



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



**CONTROL DE UN TRANSFORMADOR HÍBRIDO CON CAPACIDAD DE FILTRO
ACTIVO**

POR

Samuel Danilo Rebolledo Isla

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.

Junio 2025
Concepción (Chile)

©2025 Samuel Danilo Rebolledo Isla

©2025 Samuel Danilo Rebolledo Isla

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

En todas las cosas hay un ritmo que forma parte de nuestro universo. Hay simetría, elegancia y gracia... cualidades a las que se acoge el verdadero artista. Uno puede encontrarlo en la sucesión de las estaciones, en la forma en que la arena se desliza sobre una cresta, en las ramas de un arbusto creosota o en el diseño de sus hojas. Intentamos copiar dicho ritmo para nuestras vidas y nuestra sociedad, buscamos la medida, la cadencia y el movimiento que reconfortan. Sin embargo, sabemos que el peligro acecha al descubrir la perfección definitiva. Está claro que ese ritmo definitivo tiene una propiedad invariante: en una perfección así, todo conduce a la muerte.

*De frases escogidas de Muad'Dib,
Por Frank Herbert con la voz de la princesa Irulan*

Quiero agradecer a mi familia que siempre me apoyó en mis estudios, a mi padre Daniel, a mi madre Paulina, a mi hermana Leonor, a mi abuela Elsa, a mi tío Jimmy, a mi tía Contanza; a mis queridos amigos que estuvieron ahí para escuchar mis quejas y alegrías aun cuando no entendiera de qué les hablaba; a mis compañeros que me acompañaron en la carrera; a mi profesor Dr. José R. Espinoza C., por esos “15 minutos” a la semana que se transformaban en una hora; a mis amigos y futuros colegas del LCDA “Lo mejor del laboratorio es que todos los integrantes van aprendiendo a la vez. Lo peor de que se dicen un montón de tonterías increíbles antes de aprender nada” y a todas las personas que estuvieron en mi vida universitaria, que he querido y tendré en el corazón toda la vida.

Agradecimientos

Se agradece el apoyo de los proyectos ANID / FONDAP / 1523A0006 y RP22I40002. Y al Estado de Chile por financiar la mayoría de mi carrera.

Sumario

Debido al aumento de las energías renovables en la red de medio voltaje (MV) y bajo voltaje (LV) y el aumento de cargas de alto consumo y altamente no lineales el estrés en el sistema de distribución de energía aumenta, causando problemas en la calidad del suministro tales como como sag, swell, aumento de armónicos y por consiguiente un aumento de pérdidas en el sistema. Los transformadores de baja frecuencia (LFT) si bien son robustos y altamente eficientes no tienen la capacidad de enfrentarse a tales condiciones de operación, lo que causa un mayor deterioro en los equipos, afectando en gran medida su vida útil. Sumado a esto, los LFT dejan a la red expuesta ante variaciones de voltaje y armónicos debido a su nula controlabilidad. Estas condiciones adversas han impulsado el estudio de topologías como el transformador de estado sólido (SST) el cual tiene una gran capacidad de controlabilidad, pero con la condición de tener altos niveles de pérdida energética. En esta memoria de título se estudia la capacidad de compensación de voltaje, reactivos y filtrado de armónicos de un transformador híbrido (HT) monofásico utilizando la topología shunt-series, desacopladores estáticos y lazos de control proporcional integral (PI) logrando compensar sag, swell, corregir factor de potencia (fp) y disminuir la distorsión armónica total (THD). Para validar la operación del sistema se incluyen resultados de simulación obtenidos en PLECS. Éstos corroboran la capacidad de esta topología de HT para compensar variaciones de voltaje de red de hasta un $\pm 20\%$, corrección de fp de hasta un 0.6 y reducir el THD a la mitad mediante un filtrado activo de los armónicos 3, 5, 7 y 9.

Summary

Due to the increase of renewable energies in the medium voltage (MV) and low voltage (LV) grid and the rise of high consumption and highly non-linear load, the stress on the power distribution system increases, causing problems in the quality of energy deliver such as sag, swell, harmonic increase and consequently an increase in system losses. Low frequency transformers (LFT), although robust and highly efficient, do not have the capacity to face such operation conditions, which causes greater deterioration in the equipment, significantly affecting its useful life. Added to this, LFTs leave the network exposed to voltage variations and harmonics due to their null controllability. These adverse conditions have driven the study of topologies such as the solid-state transformer (SST) which have a great capacity of controllability, but with the condition of having high levels of energy loss. In this thesis, the voltage and reactive compensation and harmonic filtering capacity of a monophasic hybrid transformer (HT) using the shunt-series topology with static decouplers and proportional integral (PI) control loops is studied, managing to compensate sag, swell, correct power factor (pf), and reduce total harmonic distortion (THD). To validate the system operation, simulation results obtained in PLECS are included, thus corroborating the capacity of this HT topology to compensate voltage variations of up to a $\pm 20\%$, pf correction of up to 0.6, and reduce THD by half through active filtering of the 3rd, 5th, 7th, and 9th harmonics.

Tabla de Contenidos

1.	INTRODUCCIÓN	1
1.1.	INTRODUCCIÓN GENERAL	1
1.2.	TRABAJOS PREVIOS	2
1.1.1	<i>Discusión</i>	7
1.3.	HIPÓTESIS DE TRABAJO	7
1.4.	OBJETIVOS	8
1.1.2	<i>Objetivo General</i>	8
1.1.3	<i>Objetivos Específicos</i>	8
1.5.	ALCANCES Y LIMITACIONES	8
1.6.	METODOLOGÍA	9
2.	ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR HÍBRIDO	10
2.1.	INTRODUCCIÓN	10
2.2.	CONFIGURACIÓN	10
2.3.	MODELACIÓN	13
1.1.4	<i>Ecuaciones de estado del transformador híbrido con modelo promedio</i>	13
1.1.5	<i>Ecuaciones de estado del transformador híbrido con modelo promedio en ejes SC</i>	14
2.4.	ANÁLISIS DE LA REGIÓN DE OPERACIÓN	15
1.1.6	<i>Restricciones en frecuencia fundamental</i>	15
1.1.7	<i>Restricciones en frecuencia armónica</i>	19
3.	ESTRATEGIA DE CONTROL	22
3.1.	INTRODUCCIÓN	22
3.2.	CONTROL DE HT EN FRECUENCIA FUNDAMENTAL	22
1.1.8	<i>Control P</i>	23
1.1.9	<i>Control I</i>	24
1.1.10	<i>Control PI</i>	26
3.3.	CONTROL DEL HT EN FRECUENCIA ARMÓNICA	27
4.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	32
4.1.	INTRODUCCIÓN	32
4.2.	OPERACIÓN ANTE SAG, SWELL Y VARIACIÓN DE CARGA	34
4.3.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	40
5.	CONCLUSIONES	42
5.1.	SUMARIO	42
5.2.	CONCLUSIONES	42
5.3.	TRABAJO FUTURO	43
	NOMENCLATURA	44
	ABREVIACIONES	45
	REFERENCIAS	46
A.	TRANSFORMACIÓN SC	1
B.	CÓDIGO MATLAB PARA OBTENER DESACOPLADORES	1

Lista de Tablas

Tabla 2.1 Parámetros del sistema	17
Tabla 2.2 Amplitud de la corriente no lineal en eje SJ	21
Tabla 3.1 Salidas deseadas en frecuencia fundamental.....	23
Tabla 3.2 Ganancias proporcionales	24
Tabla 3.3 Ganancias integrales.....	25
Tabla 3.4 Ganancias proporcionales e integrales	26
Tabla 3.5 Salidas deseadas en frecuencias armónicas.....	28
Tabla 3.6 Ganancias integrales.....	29
Tabla 4.1 comparación de THD con y sin TH en PCC	40

Lista de Figuras

Fig. 2.1 Esquema de un HT	11
Fig. 2.2 Esquemático de los transformadores. (a) Transformador 1. (b) Transformador 2	11
Fig. 2.3 Esquemático del convertidor.....	12
Fig. 2.4 Esquema de generación de pulsos SPWM.....	12
Fig. 2.5 Cambio de la carga RL a cambio de factor de potencia	18
Fig. 2.6 Grafico 3D de las restricciones 2.17 y 2.21	19
Fig. 2.7 Grafico 3D de las moduladoras m_1 y m_2 en 2 puntos de vista.....	19
Fig. 2.8 Esquema de una carga no lineal en paralelo a una carga RL	21
Fig. 2.9 Corriente no lineal emulada	21
Fig. 3.1 Lazo de control con desacoplador estático	22
Fig. 3.2 Grafico del error en el i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC	24
Fig. 3.3 Grafico del error en i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC	25
Fig. 3.4 Grafico del error en i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC	27
Fig. 3.5 Esquema de control del HT para frecuencia fundamental y armónico, con $n \in \{3, 5, 7, 9\}$ 28	
Fig. 3.6 Grafico del error en i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC, para frecuencia fundamental	29
Fig. 3.7 Gráfico del error en i) Componente S de la corriente entrante al transformador ii) Componente C de la corriente entrante al transformador iii) Componente S del voltaje en la carga iv) Componente C del voltaje en la carga. Para la 3 ^{ra} armónica.....	30
Fig. 3.8 Grafico del error en i) Componente S de la corriente entrante al transformador ii) Componente C de la corriente entrante al transformador iii) Componente S del voltaje en la carga iv) Componente C del voltaje en la carga. Para la 5 ^{ta} armónica.....	30
Fig. 3.9 Gráfico del error en i) Componente S de la corriente entrante al transformador ii) Componente C de la corriente entrante al transformador iii) Componente S del voltaje en la carga iv) Componente C del voltaje en la carga. Para la 7 ^{ma} armónica.....	31
Fig. 3.10 Gráfico del error en i) Componente S de la corriente entrante al transformador ii) Componente C de la corriente entrante al transformador iii) Componente S del voltaje en la carga iv) Componente C del voltaje en la carga. Para la 9 ^{na} armónica	31
Fig. 4.1 Diagrama de bloque generador de componentes SC desde eje rotatorio en PLECS	32
Fig. 4.2 Diagrama de bloque generador de componentes rotatorio desde SC en PLECS.....	33
Fig. 4.3 Diagrama de bloque de las salidas en frecuencia fundamental.....	33
Fig. 4.4 Diagrama de bloque de las salidas en frecuencia armónica.....	33
Fig. 4.5 Formas de onda de las salidas i) Voltaje de enlace DC ii) Ángulo de desfase en PCC iii) Ángulo de desfase entre y iv) Comparativa entre voltaje de red y voltaje de la carga ante ocurrencia de sag, swell y cambio de carga	35
Fig. 4.6 Voltaje en el PCC y la carga ante ocurrencia de sag, swell y cambio de carga.....	36
Fig. 4.7 Formas de onda de corriente en el PCC y la corriente en el secundario principal	37
Fig. 4.8 FFT de la corriente en el PCC y en el secundario principal [p.u].....	37
Fig. 4.9 Formas de onda de voltaje en la carga con lazo de armónicos (azul) y sin lazo de armónicos (rojo).....	38
Fig. 4.10 FFT del voltaje v_L con lazo de armónico (azul) y sin lazo de armónico (rojo) [p.u].....	38
Fig. 4.11 v_{pcc} y $20xip$ en condición de sag y cambio de carga del HT sin lazo armónico.....	39
Fig. 4.12 v_{pcc} y $20xip$ en condición de sag y cambio de carga del HT con lazo armónico.....	40

1. Introducción

1.1. Introducción general

En el panorama moderno de los sistemas de potencia, los transformadores desempeñan un papel fundamental en la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. Particularmente en los sistemas de distribución, éstos equipos son esenciales para adecuar los niveles de voltaje para su uso industrial, comercial y residencial. Sin embargo, las redes de distribución actuales se encuentran bajo una creciente presión debido a la integración cada vez mayor de fuentes de energía renovable y la proliferación de cargas no lineales, lo que genera condiciones de operación altamente variables que pueden comprometer la integridad de los transformadores y las líneas, afectando la calidad del servicio al usuario final. Las cargas variables, comunes a nivel domiciliario y ahora intensificadas por la carga de vehículos eléctricos, pueden producir perfiles de voltaje y corriente fuera de las bandas aceptables establecidas por los códigos de red [1]. Adicionalmente, cargas no lineales como los rectificadores de puente de diodos generan corrientes no sinusoidales que impactan la operación del transformador de distribución, potencialmente reduciendo su vida útil [2]. Los transformadores convencionales de baja frecuencia (LFT), al ser dispositivos puramente pasivos, tienen una capacidad limitada para hacer frente a estas condiciones dinámicas y exigentes, exponiendo la red a variaciones de voltaje y armónicos debido a su inherente falta de controlabilidad. En este contexto, han surgido tecnologías de transformadores más avanzadas, como los transformadores de estado sólido (SST), que ofrecen una gran capacidad de controlabilidad [3]. No obstante, los SST pueden presentar niveles más altos de pérdida energética [4], [5]. Como una alternativa prometedora para abordar varios problemas de calidad de energía, se han propuesto los transformadores híbridos (HT). Estos combinan un transformador convencional con convertidores de potencia electrónicos, integrando los beneficios de ambos para ofrecer una solución más flexible y controlable. Los HT pueden proporcionar funcionalidades cruciales como la regulación de voltaje, la compensación de potencia reactiva y el filtrado de armónicos, mejorando la calidad del suministro tanto para el usuario como para la red de distribución [6]. La presente memoria de título se enfoca en el estudio de un transformador híbrido de distribución, con el objetivo principal de garantizar un voltaje nominal en la carga y un factor de potencia unitario en el PCC, incluso bajo variaciones operativas y la presencia de armónicos. Para lograr esto, se analiza una estructura de HT con una topología shunt-series, empleando desacopladores estáticos y lazos de control proporcional-integral (PI) para compensar caídas e incrementos de voltaje, corregir el factor de potencia y filtrar armónicos así reduciendo la distorsión armónica total (THD).

1.2. Trabajos Previos

A continuación, se presentarán los trabajos previos más relevantes:

- ♣ Xu She and A. Huang, “Solid state transformer in the future smart electrical system,” 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/pesmg.2013.6672768>.

