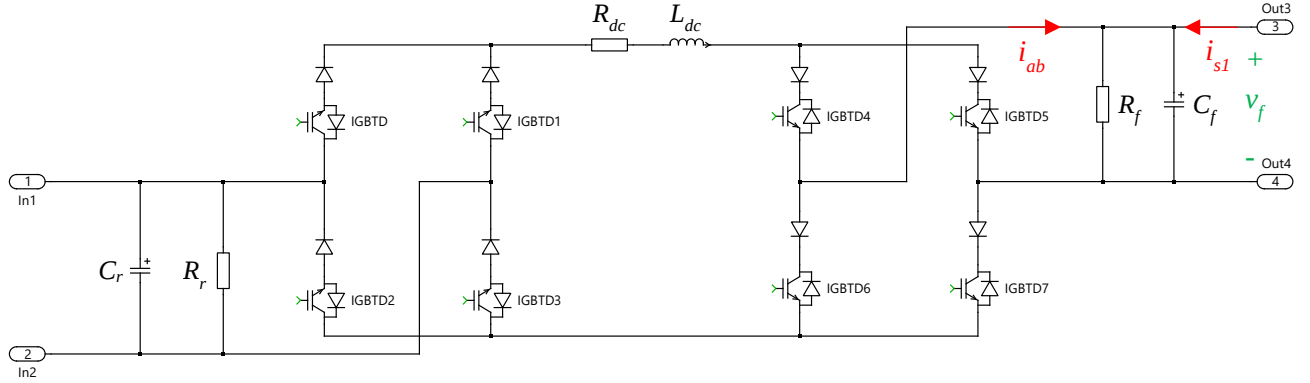
(c)

Fig. 6.11 Voltaje y corrientes en la entrada del convertidor

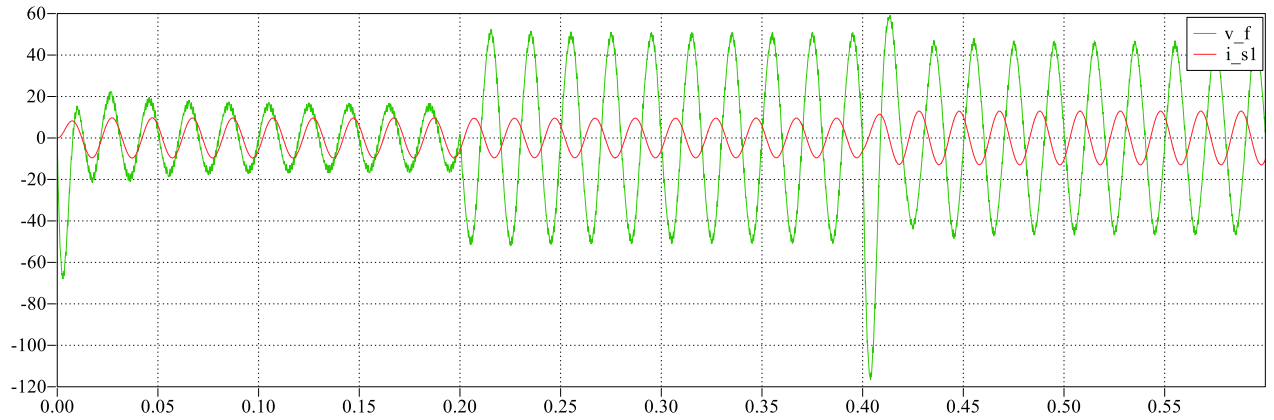
(a) Circuito con v_{in} , i_{s2} y i_r indicados; (b) Formas de onda de v_{in} y $10*i_{s2}$; (c) Forma de onda de i_r

En la Fig. 6.11 (b) nótese el comportamiento de la corriente i_{s2} , cuando ocurre el Swell, i_{s2} baja a 0.5 A peak. En este caso, el rectificador opera con m_{r1} bajo (igual a 0.091); y como se tiene v_f invertido, se tiene que el inversor carga el enlace DC principalmente. No obstante, cuando cae el