En este trabajo se presenta el transformador de estado sólido, sus aplicaciones para un sistema eléctrico inteligente. Se destaca que el transformador de estado sólido podría reemplazar a los transformadores tradicionales ofreciendo reducción de volumen, peso, posibilita la regulación de voltaje activa, compensación de reactivos. Demuestra su aplicabilidad para un sistema de generación eólica. Se enfatiza en la importancia de integrar múltiples funciones para justificar el costo, y propone su uso en micro redes.

- ♣ A. Carreno, M. Perez, C. Baier, A. Huang, S. Rajendran, and M. Malinowski, “Configurations, Power Topologies and Applications of Hybrid Distribution Transformers,” *Energies*, vol. 14, no. 5, pp. 1215–1215, Feb. 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/en14051215>.

En este trabajo se aborda la importancia de la calidad de la energía en los sistemas de distribución eléctrica. Se destaca que la calidad de la energía puede afectar en la operación y vida útil de los transformadores de distribución. Se presenta el transformador híbrido de distribución como una alternativa para compensar los problemas de la calidad de la energía, se presentan diferentes topologías con sus ventajas y desventajas.

- ♣ S. Bala, D. Das, E. Aeloiza, A. Maitra, and S. Rajagopalan, “Hybrid distribution transformer: Concept development and field demonstration,” Sep. 2012, doi: <https://doi.org/10.1109/ecce.2012.6342271>.

En este trabajo se muestra la evolución de las tecnologías de transformadores desde las primeras propuestas que carecían de aislamiento galvánico, pasando por los transformadores de estado sólido, hasta llegar a los transformadores híbridos, listado diferentes configuraciones nombrando sus aplicaciones, destacando la configuración 2, que ofrece la mayor cantidad de opciones para controlar. Se menciona estudios que avalan que mejorar la conservación de la regulación de voltaje puede traer

alto nivel de ahorro energético. Se muestran simulaciones y trabajo en laboratorio confirmando la capacidad de los transformadores híbridos como una solución viable en el ámbito técnico.

- ♣ Donghao Lv, J. Zhang, and Y. Dai, “Study on time and frequency-domain harmonic models of single-phase full bridge rectifiers,” Jun. 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/cyber.2015.7288112>.

En este trabajo se muestra un modelo matemático complejo del funcionamiento de un rectificador de puente completo monofásico, considerando el efecto de una fuente de alimentación más realista, que considera impedancia de red, n-armónicos, con n-desfases, mostrando el efecto que tienen tanto en la corriente de entrada al convertidor como al voltaje de salida de este. Se hace comparativa entre el modelo matemático obtenido, con una simulación usando Matlab obteniendo buenos resultados.

- ♣ L. Zheng et al., “Solid-State Transformer and Hybrid Transformer with Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1–1, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3144361>.

En este trabajo se muestra una comparativa entre los transformadores de estado sólido, transformadores híbridos y transformadores de baja frecuencia en donde se hace también un foco económico al respecto de qué tan conveniente en términos monetarios es utilizar esta tecnología en donde se hace foco de que los transformadores de estado sólido son 3.5 veces más caros que los transformadores de baja frecuencia, y los transformadores híbridos son 1.2 veces más caros, estos siguen siendo más económicos que utilizar arreglos con paneles fotovoltaicos y almacenamiento de energía mediante baterías. También se hace un análisis comparativo de la confiabilidad que estos equipos pueden tener, haciendo aún más interesante el estudio del transformador híbrido, pues puede llegar a tener una vida útil de hasta 20 años para luego *bypasear* permitiendo operar al transformador como un transformador de baja frecuencia convencional.

- ♣ A. Carreno, M. A. Perez, and M. Malinowski, “State-Feedback Control of a Hybrid Distribution Transformer for Power Quality Improvement of a Distribution Grid,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 2, pp. 1147–1157, Apr. 2023, doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2023.3262872>.

En este trabajo se logra compensar en medio ciclo perturbaciones como sag, swells, corregir factor de potencia y distorsión de voltaje utilizando otra topología de transformador híbrido trifásico y utilizando un controlador discreto LQR. Si bien los transformadores híbridos tienen una potencia en corto circuito menor que los transformadores de baja frecuencia el voltaje DC de enlace permite la integración de aplicaciones puramente DC, como paneles fotovoltaicos, almacenamiento de energía y micro redes DC.

- ♣ J. E. Huber and J. W. Kolar, “Applicability of Solid-State Transformers in Today’s and Future Distribution Grids,” IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 10, no. 1, pp. 317–326, Jan. 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2017.2738610>.

En este trabajo se sigue haciendo énfasis en que la incorporación de transformadores de estado sólido no son el mejor acercamiento debido a su baja eficiencia, poca robustez etc., también se menciona un transformador híbrido de la compañía GRIDCO que proporciona un control de voltaje de un $\pm 10\%$, un $\pm 10\%$ de compensación de reactivos manteniendo una eficiencia del 99%.

- ♣ S. Liu, Y. Li, J. Lin, L. Luo, J. Li, and X. Dai, “A Novel Transformer-integrated Power Flow Controller of Distribution Network with Hybrid Energy Storage System,” pp. 85–90, Oct. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/ichqp61174.2024.10768841>.

En este trabajo se estudia una topología de transformador que utiliza un sistema de almacenamiento de energía híbrido, el cual utiliza una combinación entre baterías y *supercapacitores*. La topología utilizada logra compensar desbalances de corriente producidos por cargas monofásicas, suprimir el componente de reactivos ante la red y logra disminuir un impacto de carga abrupto.

- ♣ C. Roy, D. Chatterjee, and T. Bhattacharya, “A Hybrid Shunt FACTS Topology for Unbalance Mitigation and Reactive Power support in Traction Load Systems,” 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE), pp. 1–6, Jan. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/pesgre52268.2022.9715817>.

En este trabajo se estudia una topología híbrida FACTS para corregir imbalances y corrección de factor de potencia, mediante la combinación un compensador estático de VAR (SVC) usando una configuración de reactores y capacitores conmutado por tiristores (TSR y TSC) en conjunto de un

STATCOM con el objetivo de reducir el escalado del STATCOM a 1/5. Se logró corregir desbalances producidos por una carga de tracción logrando un transiente de 3 ciclos. Este estudio hace mención a el coste de la energía haciendo mención que el SVC cuesta 18\$/kVA y un STATCOM 60\$/kVA lo cual hace que esta topología sea atractiva para reducir los costos.

- ♣ Y. Wang and T. Zhao, “A Hybrid Voltage Regulation Transformer Based on Interline Power Converters,” 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 404–409, Mar. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/apec43599.2022.9773686>.

En este trabajo se hace una combinación entre un HT en topología de compensador serie de voltaje con un regulador de voltaje a pasos convencional (SVR) (step voltage regulator). El equipo opera con tal de corregir cambios de voltaje en un rango de $\pm 10\%$ logrando compensar ante un cambio del tipo rampa de manera satisfactoria. Uno de los puntos de interés del trabajo fue la consideración del estudio de eficiencia del HT usando la topología convencional v/s la topología propuesta en el trabajo, en los cuales teóricamente se obtiene que la solución propuesta reduce las perdidas en gran medida cuando el equipo está más alejado del voltaje nominal, pero en el caso en el que el equipo este recibiendo voltaje nominal la solución de HT convencional es más eficiente. también se muestra un prototipo realizado, logrando compensar voltajes ante la carga de manera satisfactoria, en este prototipo no se realizó análisis de eficiencia.

- ♣ Y. Shi, X. Zhang, Y. Wu, W. Li, and L. Qi, “Application Expansion of DC Bias Suppression for Hybrid Transformers in Flexible AC Grid Regulation,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 12, pp. 15398–15402, Dec. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2024.3438836>.

En este trabajo se estudia la topología del HT shunt-series para la compensación de voltajes DC en la red usando VSI multinivel. Se logra simular el sistema con voltaje nominal de 10kV, con una perturbación de 4kV DC en donde se logra compensar el voltaje DC de la red en aproximadamente 300ms. también se crea un prototipo a escala, logrando obtener resultados similares a la simulación, corroborando la capacidad de compensar componente DC en la red a la salida del transformador.

- ♣ F. Prystupczuk, V. Rigoni, A. Keane, and T. O'Donnell, "System-Level Benefits Study of Hybrid Power Electronic Transformers in LV Distribution Grids," 2021 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), pp. 1–5, Jul. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/pesgm48719.2022.9916920>.

En este trabajo se hace un análisis de un HT trifásico en configuración shunt-series, con capacidad de compensación de reactivos y voltaje en comparación con un transformador de baja frecuencia, se realizó un estudio Monte Carlo con 100 simulaciones de 1 minuto en la cual se analizaron 11 valores porcentuales de incorporación de energía solar al lado de la carga. En este trabajo se hizo una comparativa de variación de voltaje en el lado de LV, eficiencia entre el HT y LFT, y sobrecarga del sistema. El estudio concluye que la inclusión del HT mejora significativamente la calidad del voltaje aun ante alta presencia de energía solar, sin embargo, la eficiencia del HT es 1.29 a 1.51 veces mayor que la eficiencia del LFT. En los casos de sobrecarga se concluye que la incorporación del HT a el sistema no reduce su ocurrencia y que son intrínsecos a los tipos de carga que se utilizaron.

- ♣ X. Zheng, Z. Sang, X. Dong, Q. Zou, and K. Yang, "Load Voltage Regulation Strategy for Hybrid Power Transformers considering Voltage Fluctuations in Power Grid," 2022 7th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE), pp. 2316–2320, Apr. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/acpee60788.2024.10532697>.

En este trabajo se realizaron lazos de control en un HT para la compensación de voltaje en el lado secundario del transformador en donde los esfuerzos del controlador están principalmente enfocados en el lado de la carga, desentendiéndose de los efectos que podría generar en el lado primario del transformador. Se logro mostrar que los lazos de control propuestos en el trabajo funcionan con una dinámica no mayor a los 100ms, realizando simulaciones usando el software PSCAD/EMTDC logrando mostrar que la topología tiene posibles aplicaciones en redes de distribución modernas de medio a bajo voltaje.

- ♣ F. Prystupczuk, V. Rigoni, A. Nouri, R. Ali, A. Keane, and T. O'Donnell, "Hybrid Power Electronic Transformer Model for System-Level Benefits Quantification in Energy Distribution Systems," Frontiers in Electronics, vol. 2, Sep. 2021, doi: <https://doi.org/10.3389/felec.2021.716448>.

En este trabajo se estudió un modelo de HT para la simulación de flujo de potencia en un sistema de distribución. Se enfoco en la comparativa de las capacidades de regulación de voltaje en

el lado secundario y la compensación de reactivos en el lado del primario del transformador. Se logró mostrar, a través de simulaciones usando OpenDSS, que la topología shunt-series modelada tiene posibles usos en las redes de distribución modernas de medio y bajo voltaje que enfrentan problemas debido a la creciente integración de recursos energéticos distribuidos. Las simulaciones realizadas mostraron la capacidad del HT para la regulación de voltaje y corrección de potencia. Se hizo una comparativa entre el HT, LFT y SST mostrando empíricamente el beneficio de incorporar un HT a una red de distribución ya que puede compensar de manera muy similar que un SST, pero manteniendo las pérdidas energéticas en valores muy cercanos al LFT lo cual lo puede hacer una opción viable económicamente.

1.1.1 Discusión

Los trabajos analizados presentan la problemática de mantener los LFT como el principal medio de distribución de energía ante la gran penetración de sistemas energéticos distribuidos, mostrando la necesidad de utilizar diversos equipos como SST, STATCOM, HT, etc., para lograr compensar tantas variaciones de voltaje, corrección de reactivos y armónicos. Una de las soluciones es la integración de los HT en la red de MV-LV, en específico la topología shunt-series promete ser capaz de compensar las perturbaciones antes mencionadas. Si bien hay varios trabajos que abordan el uso de esta topología no se pudo encontrar información del modelado de éste y los estudios de control están principalmente enfocados a utilizarlo para compensación de voltaje y reactivos dejando una oportunidad de controlabilidad para la compensación y/o eliminación de armónicos. Es por esto que en este trabajo se centrará en el estudio de un modelo matemático que permita simular el comportamiento del equipo y mostrar las capacidades del HT shunt-series monofásico tanto como compensador de voltaje y reactivos, como de filtro de armónicos.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Es posible modelar y controlar el HT monofásico exigiendo que, durante su operación, éste compense reactivos ante variaciones de carga, variaciones de voltaje de red y filtre armónicos de la carga. Específicamente, se mostrará que, ante variaciones de carga y voltaje de red, el sistema logra ejercer un control que asegure un factor de potencia unitario en el PCC, mantenga un voltaje nominal en la carga y reduzca el THD tanto en el PCC como en el voltaje de carga.

1.4. Objetivos

1.1.2 Objetivo General

La presente Memoria de Título se enfoca en el estudio de un transformador híbrido de distribución, con el objetivo principal de garantizar:

- Un voltaje nominal en la carga ante perturbaciones de la red y cargas no lineales.
- Un factor de potencia unitario en el PCC, incluso bajo variaciones operativas.

1.1.3 Objetivos Específicos

Para ello, se desarrolla un modelo matemático del sistema que permite diseñar estrategias de control para mantener estas condiciones deseadas. Los objetivos específicos de este tema son:

- Desarrollar un modelo matemático del HT.
- Obtener las restricciones para garantizar voltaje nominal de carga y factor de potencia unitario en el PCC.
- Obtener región de operación del HT.
- Obtener leyes de control que permitan garantizar voltaje nominal de carga y factor de potencia unitario en PCC en frecuencia fundamental.
- Obtener una ley de control que permita reducir el THD percibido por la carga y en el PCC mediante el filtrado activo de los armónicos 3, 5, 7 y 9.

1.5. Alcances y Limitaciones

- En la presente memoria de título se trabaja con la estructura de HT en configuración shunt-series monofásico que se compone por un LFT con devanado secundario auxiliar, 2 VSI, empleando cada uno de ellos 4 IGBT's con diodos en antiparalelo. Los VSI se encuentran unidos en sus lados DC a través de un enlace de voltaje. Los convertidores serán denominados en adelante como VSI 1 y 2.
- El VSI 1 está unido al transformador a través del devanado auxiliar.
- El VSI 2 está conectado directamente a uno de los terminales de la carga.
- Los IGBT's a emplear son considerados ideales.
- Se considerará un sistema de alimentación puramente sinusoidal monofásico de 50 [Vrms].
- La carga empleada se modela como una componente lineal RL con valores fijos y una

componente no lineal compuesta de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo y carga resistiva.