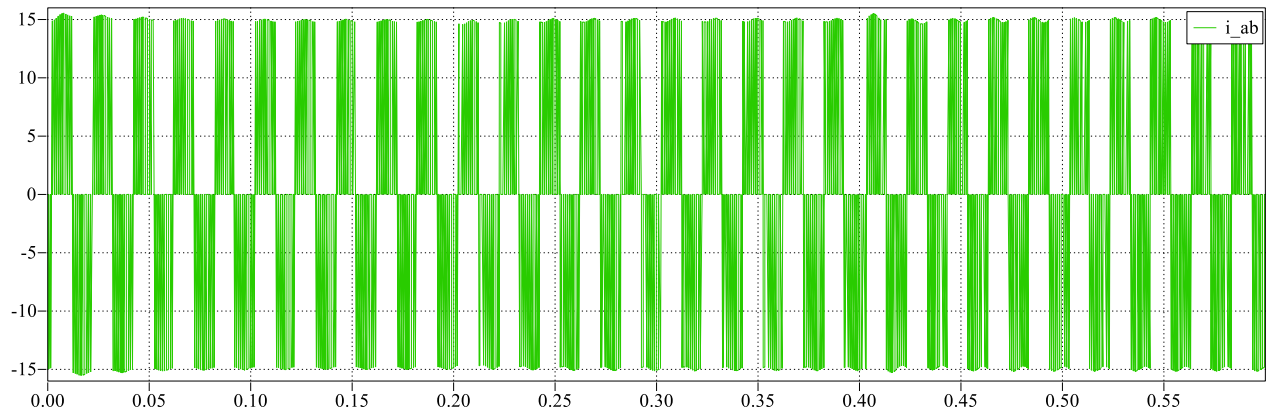
factor de potencia en la salida, el rectificador vuelve a un régimen normal y i_{s2} sube a 8.4 A peak. Finalmente, en la parte (c) de la Fig. 6.11 es posible observar los cambios en los pulsos de i_r producidos por los cambios significativos de la fase en la señal moduladora del rectificador.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.12 Voltaje y corrientes en la salida del convertidor

(a) Circuito con v_f , i_{s1} y i_{ab} indicados; (b) Formas de onda de v_f y i_{s1} ; (c) Forma de onda de i_{ab}

En la Fig. 6.12 (b) nótese el comportamiento del voltaje de compensación v_f : cuando ocurre el Swell en 0.2 s. invierte su fase y llega a 34 V rms; y después con la caída del factor de potencia en la salida, v_f queda en 31 V rms. Por lo tanto, en estos casos el voltaje de compensación actúa restando al voltaje del primer bobinado secundario para mantener el voltaje deseado en la carga de salida.

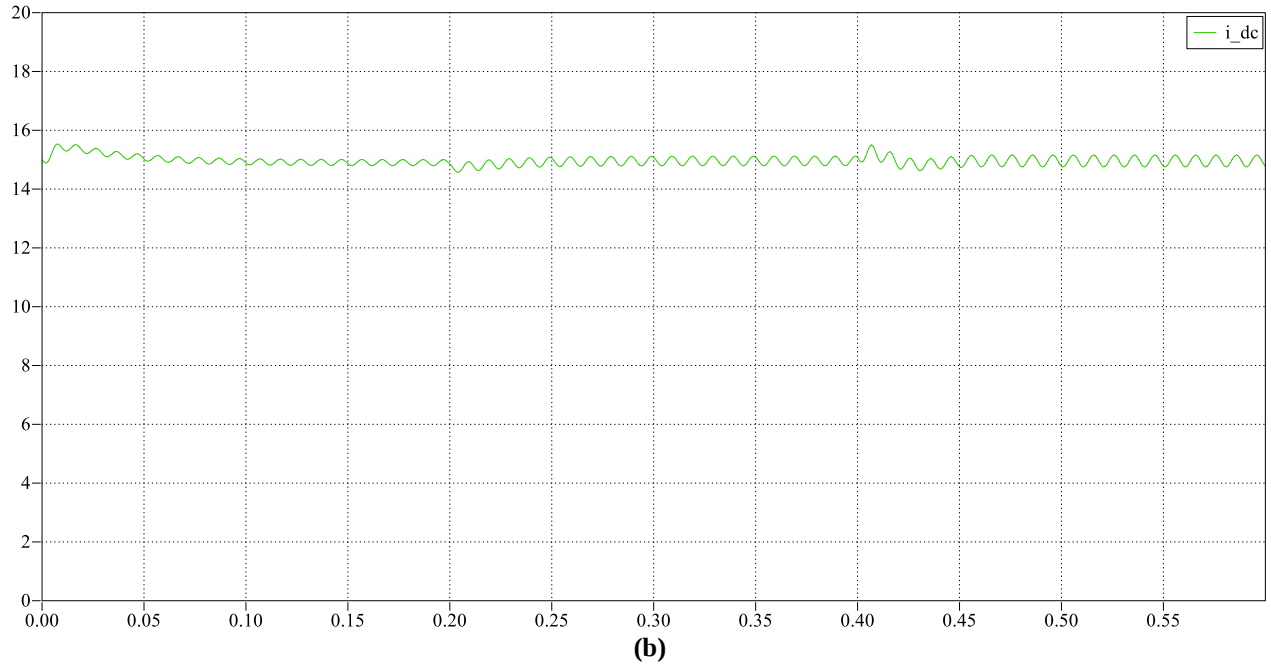
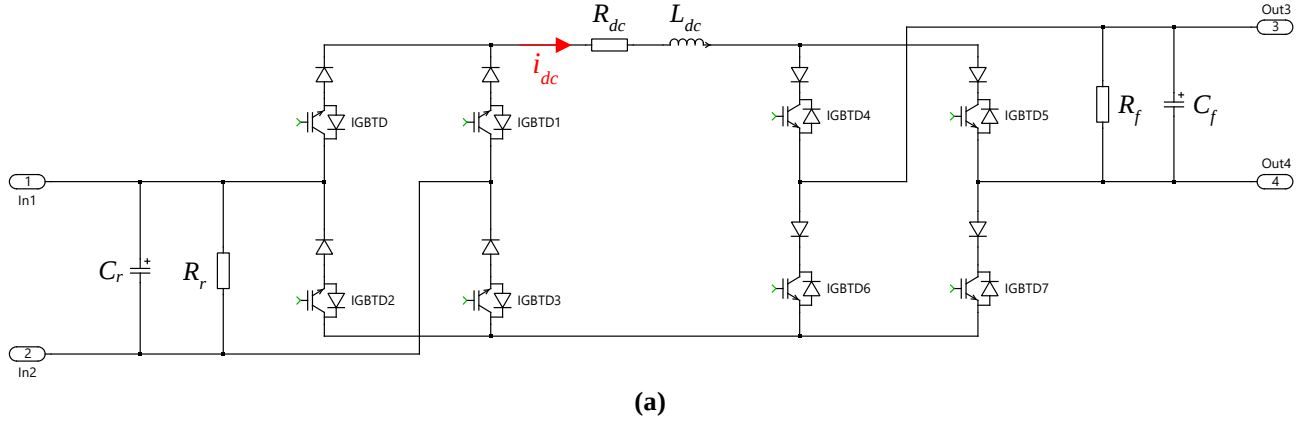
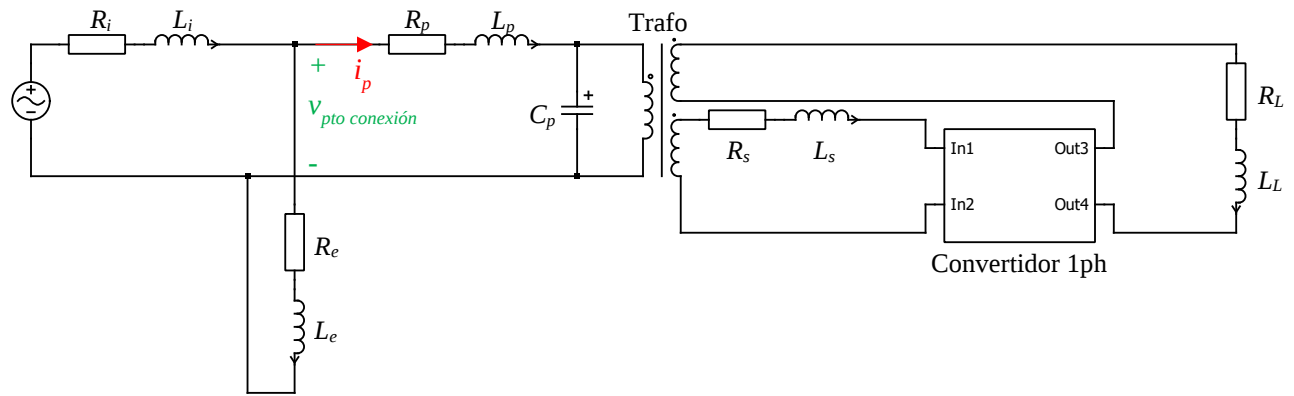