- Las entradas del sistema son las 2 moduladoras de los VSI en sus componentes SC.
- Las salidas a controlar en frecuencia fundamental son: el voltaje de enlace DC; el factor de potencia en el PCC; el valor RMS del voltaje de carga; y el desfase que genera el voltaje de la carga.
- Las salidas a controlar en frecuencia armónica son: la corriente que entra al transformador y el voltaje de carga.

1.6. Metodología

A continuación, se describen las diferentes etapas para obtener los resultados teóricos y de simulación con los que se pretende dar cumplimiento a los objetivos propuestos.

- Revisión bibliográfica
- Estudio y análisis de la topología del HT shunt-series, encontrando sus modelos dinámicos y estáticos.
- Estudio de la región de operación del HT.
- Estudio de la técnica de control a aplicar.
- Simulación en PLECS.

Verificación del control en lazo cerrado de las salidas.

2. Análisis del Transformador Híbrido

2.1. Introducción

La topología shunt-series del HT permite la corrección de factor de potencia, filtrado de armónicos, control de *flicker*, regulación de voltaje y cambio de fase, teniendo esto como precedente este trabajo realiza un estudio sobre las capacidades de corrección de factor de potencia, filtrado de armónicos y regulación de voltaje.

En el presente capítulo se da a conocer la estructura operacional del HT, detallando su composición y la funcionalidad que ofrece el emplear este equipo, corroborando esta descripción mediante un buen modelo matemático al que se le aplica la transformación SC, un equivalente a la transformación $dq0$ para circuitos monofásicos. Luego se definen las restricciones que han de imponerse para lograr que las salidas logren los valores deseados culminando con la obtención de la región de operación del equipo en frecuencia fundamental y modelado del equivalente a carga no lineal.

2.2. Configuración

En la figura 2.1 se muestra el esquema del HT monofásico en configuración shunt-series, en la cual se representa la red como una fuente de voltaje ideal con una impedancia en serie (R_i y L_i). En paralelo a la red hay una carga (R_e y L_e) que emula la presencia de otros dispositivos conectados a la misma red a la cual se conecta el HT. También se considera la impedancia en el PCC (R_p y L_p), se añade a la topología un capacitor (C_p) en paralelo al primario del transformador híbrido con el fin de poder tener el voltaje del primario del transformador como variable de estado.

Como se muestra en la figura 2.1, el equipo consta de una combinación de un transformador con un primario y 2 secundarios, y de 2 VSI en configuración back-to-back el cual opera como un compensador y filtro activo.

El lado rectificador se emplea principalmente para corregir el factor de potencia en el PCC. En cambio, el inversor se emplea principalmente para asegurar el voltaje nominal que percibe la carga.

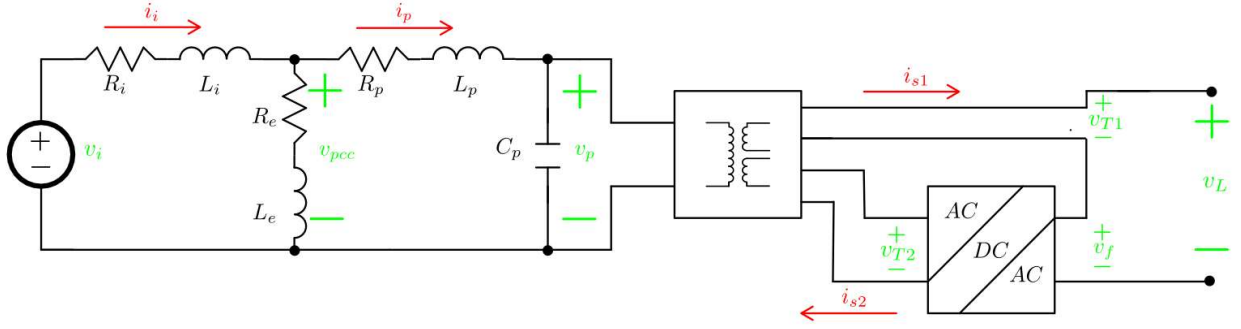


Fig. 2.1 Esquema de un HT

El enlace de voltaje DC que une ambos convertidores aporta un camino para el flujo de potencia, sirviendo como fuente de energía para compensar las perturbaciones que ve el sistema.

El objetivo de operación del HT para un usuario debe ser aislar una carga crítica de posibles deterioros en la calidad de suministro y tomar una corriente con un factor de potencia unitario. Mientras para un distribuidor, el objetivo estará centrado en asegurar la calidad de suministro en el PCC.

En trabajos anteriores el transformador se consideró como un transformador con 2 devanados en el secundario, pero, para este trabajo se opta por modelar el transformador como 2 transformadores con ambos primarios en paralelo al capacitor C_p .

El transformador “1” se diseña para tener una razón de vueltas 1:1 con el fin de que el equipo funcione como un transformador convencional en el caso de que el convertidor falle. En cambio, el transformador “2” se diseña para tener una razón de vueltas 2:1.

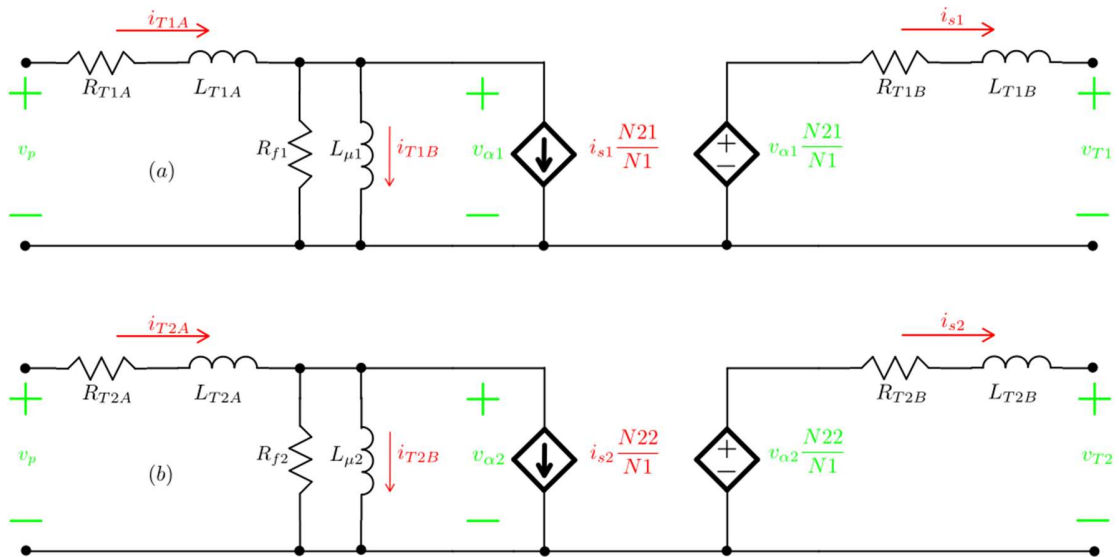


Fig. 2.2 Esquemático de los transformadores. (a) Transformador 1. (b) Transformador 2

En la figura 2.2 se muestran los modelos de los transformadores, se decide trabajar con el modelo de transformador lineal, con el fin de considerar algunas de las pérdidas que presentan los transformadores reales. Los valores de los parámetros de ambos transformadores fueron obtenidos mediante pruebas empíricas en laboratorio de 2 transformadores con razón de vueltas antes mencionados

En la figura 2.3 se muestra el esquema del convertidor, que consta de una impedancia de entrada (R_s y L_s) de un VSI 1, que funciona como rectificador, un capacitor (C_{dc}) que cumple la función de filtro pasa bajo, también se le agrega una resistencia en paralelo (R_{dc}) para emular las pérdidas en el capacitor. Seguido de esto tenemos un VSI 2, que funciona como inversor, se le añade un filtro pasa bajos de segundo orden para filtrar tanto la corriente como el voltaje de salida, con el objetivo de reducir los armónicos de conmutación que percibirá la carga.

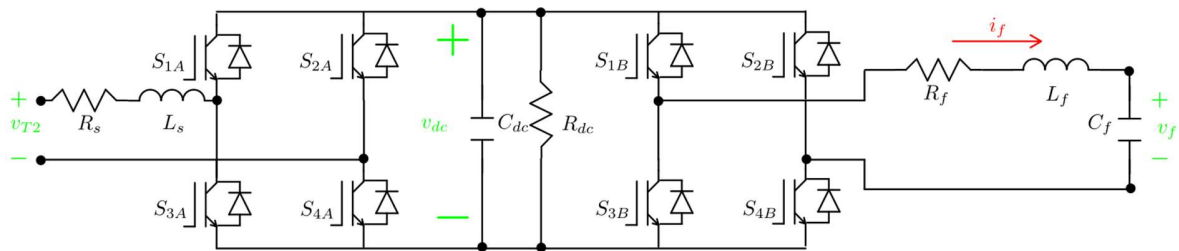


Fig. 2.3 Esquemático del convertidor

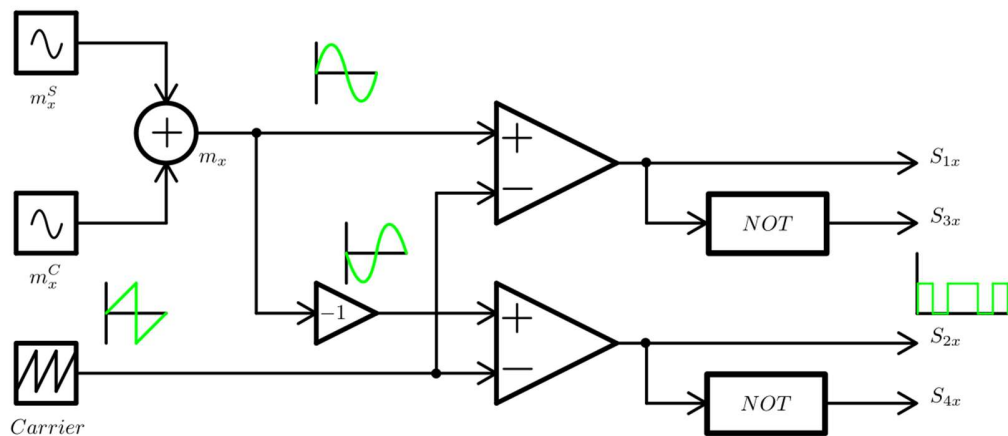


Fig. 2.4 Esquema de generación de pulsos SPWM

En la figura 2.4 se muestra el esquema de la generación de pulsos con el método SPWM unipolar. Consta de 2 señales en ejes SC que se suman para generar una moduladora sinusoidal de magnitud máxima 1, luego esta señal es comparada con un Carrier que conmuta a 2 [kHz] con forma

de onda del tipo diente de sierra con rango $[-1, 1]$ gracias a esta comparación es posible obtener los pulsos PWM necesarios para operar los VSI. Este esquema es equivalente para los dos VSI.

2.3. Modelación

El modelo del HT será abordado obviando la existencia de la segunda armónica presente en el voltaje de enlace DC, puesto que simplifica el modelado del sistema y no genera demasiada discordancia con el sistema real si es que se escoge un capacitor de enlace lo suficientemente grande.

1.1.4 Ecuaciones de estado del transformador híbrido con modelo promedio

El modelo que se utiliza para los VSI es el modelo promedio, en donde las ecuaciones 2.1-2 de ligazón son las siguientes:

$$v_{ac} = v_{dc}m_x, \quad (2.1)$$

$$i_{dc} = i_{ac}m_x. \quad (2.2)$$

Usando las leyes de voltaje y corriente Kirchhoff, se obtienen las ecuaciones que rigen el sistema, luego, con un poco de trabajo algebraico se dejan las ecuaciones (2.3)-(2.14) en función de la derivada, el aporte temporal se obvia para mejorar la lectura.

$$\frac{di_i}{dt} = -\frac{v_p L_e - v_i(L_e + L_p) + i_i(L_e R_i + L_p R_e + L_p R_i) + i_p(L_e R_p - L_p R_e)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p}, \quad (2.3)$$

$$\frac{di_p}{dt} = -\frac{v_p(L_e + L_p) - v_i L_e + i_i(L_i R_e - L_e R_i) + i_p(L_i R_e + L_e R_p + L_i R_p)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p}, \quad (2.4)$$

$$\frac{dv_p}{dt} = \frac{i_p - i_{T1A} - i_{T2A}}{C_p}, \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{T1A}}{dt} = \frac{v_p - R_{T1A}i_{T1A} - R_{f1}\left(i_{T1A} - i_{T1B} - i_{s1}\frac{N21}{N1}\right)}{L_{T1A}}, \quad (2.6)$$

$$\frac{di_{T2A}}{dt} = \frac{v_p - R_{T2A}i_{T2A} - R_{f2}\left(i_{T2A} - i_{T2B} - i_{s2}\frac{N22}{N1}\right)}{L_{T2A}}, \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{T1B}}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A} - i_{T1B} - i_{s1}\frac{N21}{N1}\right)}{L_{\mu1}}, \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{T2B}}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A} - i_{T2B} - i_{s2}\frac{N22}{N1}\right)}{L_{\mu2}}, \quad (2.9)$$

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A} - i_{T1B} - i_{s1}\frac{N21}{N1}\right)\frac{N21}{N1} - i_{s1}R_{eq1} + v_f - R_L i_{nl} - L_L \frac{di_{nl}}{dt}}{L_{eq1}}, \quad (2.10)$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A} - i_{T2B} - i_{s2}\frac{N22}{N1}\right)\frac{N22}{N1} - i_{s2}R_{eq2} - v_{dc}m_1}{L_{eq1}}, \quad (2.11)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{s2}m_1 - i_fm_2}{C_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C_{dc}R_{dc}}, \quad (2.12)$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_{dc}m_2 - i_fR_f - v_f}{L_f}, \quad (2.13)$$

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{i_f - i_{s1}}{C_f}. \quad (2.14)$$

1.1.5 Ecuaciones de estado del transformador híbrido con modelo promedio en ejes SC

Debido a la naturaleza oscilante de las variables de estado, no se puede resolver el sistema de ecuaciones de manera convencional forzando las derivadas a 0, pues no se garantiza que sean todas 0 al mismo tiempo, es por esto que se formalizó la transformada SC en el anexo A, la cual es un equivalente a transformada dq0 para sistemas monofásicos, así pudiendo facilitar la obtención de los puntos de equilibrio del sistema, pero con la condición de duplicar todas las ecuaciones que tengan una variable oscilante.