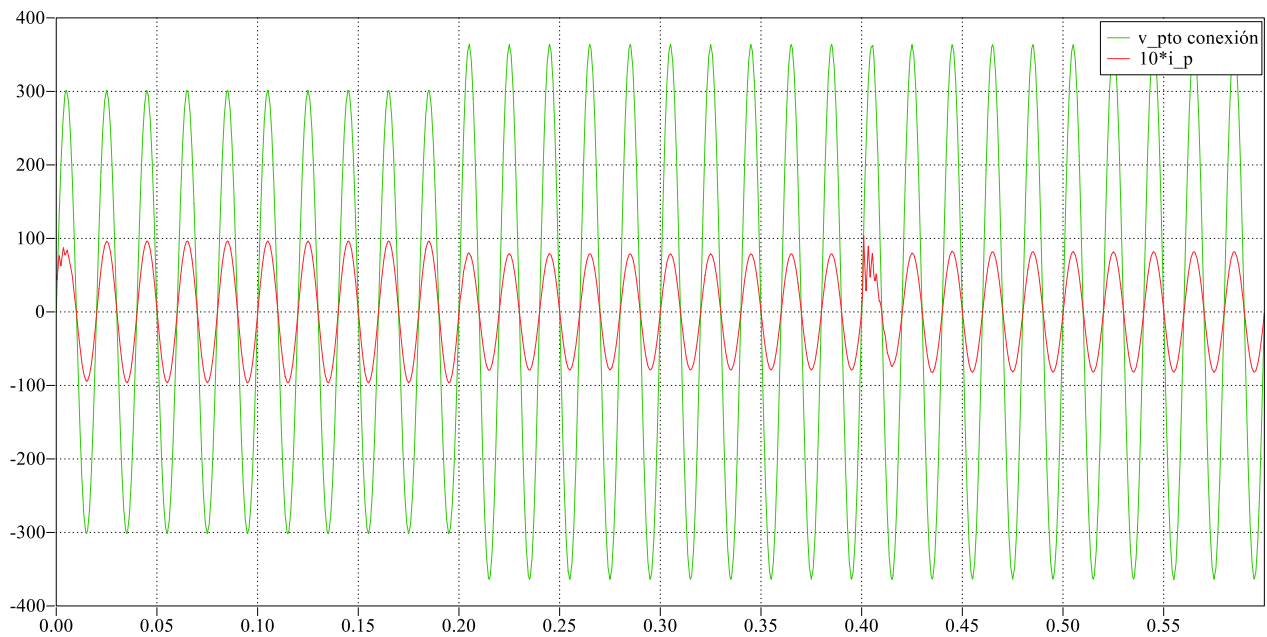
Fig. 6.13 Corriente en el enlace DC

(a) Circuito con i_{dc} indicado; **(b)** Forma de onda de i_{dc}

En la Fig. 6.13. se observa que en el último caso la oscilación de la corriente i_{dc} es mayor puesto que el inversor está trabajando cerca del límite y se requiere generar un v_f invertido.



(a)



(b)

Fig. 6.14 Voltaje y corriente en el punto de conexión

(a) Circuito con $v_{pto\ conexión}$ y i_p indicados; (b) Formas de onda de $v_{pto\ conexión}$ y $10*i_p$

En la Fig. 6.14. se muestra que el voltaje en el punto de conexión se mantiene en fase con la corriente del lado primario i_p . Como se comentó anteriormente, esta condición establece que todo lo que está por el lado secundario del transformador no aporta desfase a la fuente. Esto se define gracias a la compensación que provee el convertidor mediante la corriente i_{s2} .

7. Conclusiones

7.1. Sumario

Primero se tiene una introducción a los Transformadores Híbridos, con sus variadas configuraciones y topologías. Luego, se presenta el TH monofásico propuesto, el cual tiene un transformador ideal con dos devanados secundarios, y posee un convertidor fuente de corriente que es alimentado por el segundo secundario mientras que la salida del convertidor se conecta en serie al primer secundario. Con el fin de alimentar una carga de salida R-L, conectada en paralelo, con un voltaje acondicionado por el equipo igual a 220 V rms.

Entonces, se desarrolla un modelo matemático basado en su circuito eléctrico y se utiliza la transformación en ejes rotatorios para hacer análisis en estado estacionario. De esta forma, se define un sistema de ecuaciones de estado para obtener la región de operación del TH. Mediante Matlab, dado los parámetros y las consideraciones de diseño de componentes de interés, se soluciona el sistema de ecuaciones para distintos casos de acuerdo con perturbaciones en el voltaje de entrada y cambios en la carga de salida, y se obtiene la región de operación para las compensaciones deseadas.

Finalmente, se simula el TH en PLECS y se validaron los puntos de la región de operación obtenidos. Se presentan las formas de onda de las variables de interés del equipo, donde se comprueban las compensaciones y condiciones de funcionamiento deseadas para los casos representados.

7.2. Conclusiones

1. La transformación monofásica en ejes rotatorios permite obtener el modelo matemático del TH monofásico basado en una topología fuente de corriente.
2. El modelo matemático permite obtener la región de operación del TH utilizando Matlab, donde se calcularon los valores de las señales moduladoras con respecto a perturbaciones en el voltaje de entrada y cambios en la carga de salida. Así se obtienen los rangos de compensación del equipo.
3. El TH propuesto puede compensar variaciones del voltaje de entrada entre 0.8 y 1.2 p.u. (Sag y Swell), con cambios en la carga de salida: donde se puede tener una sobrecarga de hasta el 1.2 p.u. y variaciones del factor de potencia entre 0.6 y 1.0.
4. Mediante simulaciones en PLECS de los puntos de operación se comprobaron las siguientes condiciones de funcionamiento del TH: mantener un voltaje estable en la carga

de salida R-L igual a 220 V rms y mantener factor de potencia unitario en el punto de conexión; en el lado primario del transformador.

5. Se tiene un listado de parámetros del equipo con los valores por unidad de acuerdo con los datos de la carga de salida R-L, con el fin de que estos valores puedan ser escalados en futuras investigaciones.

7.3. Trabajo Futuro

1. Diseñar un esquema de control basado en las variables de estado del sistema transformado en ejes rotatorios para cambiar las entradas ante cambios en la perturbación.
2. Diseñar un modelo dinámico para variar la carga de salida o la carga externa para abordar más escenarios posibles.
3. Modelar y simular un TH trifásico con lo avanzado en este trabajo.
4. Agregar más condiciones de funcionamiento, como se ve en la literatura es de interés agregar opciones de conectividad en el enlace DC como sistemas generación o respaldo y cargadores de baterías.
5. Agregar controlabilidad para el voltaje de entrada a través de un transformador de acoplamiento y conexión con el convertidor de potencia.

Nomenclatura

Escalares

x_k : k -ésima variable de estado.