Las ecuaciones (2.15)-(2.37) son las ecuaciones que dominan la operación del HT en ejes SC:

$$\frac{di_i^s}{dt} = -\frac{v_p^s L_e - v_i^s (L_e + L_p) + i_i^s (L_e R_i + L_p R_e + L_p R_i) + i_p^s (L_e R_p - L_p R_e)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_i^c \omega, \quad (2.15)$$

$$\frac{di_i^c}{dt} = -\frac{v_p^c L_e - v_i^c (L_e + L_p) + i_i^c (L_e R_i + L_p R_e + L_p R_i) + i_p^c (L_e R_p - L_p R_e)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_i^s \omega, \quad (2.16)$$

$$\frac{di_p^s}{dt} = -\frac{v_p^s (L_e + L_p) - v_i^s L_e + i_i^s (L_i R_e - L_e R_i) + i_p^s (L_i R_e + L_e R_p + L_i R_p)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} + i_p^c \omega, \quad (2.17)$$

$$\frac{di_p^c}{dt} = -\frac{v_p^c (L_e + L_p) - v_i^c L_e + i_i^c (L_i R_e - L_e R_i) + i_p^c (L_i R_e + L_e R_p + L_i R_p)}{L_e L_i + L_e L_p + L_i L_p} - i_p^s \omega, \quad (2.18)$$

$$\frac{dv_p^s}{dt} = \frac{i_p^s - i_{T1A}^s - i_{T2A}^s}{C_p} + v_p^c \omega, \quad (2.19)$$

$$\frac{dv_p^c}{dt} = \frac{i_p^c - i_{T1A}^c - i_{T2A}^c}{C_p} - v_p^s \omega, \quad (2.20)$$

$$\frac{di_{T1A}^s}{dt} = \frac{v_p^s - R_{T1A} i_{T1A}^s - R_{f1} \left(i_{T1A}^s - i_{T1B}^s - i_{s1}^s \frac{N21}{N1} \right)}{L_{T1A}} + i_{T1A}^c \omega, \quad (2.21)$$

$$\frac{di_{T1A}^c}{dt} = \frac{v_p^c - R_{T1A} i_{T1A}^c - R_{f1} \left(i_{T1A}^c - i_{T1B}^c - i_{s1}^c \frac{N21}{N1} \right)}{L_{T1A}} - i_{T1A}^s \omega, \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{T2A}^s}{dt} = \frac{v_p^s - R_{T2A} i_{T2A}^s - R_{f2} \left(i_{T2A}^s - i_{T2B}^s - i_{s2}^s \frac{N22}{N1} \right)}{L_{T2A}} + i_{T2A}^c \omega, \quad (2.23)$$

$$\frac{di_{T2A}^c}{dt} = \frac{v_p^c - R_{T2A}i_{T2A}^c - R_{f2}\left(i_{T2A}^c - i_{T2B}^c - i_{s2}^c \frac{N22}{N1}\right)}{L_{T2A}} - i_{T2A}^s \omega, \quad (2.24)$$

$$\frac{di_{T1B}^s}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A}^s - i_{T1B}^s - i_{s1}^s \frac{N21}{N1}\right)}{L_{\mu1}} + i_{T1B}^c \omega, \quad (2.25)$$

$$\frac{di_{T1B}^c}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A}^c - i_{T1B}^c - i_{s1}^c \frac{N21}{N1}\right)}{L_{\mu1}} - i_{T1B}^s \omega, \quad (2.26)$$

$$\frac{di_{T2B}^s}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A}^s - i_{T2B}^s - i_{s2}^s \frac{N22}{N1}\right)}{L_{\mu2}} + i_{T2B}^c \omega, \quad (2.27)$$

$$\frac{di_{T2B}^c}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A}^c - i_{T2B}^c - i_{s2}^c \frac{N22}{N1}\right)}{L_{\mu2}} - i_{T2B}^s \omega, \quad (2.28)$$

$$\frac{di_{s1}^s}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A}^s - i_{T1B}^s - i_{s1}^s \frac{N21}{N1}\right) \frac{N21}{N1} - i_{s1}^s R_{eq1} + v_f^s - R_L i_{nl}^s + L_L \omega i_{nl}^c}{L_{eq1}} + i_{s1}^c \omega, \quad (2.29)$$

$$\frac{di_{s1}^c}{dt} = \frac{R_{f1}\left(i_{T1A}^c - i_{T1B}^c - i_{s1}^c \frac{N21}{N1}\right) \frac{N21}{N1} - i_{s1}^c R_{eq1} + v_f^c - R_L i_{nl}^c - L_L \omega i_{nl}^s}{L_{eq1}} - i_{s1}^s \omega, \quad (2.30)$$

$$\frac{di_{s2}^s}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A}^s - i_{T2B}^s - i_{s2}^s \frac{N22}{N1}\right) \frac{N22}{N1} - i_{s2}^s R_{eq2} - v_{dc} m_1^s}{L_{eq1}} + i_{s2}^c \omega, \quad (2.31)$$

$$\frac{di_{s2}^c}{dt} = \frac{R_{f2}\left(i_{T2A}^c - i_{T2B}^c - i_{s2}^c \frac{N22}{N1}\right) \frac{N22}{N1} - i_{s2}^c R_{eq2} - v_{dc} m_1^c}{L_{eq1}} - i_{s2}^s \omega, \quad (2.32)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{s2}^s m_1^s + i_{s2}^c m_1^c - i_f^s m_2^s - i_f^c m_s^c}{C_{dc}} - \frac{v_{dc}}{C_{dc} R_{dc}}, \quad (2.33)$$

$$\frac{di_f^s}{dt} = \frac{v_{dc} m_2^s - i_f^s R_f - v_f^s}{L_f} + i_f^c \omega, \quad (2.34)$$

$$\frac{di_f^c}{dt} = \frac{v_{dc} m_2^c - i_f^c R_f - v_f^c}{L_f} - i_f^s \omega, \quad (2.35)$$

$$\frac{dv_f^s}{dt} = \frac{i_f^s - i_{s1}^s}{C_f} + v_f^c \omega, \quad (2.36)$$

$$\frac{dv_f^c}{dt} = \frac{i_f^c - i_{s1}^c}{C_f} - v_f^s \omega. \quad (2.37)$$

2.4. Análisis de la región de operación

1.1.6 Restricciones en frecuencia fundamental

Para hallar la región de operación del sistema, es necesario encontrar cuáles son las restricciones que se le quiere aplicar al sistema y qué variables queremos modificar. En este trabajo se consideran

las siguientes 4 restricciones a aplicar al sistema, son 4 puesto que existen 23 ecuaciones de estado, pero en estas hay 27 incógnitas pues se suman las 4 entradas. Las restricciones que se fijan son: que el desfase entre la corriente i_p y el voltaje v_{pcc} sea cero ($\Phi_{pcc} = 0$); que el desfase entre v_f y v_{T1} sea cero ($\Phi_L = 0$); que el voltaje que perciba la carga v_L sea el voltaje nominal de la red v_i ($v_L = \sqrt{2} 50$); y que v_{dc} sea mayor a v_{T2} para una condición de *swell*.

La primera restricción nos asegura que el factor de potencia de corrimiento en el PCC sea unitario. En (2.40) se muestra la relación que se debe cumplir, mientras que la ecuación (2.38)-(2.39) sirven de simplificación de términos.

$$v_{pcc}^s = -L_p \omega i_p^c + R_p i_p^s + v_p^s, \quad (2.38)$$

$$v_{pcc}^c = L_p \omega i_p^s + R_p i_p^c + v_p^c, \quad (2.39)$$

$$\arctan\left(\frac{i_p^s}{i_p^c}\right) - \arctan\left(\frac{v_{pcc}^s}{v_{pcc}^c}\right) = 0. \quad (2.40)$$

La segunda restricción comparte principio con la primera, y nos sirve para aprovechar al máximo el voltaje que entrega el inversor. En la ecuación (2.43) se muestra la relación que se debe cumplir, mientras que las ecuaciones (2.41)-(2.42) sirven de simplificación de términos.

$$v_{T1}^s = -\frac{N21}{N1} \omega L_{\mu1} i_{T1B}^c - R_{T1B} i_{s1}^s + L_{T1B} \omega i_{s1}^c, \quad (2.41)$$

$$v_{T1}^c = \frac{N21}{N1} \omega L_{\mu1} i_{T1B}^s - R_{T1B} i_{s1}^c - L_{T1B} \omega i_{s1}^s, \quad (2.42)$$

$$\arctan\left(\frac{v_f^c}{v_f^s}\right) - \arctan\left(\frac{v_{T1}^c}{v_{T1}^s}\right) = 0. \quad (2.43)$$

La tercera restricción asegura que el voltaje que percibe la carga es el voltaje de red nominal, este se obtiene haciendo que el módulo de la suma entre el voltaje v_f y v_{T1} sea igual al voltaje de red nominal v_i . En la ecuación (2.44) se muestra la relación que se debe cumplir.

$$\sqrt{(v_f^s + v_{T1}^s)^2 + (v_f^c + v_{T1}^c)^2} = 50\sqrt{2}. \quad (2.44)$$

La última restricción es vital, debido a que si el voltaje v_{dc} es menor a el voltaje v_{T2} los semiconductores del VSI no van a permitir el paso de corriente.

Para obtener la última restricción se opta por resolver el sistema de ecuaciones buscando el valor

de v_{dc} tal que se cumpla dos restricciones más, la primera es que se esté produciendo un sobre voltaje en la red de un 20% y forzar que el VSI 1, que opera como rectificador, tenga su moduladora al máximo, es decir, $m_1 = 1$. Luego de resolver el sistema de ecuaciones obtenemos que el voltaje v_{dc} es:

$$v_{dc} = 40.17 \dots \rightarrow 43. \quad (2.45)$$

En la igualdad (2.45) se aumenta a 3 volts para dar holgura al sistema.

Tabla 2.1 Parámetros del sistema

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
v_i^s	$50\sqrt{2}[V]$	v_i^c	$0[V]$	L_i	$1[mH]$	R_i	$0.5[\Omega]$
ω	$2\pi 50[rad/s]$	R_e	$30[\Omega]$	L_e	$0.056[H]$	R_p	$0.5[\Omega]$
L_p	$1[mH]$	C_p	$50[\mu F]$	R_{T1A}	$0.323[\Omega]$	L_{T1A}	$54.1[\mu H]$
R_{f1}	$153.4[\Omega]$	$L_{\mu 1}$	$0.52[H]$	R_{T1B}	$0.323[\Omega]$	L_{T1B}	$54.1[\mu H]$
R_{T2A}	$3.77[\Omega]$	L_{T2A}	$982.7[\mu H]$	R_{f2}	$4.314[k\Omega]$	$L_{\mu 2}$	$22.59[H]$
R_{T2B}	$1.89[\Omega]$	L_{T2B}	$491.3[\mu H]$	$N1$	100	$N21$	100
$N22$	50	R_s	$0.5[\Omega]$	L_s	$1.3[mF]$	C_{dc}	$5[mF]$
R_{dc}	$110[k\Omega]$	R_f	$0.5[\Omega]$	L_f	$1.3[mF]$	C_f	$50[\mu F]$
R_L	$200[\Omega]$	L_L	$0.3[H]$	R_{eq1}	$R_L + R_{T1B}$	L_{eq1}	$L_L + L_{T1B}$
R_{eq2}	$R_s + R_{T2B}$	L_{eq2}	$L_s + L_{T2B}$	P	$10[W]$		

Usando los parámetros de la tabla 2.1 las ecuaciones en SC y las 4 restricciones se puede obtener la región de operación. Para obtener esta región de operación se variaron 2 factores: la magnitud del voltaje v_{is} que se varió en un factor “a” que varía entre [0.7, 1.2] y el fp de la carga (R_L y L_L) que se varió entre [0.6, 0.95].

Para cambiar la magnitud del voltaje v_i^s se hizo la siguiente igualdad (2.46).

$$v_i^s = a \cdot 50\sqrt{2}, \quad (2.46)$$

y, para cambiar el valor de la carga se llega a las siguientes relaciones (2.47)-(2.48).

$$R_L = \Re \left(\frac{50^2 fp \angle \arccos(fp)}{P} \right), \quad (2.47)$$

$$L_L = \frac{\Im \left(\frac{50^2 fp \angle \arccos(fp)}{P} \right)}{\omega}. \quad (2.48)$$

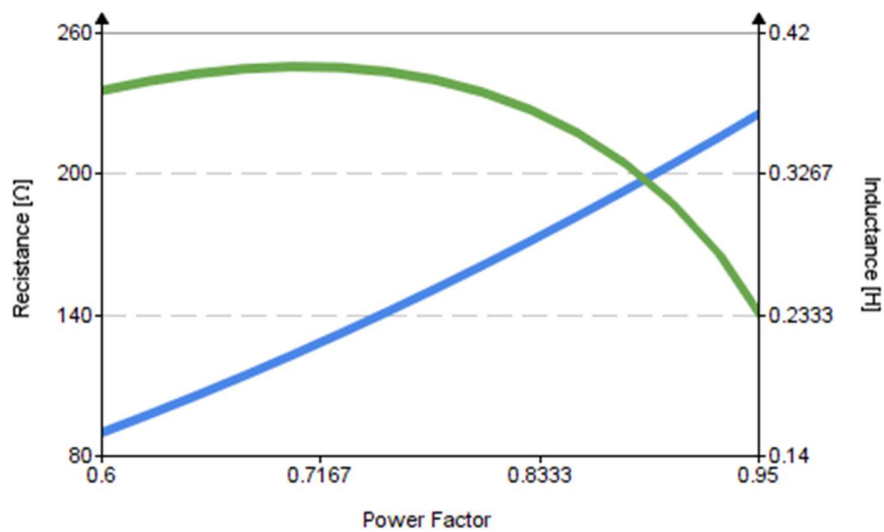


Fig. 2.5 Cambio de la carga **RL** a cambio de factor de potencia

En la figura 2.5 se puede observar cómo cambia los valores de Resistencia (azul) e inductancia (verde) de a carga a medida que su factor de potencia varía entre 0.6 a 0.95 manteniendo una potencia activa constante de 10[W].