$dx_k/dt = \dot{x}_k$: derivada de la k -ésima variable de estado.

Abreviaciones

Mayúsculas

AC	: Alternating Current (Corriente alterna).
DC	: Direct Current (Corriente continua).
TL	: Transformador de Línea.
TH	: Transformador Híbrido.
TES	: Transformador de Estado Sólido.
TA	: Transformador de Acoplamiento.
CT	: Cambiador de Tomas.
HFT	: High Frequency Transformer (Transformador de alta frecuencia).
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation (Modulación sinusoidal por ancho de pulsos).
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolar de puerta aislada).
FFT	: Fast Fourier Transform (Transformada rápida de Fourier)

Minúsculas

c.i.	: condiciones iniciales.
rms	: root mean square (valor eficaz)

Referencias

- [1] A. Ipakchi y F. Albuyeh, «Grid of the future», en *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 7, n.º 2, págs. 52-62, 2009. doi: 10.1109/MPE.2008.931384.
- [2] T. Gönen, *Electric Power Distribution System Engineering*, 3.^a ed., Florida, USA, CRC Press: Boca Raton, 2014.
- [3] A. Ciuriuc, L. M. Dumitran, P. V. Notingher, L. V. Badicu, R. Setnescu y T. Setnescu, «Lifetime Estimation of Vegetable and Mineral Oil Impregnated Paper for Power Transformers», en *2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD)*, Montpellier, France, julio de 2016, vol. 2, págs. 720–723.
- [4] T. Dao, H. A. Halim, Z. Liu y B. T. Phung, «Voltage harmonic effect on losses in distribution transformers», en *2016 International Conference on Smart Green Technology in Electrical and Information Systems (ICSGTEIS)*, Denpasar, Indonesia, 2016, págs. 27-32. doi: 10.1109/ICSGTEIS.2016.7885761.
- [5] M. A. Awadallah, B. Venkatesh y B. N. Singh, «Impact of Solar Panels on Power Quality of Distribution Networks and Transformers», en *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 38, n.º 1, págs. 45-51, 2015. doi: 10.1109/CJECE.2014.2359111.
- [6] N. G. Paterakis, I. N. Pappi, O. Erdiñç, R. Godina, E. M. G. Rodrigues y J. P. S. Catalão, «Consideration of the Impacts of a Smart Neighborhood Load on Transformer Aging», en *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, n.º 6, págs: 2793-2802, 2016. doi: 10.1109/TSG.2015.2501380.
- [7] J. Faiz y B. Siahkolah, *Electronic Tap-Changer for Distribution Transformers*, Berlin/Heidelberg, Germany, Springer, 2011.
- [8] A. Abu-Siada, J. Budiri y A. Abdou, «Solid State Transformers Topologies, Controllers, and Applications: State-of-the-Art Literature Review», en *Electronics*, 2018. doi: 10.3390/electronics7110298.
- [9] H. Shadfar, M. Ghorbani Pashakolaei y A. Akbari Foroud, «Solid-state transformers: An overview of the concept, topology, and its applications in the smart grid» en *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021. doi: 10.1002/2050-7038.12996.
- [10] J. Burkard y J. Biela, «Evaluation of topologies and optimal design of a hybrid distribution

- transformer» en *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva, Switzerland, 2015, págs. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2015.7309097.
- [11] J. Burkard y J. Biela, «Hybrid Transformers for Power Quality Enhancements in Distribution Grids—Comparison to Alternative Concepts», en *NEIS 2018; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, Hamburg, Germany, 2018, págs. 1–6.
- [12] A. Carreno, M. Perez, C. Baier, A. Huang, S. Rajendran y M. Malinowski, «Configurations, Power Topologies and Applications of Hybrid Distribution Transformers» en *Energies*, vol. 14, n.º 5, págs. 1215, 2021. doi: 10.3390/en14051215.
- [13] L. Zheng, «Solid-State Transformer and Hybrid Transformer with Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control», en *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, n.º 4, págs. 3771-3787, agosto de 2022. doi: 10.1109/JESTPE.2022.3144361.
- [14] A. Carreno, M. Perez, C. Baier y J. Espinoza, «Distribution Network Hybrid Transformer for Load Current and Grid Voltage Compensation» en *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisboa, Portugal, 2019, págs. 6683-6688, doi: 10.1109/IECON.2019.8927593.
- [15] M. Radi, M. Darwish, G. Taylor y I. Pisica, «Control Configurations for Reactive Power Compensation at the Secondary Side of the Low Voltage Substation by Using Hybrid Transformer» en *Energies*, 2021. doi: 10.3390/en14030620.
- [16] C. Casanova, «Transformador híbrido monofásico basado en una topología fuente de voltaje», Memoria de título, Ing. Civil Eléctrico, Depto. de Ing. Eléctrica, Univ. de Concepción, Concepción, Chile, marzo de 2023.
- [17] I. Marciel, C. Baier, R. Ramírez, C. Muñoz, M. Pérez y M. Arevalo, «Operation Assessment of a Hybrid Distribution Transformer Compensating for Voltage and Power Factor Using Predictive Control» en *Mathematics*, 2024. doi: 10.3390/math12050774.
- [18] A. Carreno, M. Perez, C. Baier y J. Espinoza, «Modeling and Control of a Hybrid Transformer based on a Cascaded H-bridge Multilevel Converter» en *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Singapore, 2020, págs. 1614-1619. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254365.

- [19] J. Espinoza, *Apuntes convertidores estáticos multinivel*, Depto. de Ing. Eléctrica, Univ. de Concepción, Concepción, Chile, 2012, cap.2.

A. Transformada monofásica en ejes rotatorios

A continuación se muestra el desarrollo de la transformación en ejes rotatorios usada en la sección 3.4, específicamente para la ecuación de estado de la variable v_p :

$$\begin{aligned} & \frac{d(v_{ps} \sin \omega t + v_{pc} \cos \omega t)}{dt} \\ &= \frac{(i_{ps} \sin \omega t + i_{pc} \cos \omega t) - \frac{N_{21}}{N_1} (i_{s1s} \sin \omega t + i_{s1c} \cos \omega t) - \frac{N_{22}}{N_1} (i_{s2s} \sin \omega t + i_{s2c} \cos \omega t)}{C_p} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Al aplicar la derivada del lado izquierdo de la ecuación, obtenemos:

$$\frac{d(v_{ps} \sin \omega t + v_{pc} \cos \omega t)}{dt} = \frac{dv_{ps}}{dt} \sin \omega t + v_{ps} \omega \cos \omega t + \frac{dv_{pc}}{dt} \cos \omega t - v_{pc} \omega \sin \omega t \quad (\text{A.2})$$

Se separan las componentes multiplicadas por seno y coseno, quedando las siguientes ecuaciones:

$$\frac{dv_{ps}}{dt} \sin \omega t - v_{pc} \omega \sin \omega t = \frac{i_{ps} \sin \omega t - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1s} \sin \omega t - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2s} \sin \omega t}{C_p} \quad (\text{A.3})$$

$$v_{ps} \omega \cos \omega t + \frac{dv_{pc}}{dt} \cos \omega t = \frac{i_{pc} \cos \omega t - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1c} \cos \omega t - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2c} \cos \omega t}{C_p} \quad (\text{A.4})$$

Al dividir cada ecuación por la función trigonométrica respectiva se obtiene lo siguiente:

$$\frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{i_{ps} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1s} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2s}}{C_p} + v_{pc} \omega \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{dv_{pc}}{dt} = \frac{i_{pc} - \frac{N_{21}}{N_1} i_{s1c} - \frac{N_{22}}{N_1} i_{s2c}}{C_p} - v_{ps} \omega \quad (\text{A.6})$$

De esta forma, cada ecuación de estado nos entrega 2 nuevas ecuaciones de acuerdo con la parte sinusoidal y cosenoidal de la variable de estado oscilante.

B. Parámetros del sistema

Los parámetros utilizados en este trabajo se muestran en la siguiente tabla. Nótese que los valores por unidad son calculados con respecto a los datos de la carga de salida.