En la figura 2.6 se puede apreciar que el equipo es capaz de mantener las restricciones de desfase 0 en el punto de conexión y voltaje en la salida igual al voltaje nominal de red para *sag*, *swell* y cambios de factor de potencia en la carga.

En la figura 2.7 se puede apreciar el cambio del módulo de las moduladoras (M) m_1 y m_2 , notar que la moduladora m_2 no es 0 cuando el voltaje de red es nominal, esto es debido a que se presentan pérdidas en el transformador, por lo que el inversor tiene que entregar un poco de voltaje para corregir el voltaje ante la carga.

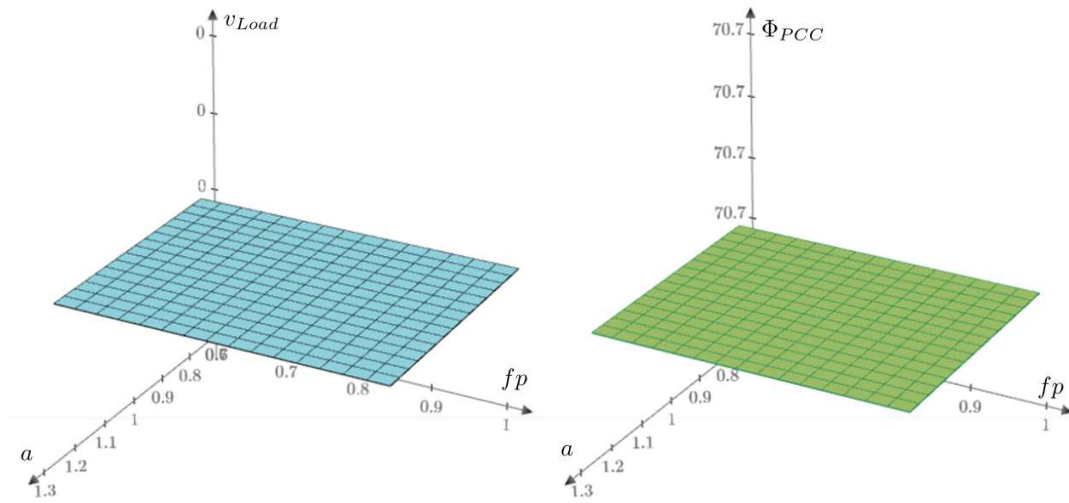


Fig. 2.6 Grafico 3D de las restricciones 2.17 y 2.21

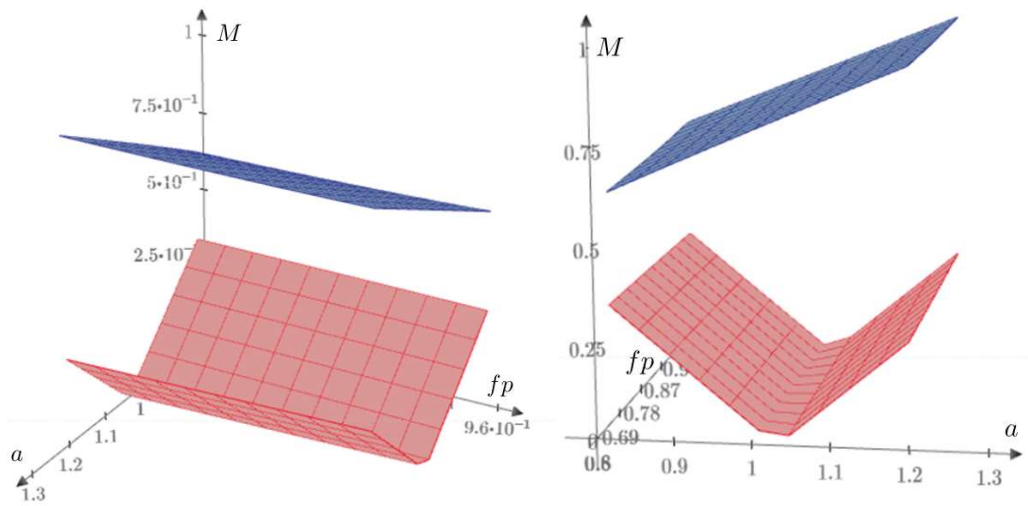


Fig. 2.7 Grafico 3D de las moduladoras m_1 y m_2 en 2 puntos de vista

1.1.7 Restricciones en frecuencia armónica

Una de las ventajas trabajar con la transformada SC es el pequeño escalón que hay que dar para trabajar con las componentes armónicas, esto es debido a que todas las ecuaciones de estado quedan en función de ω . Entonces, se puede trabajar cada frecuencia de manera independiente, obteniendo las moduladoras necesarias para cada caso.

Una de las condiciones que se establecen desde el principio es que se está trabajando con una red ideal, es decir, que nos entrega un voltaje puramente sinusoidal, es por esto por lo que, al estudiar

el efecto armónico se asume que su aporte es cero, por lo tanto, las únicas fuentes de energía para efecto de la dimensión de los armónicos son la misma carga no lineal y el voltaje DC entre los VSI. Teniendo esto en consideración se llegó a las siguientes restricciones que hay que aplicarle al sistema para lograr eliminar el contenido armónico en el PCC y en v_L .

$$i_{T1A} + i_{T2A} = 0, \quad (2.49)$$

$$v_f + v_{T1} = 0. \quad (2.50)$$

Sabiendo que la red proporciona un voltaje sinusoidal libre de armónico, se le imponen al HT las restricciones (2.49)-(2.50), estas permiten al HT la capacidad de filtro activo, la primera opera ante el PCC logrando aislarlo de las corrientes armónicas y la segunda restricción opera ante la carga, eliminando las componentes armónicas en v_L .

Al trabajar el sistema en frecuencias armónicas trabajaremos con el mismo conjunto de ecuaciones de estado, pero no se trabajará con la (2.33) puesto que se asume constante el valor del voltaje DC. Es por esto por lo que habrá 22 ecuaciones de estado, pero 26 variables, por lo cual, igual que en el caso de frecuencia fundamental se añadirá 4 restricciones al sistema. Como se explicó en el párrafo anterior hay 2 restricciones, al aplicar la transformación SC es posible expandirlas en 4 ecuaciones.

Considerando que cada variable es un vector en ejes SC podemos separar las 2 restricciones en sus componentes S y C, haciendo que la suma de los componentes S o C sea igual a 0. Las ecuaciones (2.51)-(2.54) expresan lo antes dicho.:

$$i_T^S = i_{T1A}^S + i_{T2A}^S = 0, \quad (2.51)$$

$$i_T^C = i_{T1A}^C + i_{T2A}^C = 0, \quad (2.52)$$

$$v_L^S = v_f^S + v_{T1}^S = 0, \quad (2.53)$$

$$v_L^C = v_f^C + v_{T1}^C = 0. \quad (2.54)$$

Como se explica al principio de esta subsección, gracias a que las ecuaciones quedan en función de ω estas 4 restricciones funcionan para cualquier armónico.

En específico en este trabajo se considera como carga no lineal un puente rectificador basado en diodos ideales, con un capacitor $C_{nl} = 50\mu[F]$ y una resistencia $R_{nl} = 1k[\Omega]$ conectado en paralelo a la carga RL tal como se muestra en la figura 2.8. El modelado de esta será mediante medir su FFT, obteniendo así la amplitud y fase de cada armónico para luego transformarlo en ejes SC. Para acotar el trabajo se trabajará con las armónicas 3, 5, 7 y 9.

La tabla 2.2 muestra los valores medidos de la corriente armónicas que genera la carga no lineal en componente SC, esto se obtuvo mediante la FFT de la señal.

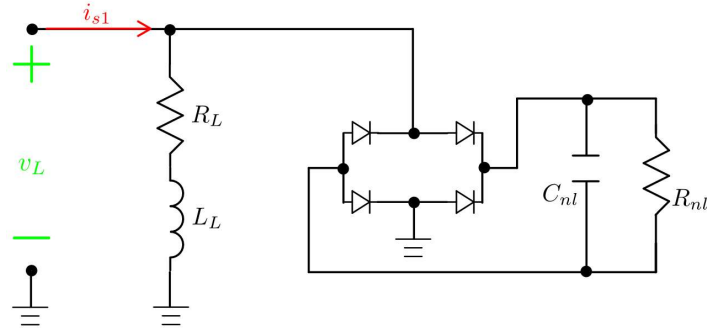


Fig. 2.8 Esquema de una carga no lineal en paralelo a una carga RL

Tabla 2.2 Amplitud de la corriente no lineal en eje SJ

Orden	S	C
3	-58.344 [mA]	107.618 [mA]
5	74.077 [mA]	-68.8 [mA]
7	-67.307 [mA]	31.308 [mA]
9	46.036 [mA]	-7.134 [mA]
11	-22.763 [mA]	-540.017 [μA]

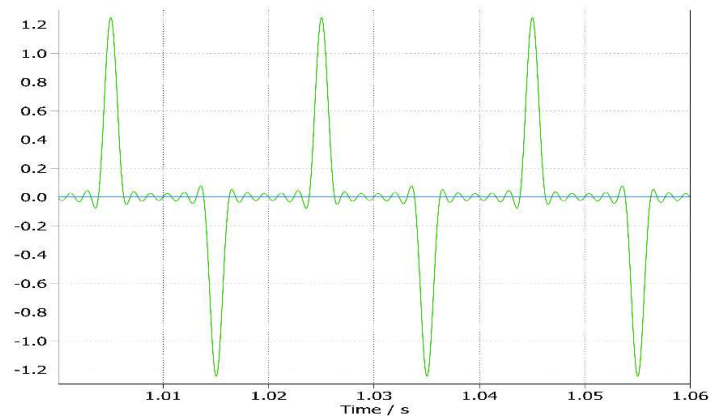


Fig. 2.9 Corriente no lineal emulada

Con estos valores e incluyendo la fundamental que se muestra en la tabla 2.1, se puede reconstruir de manera aproximada la forma de onda de la corriente de entrada al puente de diodos. En la figura 2.9 se muestra la forma de onda resultante.

El objetivo de obtener los valores de esta manera es poder emular la carga no lineal como una fuente de corriente independiente para efecto de simplificar el modelado, manteniendo la separación de los diferentes valores de ω para un punto de operación en específico.

3. Estrategia de Control

3.1. Introducción

Como se ha mencionado en el presente trabajo, los requerimientos para el control del HT estan orientados a mantener el sistema en SS con las referencias fijas ante variaciones en la carga y en el voltaje de red. Para cumplir con ello, la información entregada por el análisis realizado en el capítulo anterior es fundamental, ya que aporta los rangos en el cual el equipo opera correctamente y las salidas que permiten realizar el lazo de control.

El presente capítulo intentara satisfacer los requerimientos de control con tal de mantener los valores de las salidas dentro de un rango aceptable. En este trabajo se realizan 2 tipos de lazo de control: lazo de control para salidas en frecuencia fundamental y lazo de control para salidas en frecuencias armónicas. En ambos casos se aplica un desacoplador estático con el fin de poder trabajar cada salida de manera independiente y así, poder trabajar el sistema como varios sistemas SISO.

3.2. Control de HT en frecuencia fundamental

Como se muestra en el capítulo anterior es posible encontrar moduladoras tales que el equipo logra cumplir con las restricciones pedidas. Es por esto por lo que se estudia la viabilidad de encontrar un lazo de control tal que permita al sistema operar aun en presencia de perturbaciones de manera autónoma. En este trabajo se opta por utilizar un desacoplador estático como se muestra en la figura 3.1, con la finalidad de simplificar el lazo de control. Gracias a aplicar un desacoplador estático se logra obtener una relación 1 a 1 entre salida y entrada dentro de un punto de operación, con lo cual se puede aplicar un lazo de control convencional, como el control P, I o PI. En esta sección se mostrará como opera el equipo al aplicarse estos lazos de control.

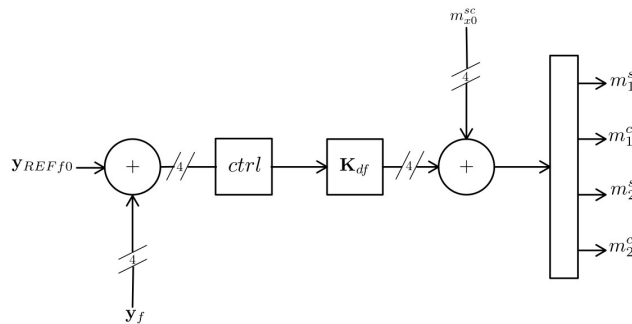


Fig. 3.1 Lazo de control con desacoplador estático

El desacoplador estático para frecuencia fundamental se obtiene mediante linealizar el sistema en torno a un punto de operación. En específico, el punto de operación escogido es tal que el sistema cumple con las condiciones de la tabla 3.1:

Tabla 3.1 Salidas deseadas en frecuencia fundamental

Referencia	Valor	Descripción
Φ_{pcc}	0°	Ángulo de desfase en PCC
Φ_L	0°	Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f
v_L	$50\sqrt{2}$ [V]	Voltaje en la carga
V_{dc}	43 [V]	Voltaje de enlace DC

La ecuación del desacoplador estático para frecuencia fundamental se muestra en (3.1), el objetivo del desacoplador estático es dividir la ganancia DC a la función de transferencia, esto significa que en S.S la relación entrada/salida del sistema es 1.

$$\mathbf{K}_{df} = (-\mathbf{C}_f \mathbf{A}_f^{-1} \mathbf{B}_f + \mathbf{D}_f)^{-1}. \quad (3.1)$$

En Anexo B se muestra el código en MatLab por el cual se linealiza el sistema y calcula las matrices de desacopladores estáticos tanto para el lazo de control de frecuencia fundamental como para los lazos de frecuencias armónicas.

En las siguientes subsecciones se describe el funcionamiento de diferentes controladores que reemplazarían el bloque “ctrl” de la figura 3.1 ante perturbaciones en la red.

1.1.8 Control P

Al aplicar un controlador puramente proporcional se logra llegar a estado estacionario de una manera rápida, pero perdiendo la capacidad de llegar a 0 error en estado estacionario.

En la tabla 3.2 se muestran las ganancias que se obtuvieron en este trabajo con el cual, para una perturbación de voltaje de red del tipo *sag* de magnitud de un 12% se logra llegar a valores cercanos a 0 en el error de estado estacionario. Sin embargo, estas ganancias no garantizan que se llegue a los mismos niveles de error en SS. Para otros valores de perturbación en la red.

Como se muestra en la figura 3.2, para esta perturbación el controlador P logra llevar el sistema a SS en aproximadamente 4 ciclos, logrando minimizar un cambio abrupto en el factor de potencia y de Φ_L , pero no logra mantener los valores de v_L ni de v_{dc} , siendo este último valor el que es más

preocupante pues llega a un valor muy cercano al valor mínimo que puede tener el v_{dc} para que el sistema deje de operar de manera correcta.

Tabla 3.2 Ganancias proporcionales

Ganancia proporcional	Valor
$k_{P\Phi_{PCC}}$	1
$k_{P\Phi_L}$	1
$k_{P_{vL}}$	5
$k_{P_{vDC}}$	2

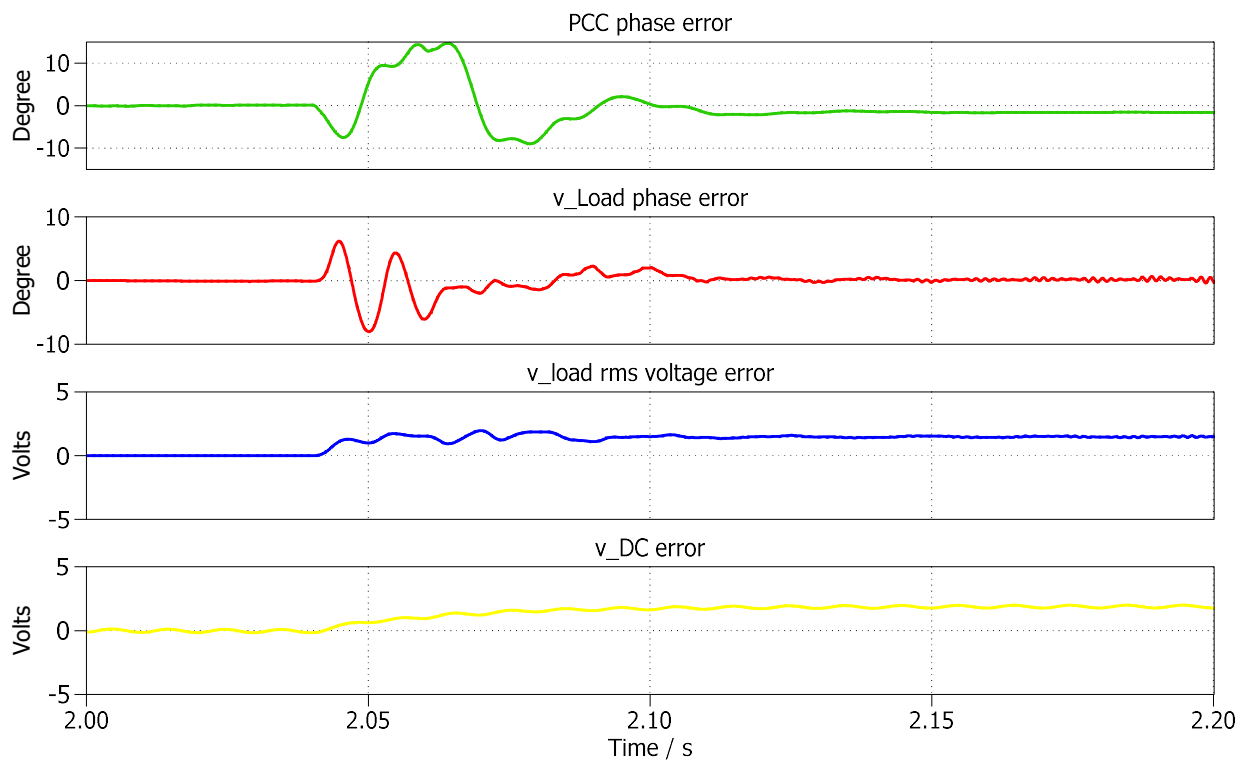


Fig. 3.2 Grafico del error en el i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC

1.1.9 Control I

Al aplicar controlador puramente integral se logra llegar a estado estacionario de una manera más lenta que con el lazo proporcional, pero se logra llegar a 0 error en estado estacionario.

En la tabla 3.3 se muestran las ganancias que se obtuvieron en este trabajo con el cual, para una perturbación de voltaje de red del tipo *sag* de magnitud de un 12% se logra tender el error es estado

estacionario a 0. A comparación del controlador P el control I logra corregir el funcionamiento del equipo para otros niveles de perturbaciones.

Como se muestra en la figura 3.3, para esta perturbación el controlador I logra llevar el sistema a SS en aproximadamente 15 ciclos. A comparación del control P se genera un cambio abrupto en Φ_{pcc} y el V_{dc} presenta una oscilación de aproximadamente 5[Hz] la cual se atenúa en el transiente, este transiente se ve reducido si es que se reduce el valor del capacitor de enlace, aunque esto no es recomendado pues esto generaría que la oscilación del voltaje sea mayor. El controlador I funciona de buena manera para las salidas v_L y Φ_L .

Tabla 3.3 Ganancias integrales

Ganancia integral	Valor
$k_{i\Phi_{PCC}}$	30
$k_{i\Phi_L}$	30
$k_{i_{vL}}$	70
$k_{i_{Vdc}}$	110



Fig. 3.3 Grafico del error en i) Φ_{PCC} ii) Φ_{T1} y Φ_f iii) v_L iv) V_{DC}

1.1.10 Control PI

Al aplicar un controlador proporcional e integral se combina la rapidez del control P con la capacidad de llegar a 0 error en estado estacionario del control I.

En la tabla 3.4 se muestran las ganancias que se obtuvieron en este trabajo con el cual, para una perturbación de voltaje de red del tipo *sag* de magnitud de un 12% se logra tender el error es estado estacionario a 0. A comparación del controlador P y del control I, el controlador PI logra corregir el funcionamiento del equipo para diversos niveles de perturbaciones manteniendo una rapidez para llegar al SS.

Como se muestra en la figura 3.4, para esta perturbación el controlador PI logra llevar el sistema a SS en aproximadamente 5 ciclos. El controlador PI logra combinar lo mejor de los 2 controladores anteriores, logrando disminuir el cambio abrupto en Φ_{pcc} y eliminando la oscilación en V_{dc} reemplazándola por un sobrepaso que al elegirse una ganancia proporcional adecuada evita reducir los niveles de voltaje de enlace a unos que pueda afectar el funcionamiento normal del equipo. Sin embargo, no se encontró una mejora visible al aplicar un controlador PI para la salida Φ_L por lo que se optó por aplicársele solamente control I. Una de las ventajas de aplicar control PI en v_L es la mejora en el transiente de voltaje, manteniendo el voltaje máximo cercano al valor nominal aun en presencia de perturbaciones.

Tabla 3.4 Ganancias proporcionales e integrales

Ganancia proporcional	Valor	Ganancia integral	Valor
$k_{P\Phi_{PCC}}$	2	$k_{i\Phi_{PCC}}$	200
$k_{P\Phi_L}$	-	$k_{i\Phi_L}$	70
k_{Pv_L}	3	k_{iv_L}	100
$k_{PV_{dc}}$	1.5	$k_{iV_{dc}}$	100

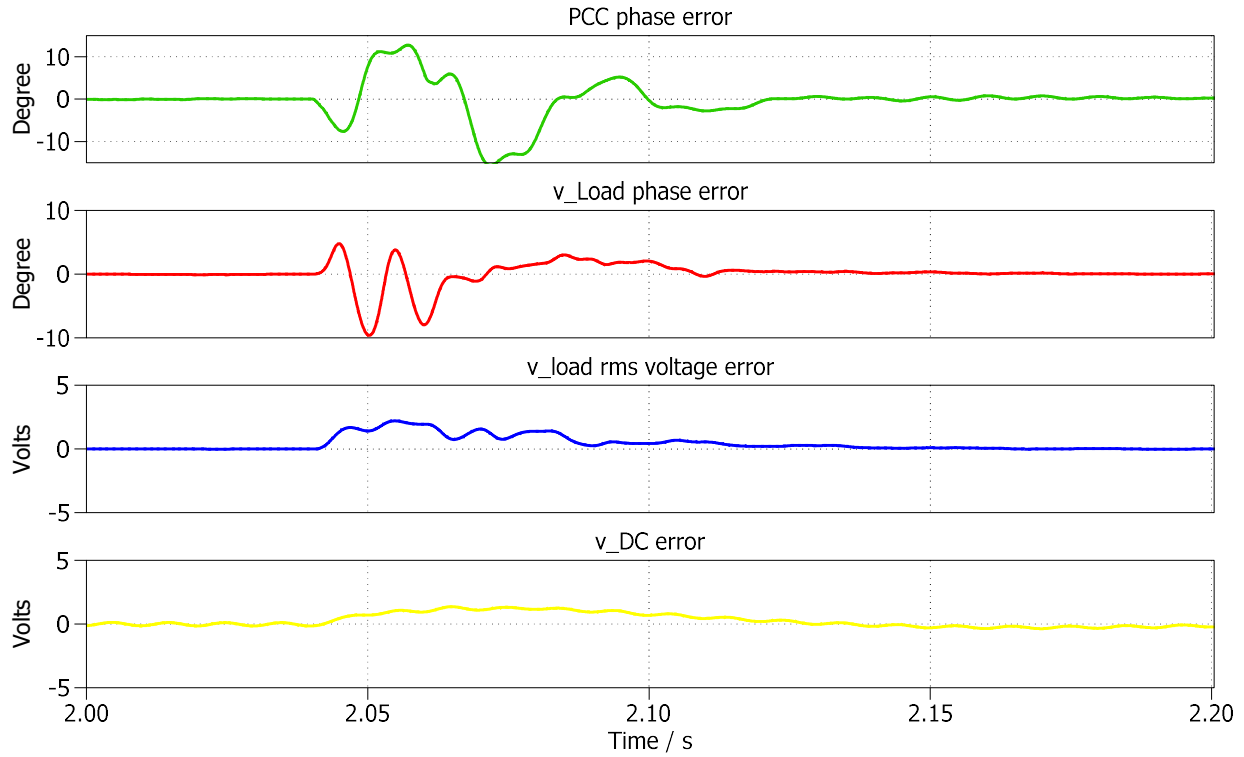


Fig. 3.4 Grafico del error en i) **Ángulo de desfase en PCC** ii) **Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f** iii) **Voltaje en la carga** iv) **Voltaje de enlace DC**

3.3. Control del HT en frecuencia armónica

Para realizar el lazo de control de frecuencia armónica también se utiliza un desacoplador estático. Para la linealización del sistema, a comparación con la realizada para el desacoplador de frecuencia fundamental se realizó utilizando los valores del sistema tal que se cumplan las restricciones mostradas en la tabla 3.5, la linealización y cálculo de la matriz de desacoplador estático en MatLab se puede ver en el Anexo B. Se obtuvieron 4 matrices de desacoplador estático, uno para cada armónico. En (3.2) se muestra la ecuación del desacoplador estático para frecuencia armónica, donde “n” representa el orden del armónico específico.

$$\mathbf{K}_{dhn} = \left(-\mathbf{C}_{hn} \mathbf{A}_{hn}^{-1} \mathbf{B}_{hn} + \mathbf{D}_{hn} \right)^{-1}. \quad (3.2)$$

Tabla 3.5 Salidas deseadas en frecuencias armónicas

Referencia	Valor	Descripción
i_T^s	0 [A]	Componente S de la corriente entrante al transformador
i_T^c	0 [A]	Componente C de la corriente entrante al transformador
v_L^s	0 [V]	Componente S del voltaje en la carga
v_L^c	0 [V]	Componente C del voltaje en la carga

En esta sección se aplica el lazo de control mostrado en la figura 3.5 en donde el lazo superior es el lazo de control de frecuencia fundamental en donde $\mathbf{y}_f$ es el vector con las 4 salidas a frecuencia fundamental mostradas en la tabla 3.1 mientras que $\mathbf{y}_{REFf}$ es el vector de referencias a frecuencias fundamental con valores mostrados en la tabla 3.1, mientras que el lazo inferior es el lazo de frecuencias armónicas, en donde $\mathbf{y}_{fn}$ es el vector con las 4 salidas a frecuencia armónica mostradas en la tabla 3.5 y $\mathbf{y}_{REFhn}$ es el vector de referencias a frecuencias armónicas con valores mostrados en la tabla 3.5, este último lazo se repite 4 veces, una por cada armónico a filtrar. El controlador PI a la frecuencia fundamental está sintonizado con los valores mostrados en la tabla 3.4 y un controlador I para los 4 lazos de frecuencia armónica están sintonizados con las ganancias mostradas en la tabla 3.6. El objetivo de este estudio es verificar que el lazo de control puede atenuar de forma considerable las componentes armónicas 3, 5, 7 y 9 que genera una carga no lineal conformada de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo. En la simulación del lazo se llegó a SS aplicando los 5 lazos de control como se muestra en la figura 3.5, pero sin conectar la carga no lineal. Luego en 2.02[s], se conecta la carga no lineal, generando así la perturbación de carga.