Tabla B.1 Parámetros del sistema

Parámetro	Valor	Unidad	Valor [p.u.]
v_i	220	[V rms]	1
f_i	50	[Hz]	1
f_{tri}	5000	[Hz]	100
N_1	100	[Vueltas]	1
N_{21}	100	[Vueltas]	1
N_{22}	55	[Vueltas]	0.55
R_i	0.5	[Ω]	0.161
L_i	1e-3	[H]	0.014
R_e	31	[Ω]	1
L_e	74e-3	[H]	1
R_p	0.5	[Ω]	0.161
L_p	1e-3	[H]	0.014
C_p	50e-6	[F]	0.5
R_s	0.5	[Ω]	0.161
L_s	1e-3	[H]	0.014
R_r	5000	[Ω]	161.3
C_r	25e-6	[F]	0.25
R_{dc}	1	[Ω]	0.323
L_{dc}	250e-3	[H]	3.378
R_f	5000	[Ω]	161.3
C_f	100e-6	[F]	1
R_L	31	[Ω]	1
L_L	74e-3	[H]	1

C. Variables de estado y condiciones iniciales

La representación de las variables de estado y condiciones iniciales que se utilizaron en Matlab para el cálculo de soluciones del sistema de ecuaciones transformado, se muestran en la siguiente tabla.

Tabla C.1 Variables del sistema transformado

Variable de estado	Variable representada	c.i. Sag	c.i. Swell
x_1	i_{is}	12	12
x_2	i_{ic}	4	4
x_3	i_{ps}	8	8
x_4	i_{pc}	-1	-1
x_5	v_{ps}	300	300
x_6	v_{pc}	-20	-20
x_7	i_{s1s}	1	1
x_8	i_{s1c}	-1	-1
x_9	i_{s2s}	1	1
x_{10}	i_{s2c}	1	1
x_{11}	v_{ins}	60	60
x_{12}	v_{inc}	-10	-10
x_{13}	v_{fs}	10	-10
x_{14}	v_{fc}	-10	10
x_{15}	i_{dc}	15	15
x_{16}	m_{r1s}	0	0
x_{17}	m_{r1c}	0	0
x_{18}	m_{r2s}	0	0
x_{19}	m_{r2c}	0	0

Notar que se modifica la polaridad de la c.i. del voltaje de compensación v_f , según sea el caso de Sag o Swell.

**UNIVERSIDAD DE CONCEPCION – FACULTAD DE INGENIERIA
RESUMEN DE MEMORIA DE TITULO**

Departamento	: Departamento de Ingeniería Eléctrica
Carrera	: Ingeniería Civil Electrónica
Nombre del memorista	: Daniel Raúl Edgardo Valdebenito Castro
Título de la memoria	: Transformador híbrido monofásico basado en una topología fuente de corriente
Fecha de la presentación oral	: 16/04/2025
Profesor(es) guía	: José R. Espinoza C.
Profesor(es) revisor(es)	: Eduardo Wiechmann, Leonardo Palma
Concepto	:
Calificación	:

Resumen (máximo 200 palabras)

En la actualidad, con el aumento de cargas no lineales y la variabilidad de operación de las fuentes de energías renovables se hace necesario poder regular las variaciones de voltaje y compensar el factor de potencia a nivel del transformador de distribución. Los transformadores de distribución convencionales carecen de flexibilidad ante perturbaciones del voltaje de red y cambios del factor de potencia en la salida, por lo que se propone modernizar esta etapa con la tecnología de la electrónica de potencia. En este trabajo se presenta como solución un transformador híbrido, el cual combina los beneficios de un transformador convencional y la controlabilidad que ofrece un convertidor estático. Los transformadores híbridos son equipos modernos y no existe información detallada de estos en la literatura, por lo que en este trabajo se desarrolla un modelo matemático basado en un modelo circuital para estudio de región de operación, diseño de componentes y se comprueba mediante simulaciones los rangos de compensación que puede abordar.