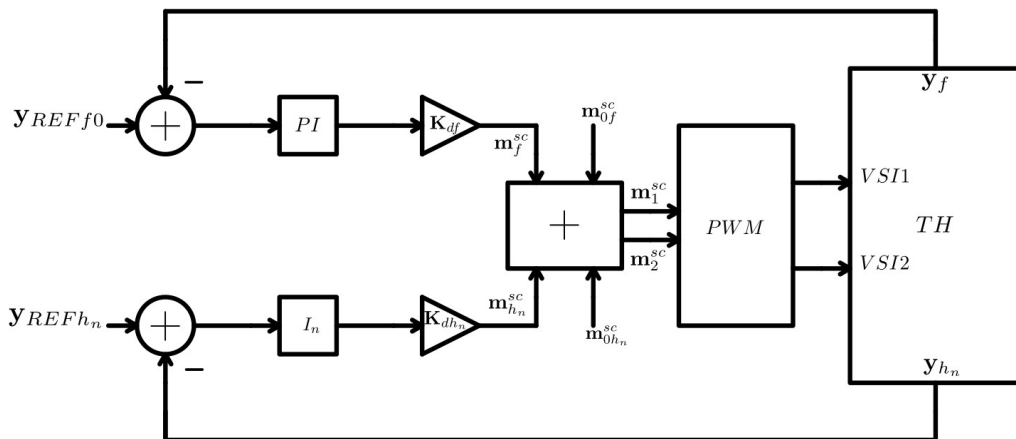


Fig. 3.5 Esquema de control del HT para frecuencia fundamental y armónico, con $n \in \{3, 5, 7, 9\}$

La respuesta del controlador de frecuencia fundamental opera a la misma velocidad tanto ante perturbaciones de voltaje de red como ante un aumento de carga. En la figura 3.6 se muestran los gráficos de error de las salidas del lazo de control en frecuencia fundamental. Notable es que al aplicar un cambio de carga, tanto el voltaje v_{dc} como v_L no sufren grandes cambios, sin embargo Φ_{pcc} y Φ_L son los que varían más, siendo el primero el que se ve más afectado. Aun así, el factor de potencia en PCC es mayor a 95%.

Los controladores de frecuencias armónicas logran llevar el error a 0 en SS tal como se muestra en las figuras 3.7-10. Sin embargo, lo logran de una manera lenta para las variables de voltaje en cualquier frecuencia armónica a comparación de las variables de corriente. Podría ser recomendado aplicar una ganancia proporcional a estas variables con objetivo de lograr una respuesta más rápida.

Tabla 3.6 Ganancias integrales

Orden	Ganancia integral
I_3	15
I_5	30
I_7	30
I_9	30

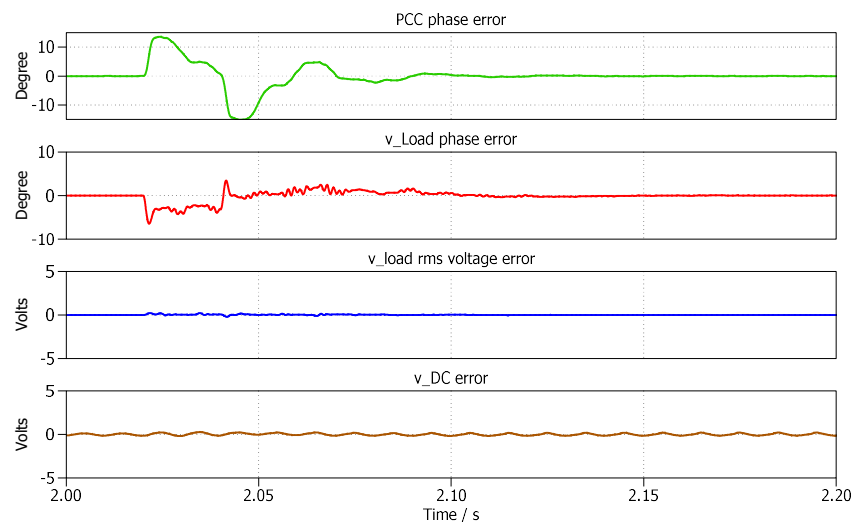


Fig. 3.6 Grafico del error en i) Ángulo de desfase en PCC ii) Ángulo de desfase entre v_{T1} y v_f iii) Voltaje en la carga iv) Voltaje de enlace DC, para frecuencia fundamental

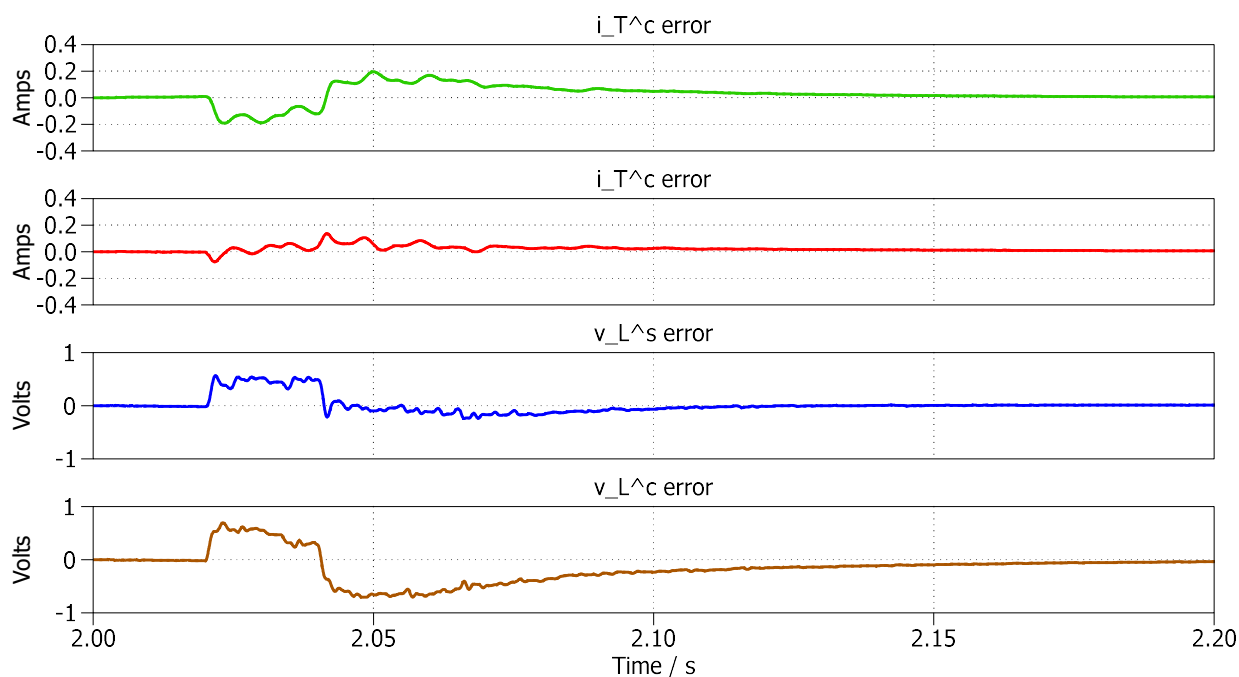


Fig. 3.7 Gráfico del error en i) **Componente S de la corriente entrante al transformador** ii) **Componente C de la corriente entrante al transformador** iii) **Componente S del voltaje en la carga** iv) **Componente C del voltaje en la carga**. Para la 3^{ra} armónica

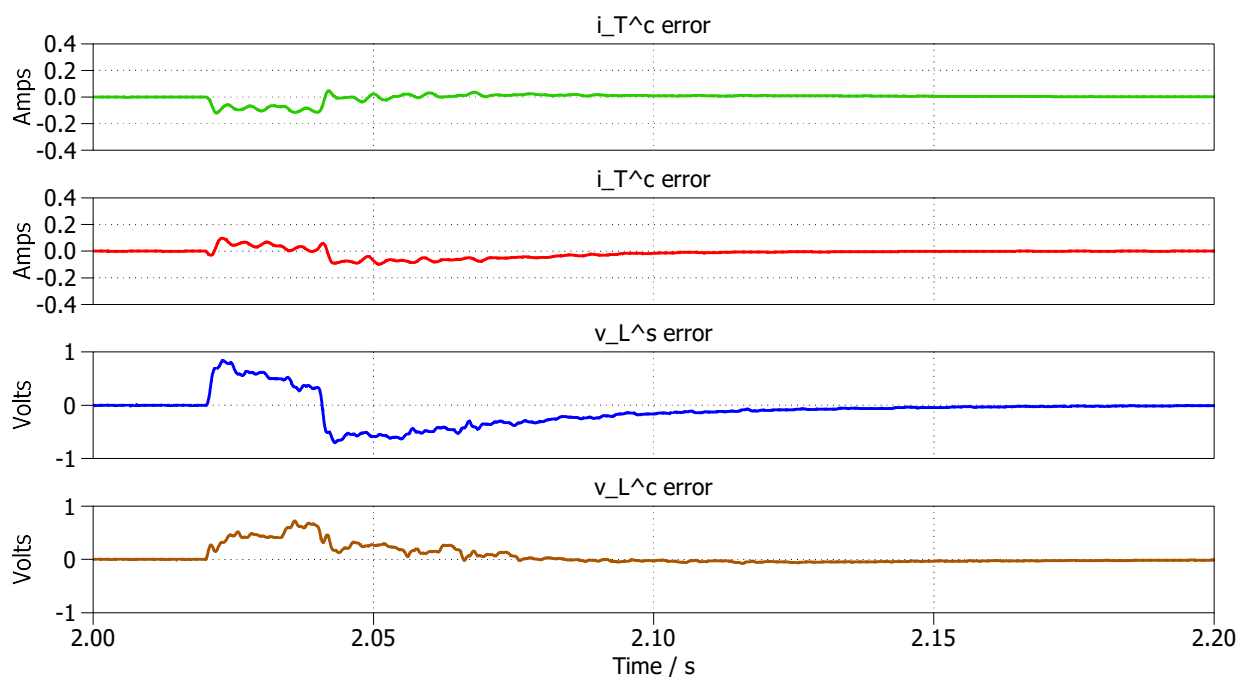


Fig. 3.8 Grafico del error en i) **Componente S de la corriente entrante al transformador** ii) **Componente C de la corriente entrante al transformador** iii) **Componente S del voltaje en la carga** iv) **Componente C del voltaje en la carga**. Para la 5^{ta} armónica

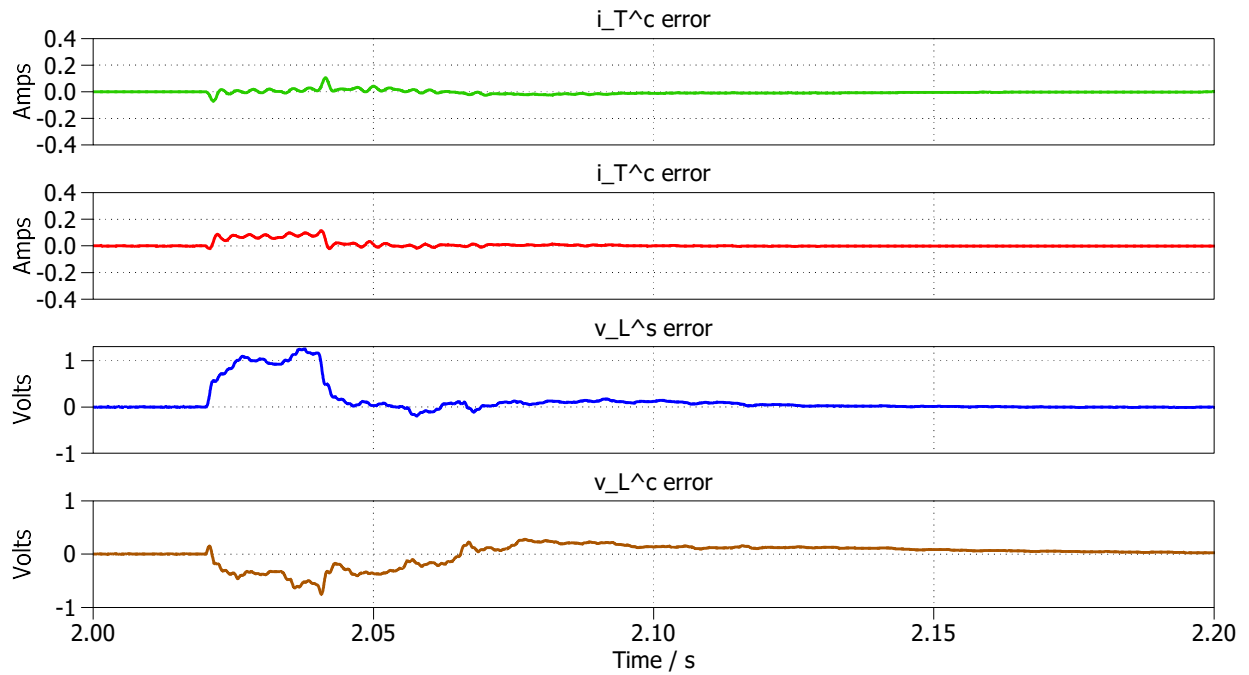


Fig. 3.9 Gráfico del error en i) **Componente S de la corriente entrante al transformador** ii) **Componente C de la corriente entrante al transformador** iii) **Componente S del voltaje en la carga** iv) **Componente C del voltaje en la carga**. Para la 7^{ma} armónica

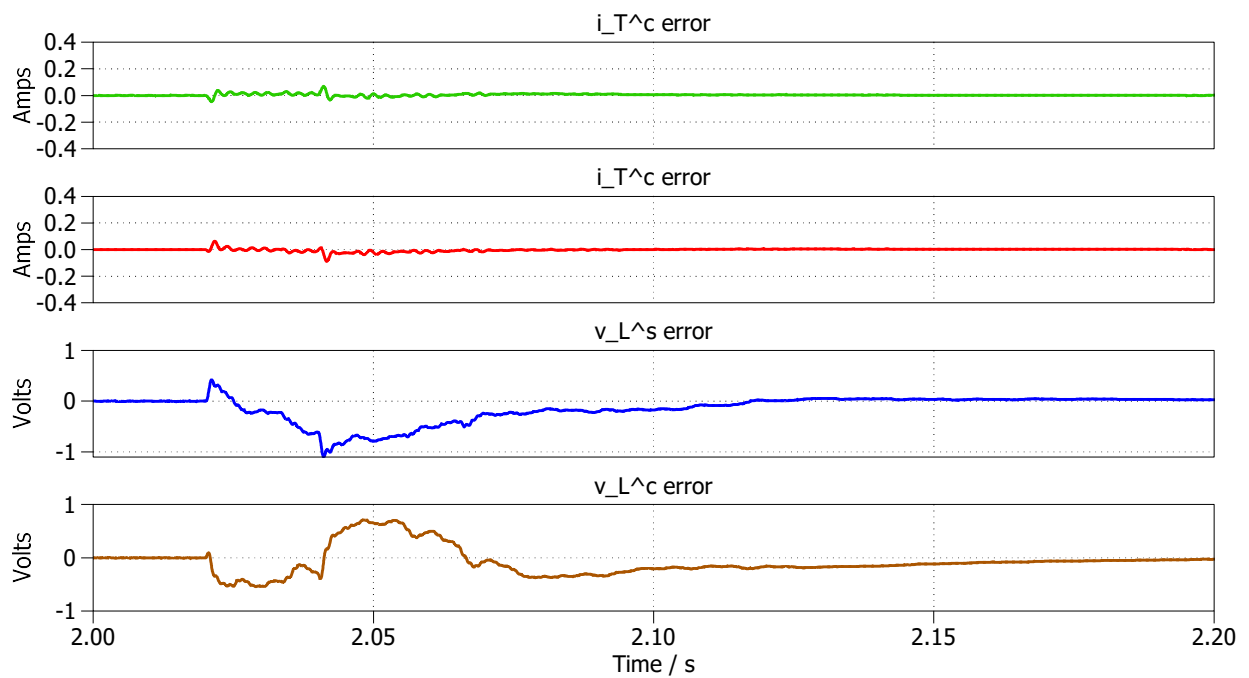


Fig. 3.10 Gráfico del error en i) **Componente S de la corriente entrante al transformador** ii) **Componente C de la corriente entrante al transformador** iii) **Componente S del voltaje en la carga** iv) **Componente C del voltaje en la carga**. Para la 9^{na} armónica

4. Resultados de Simulación

4.1. Introducción

Todos los lazos de control son sincronizados con el reloj interno de PLECS. Para el caso de frecuencia fundamental se sensa el voltaje de red para luego usar esta medición en un PLL, con el cual se obtienen las señales seno/coseno necesarias para realizar la transformación SC en el programa. En cambio, para las frecuencias armónicas al no tener una forma de onda sinusoidal pura para alimentar el PLL se optó por usar bloques sinusoidales con magnitud 1 [Vrms] y frecuencias de tales armónicos (3ro, 5to, 7mo y 9no).

Para muestrear las variables de salida se crearon bloques en PLECS tales de replicar la transformación SC en tiempo real, en la figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques usado en PLECS para generar la transformación de ejes rotatorios a ejes SC, la entrada al “in” es una señal cualquiera que se quiera descomponer en sus componentes SC, la entrada “sin/cos” es un vector que contiene un seno y un coseno sincronizados con el ángulo que entregue el PLL (tanto para frecuencia fundamental o para frecuencia armónica), en el cual el bloque *moving average* sincronizado a 50[Hz], este valor no cambia en frecuencias armónicas, las salidas S y C son los componentes resultantes de aplicar la transformación a la señal “in”. En la figura 4.2 se muestra el diagrama de bloques usado en PLECS para generar la transformación de ejes SC a ejes rotatorios, la entrada “sin/cos” es la misma señal que se aplica en la figura 4.1, las entradas S y C son señales en ejes S y C de una variable cualquiera, la salida “out” es la señal resultante en ejes rotatorios de la señal SC.

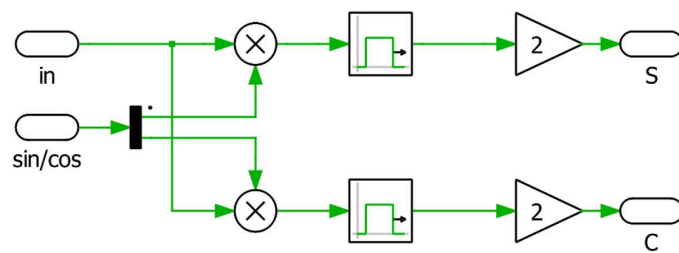


Fig. 4.1 Diagrama de bloque generador de componentes SC desde eje rotatorio en PLECS

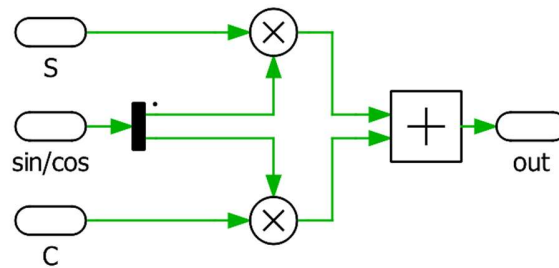


Fig. 4.2 Diagrama de bloque generador de componentes rotatorio desde SC en PLECS

En la figura 4.3 se muestra el diagrama de bloques usado en PLECS para la obtención de las salidas del HT en frecuencia fundamental, y en la figura 4.4 se muestra para las salidas de frecuencia armónica, en este caso se muestra para la séptima armónica, los bloques usados para los demás armónicos se obtienen de manera homóloga.

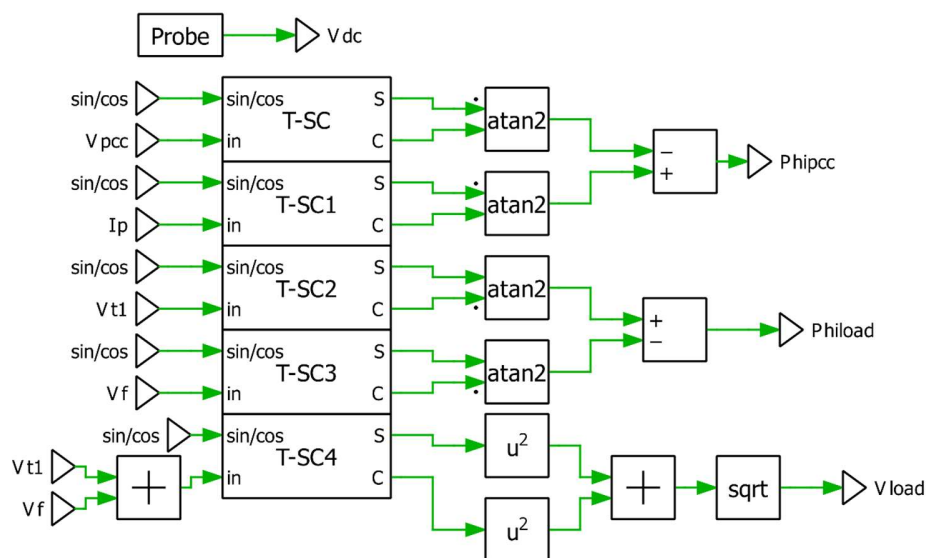


Fig. 4.3 Diagrama de bloque de las salidas en frecuencia fundamental

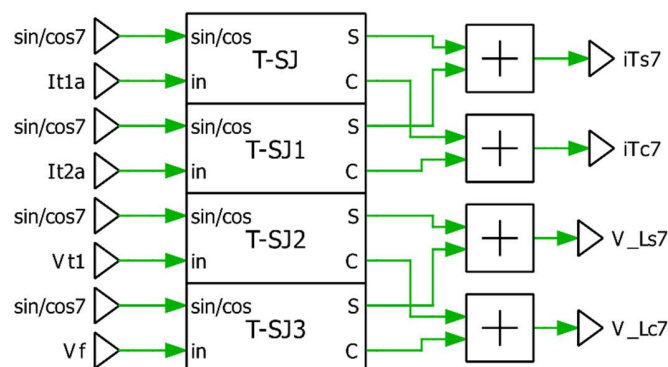


Fig. 4.4 Diagrama de bloque de las salidas en frecuencia armónica

4.2. Operación ante sag, swell y variación de carga

En la siguiente simulación se observa la operación del HT controlado frente a la ocurrencia de un *sag*, un *swell* e incorporación de una carga no lineal. Se mostrarán 600ms de simulación, con $1 [s] < t < 1.6 [s]$, donde en un comienzo el voltaje en el PCC se encuentra con amplitud nominal, a los 1.04 [s], ocurre un *swell* de 12%, llevando el voltaje de la red de 50 [Vrms] a 56 [Vrms]. Luego en el instante 1.2 [s] ocurre un *sag* de 24% llevando el voltaje de la red de 56 [Vrms] a 44 [Vrms]. Finalmente, en el instante 1.4 [s] se conecta en paralelo a la carga una carga no lineal.

La carga lineal RL considerada es de potencia 10 [W] con factor de potencia igual 0.91. La carga no lineal considerada es un rectificador de onda completa basado en diodos, con filtro capacitivo y resistencia de carga de 1 [k Ω]. Para esta simulación no se modificará ningún parámetro de estas cargas.

La figura 4.5 muestra el cambio de todas las variables de salida en frecuencia fundamental del HT, donde es posible apreciar la acción del control aplicado sobre el equipo, ya que las salidas son tienden a el valor nominal independiente de las perturbaciones presentadas por la variación del voltaje en el PCC o cambio de carga. El voltaje de enlace DC, v_{dc} , sufre pequeñas variaciones respecto a su valor deseado, mostrando también una relación que beneficia el funcionamiento del equipo, pues al verse sometido a un *swell*, el voltaje DC aumenta su valor, lo que garantiza que este voltaje nunca alcance el valor mínimo calculado en 2.22. También se observa que el controlador funciona de manera correcta al observar la evolución del desfase Φ_{pcc} y Φ_L , ya que se logra compensar satisfactoriamente ante perturbaciones. En efecto, el fp deseado en el PCC oscila la unidad, lo que equivale a un desfase de 0°, valor en torno al cual se mantiene, esto frente a una carga RL con o sin la introducción de armónicos de la carga no lineal. En el caso de Φ_L cuando ocurre el *swell* esta cantidad empieza a oscilar alrededor de los 180°, se generan los saltos entre $\pm 180^\circ$ debido a que el bloque “atan2” mostrado en la figura 4.3 tiene un rango entre $\pm \pi$. Si bien la referencia de Φ_L esta en 0° en condición de *swell* v_f debe de estar en contrafase para poder garantizar voltaje nominal en v_L lo cual es equivalente a decir 180° de desfase, y en cierto modo 0° y 180° son equivalentes en términos de desfase.

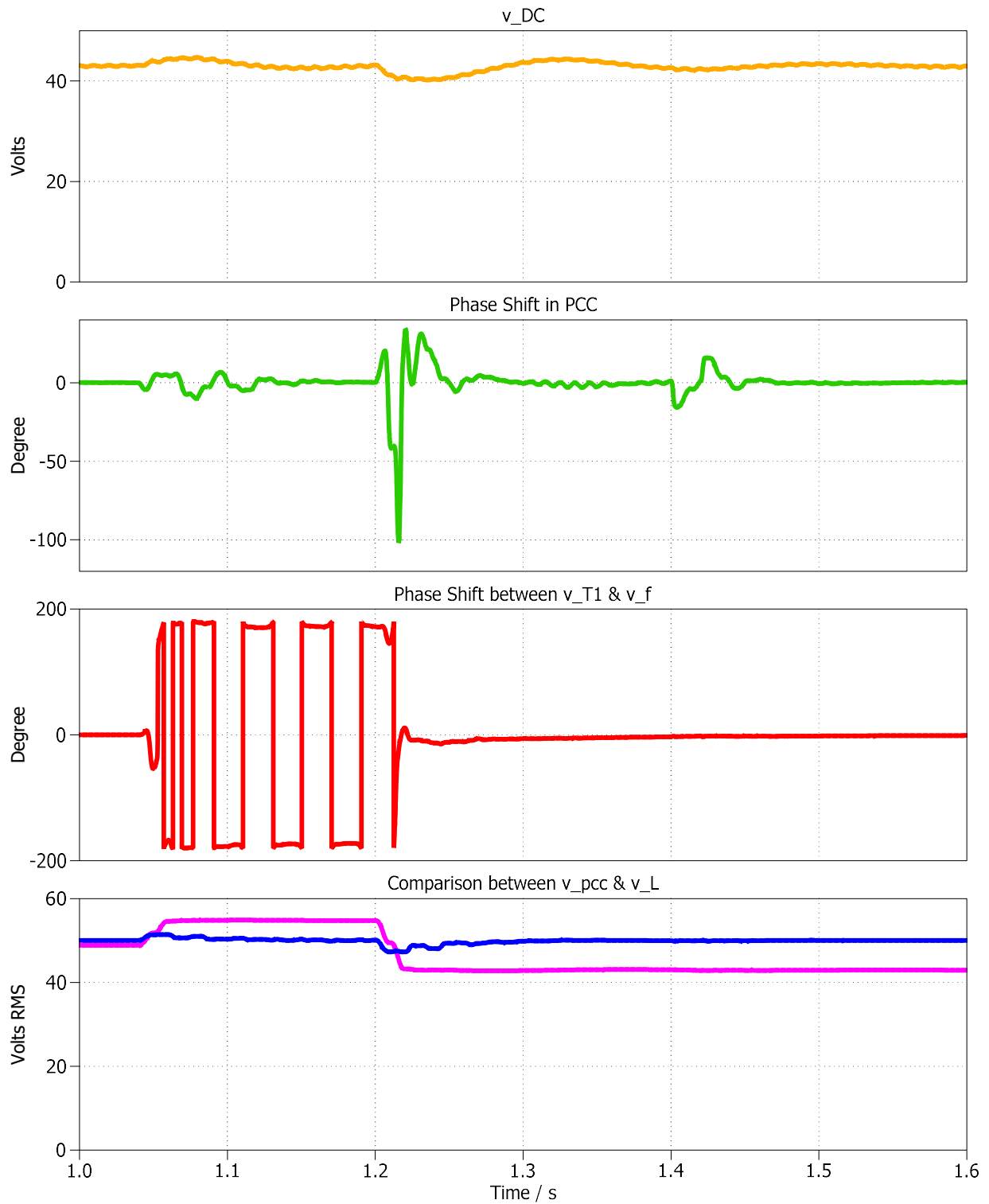


Fig. 4.5 Formas de onda de las salidas i) Voltaje de enlace DC ii) Ángulo de desfase en PCC iii) Ángulo de desfase entre y iv) Comparativa entre voltaje de red y voltaje de la carga ante ocurrencia de sag, swell y cambio de carga

La regulación del voltaje de carga también es realizada de una forma adecuada ante variaciones en el voltaje en el PCC como se muestra en la figura 4.6, esto gracias a el lazo de control. Como se aprecia en la figura 4.5 la ocurrencia de tanto *sag* como de *swell* son compensados en el voltaje de la carga ya que el valor se mantiene alrededor de los 50 [Vrms].

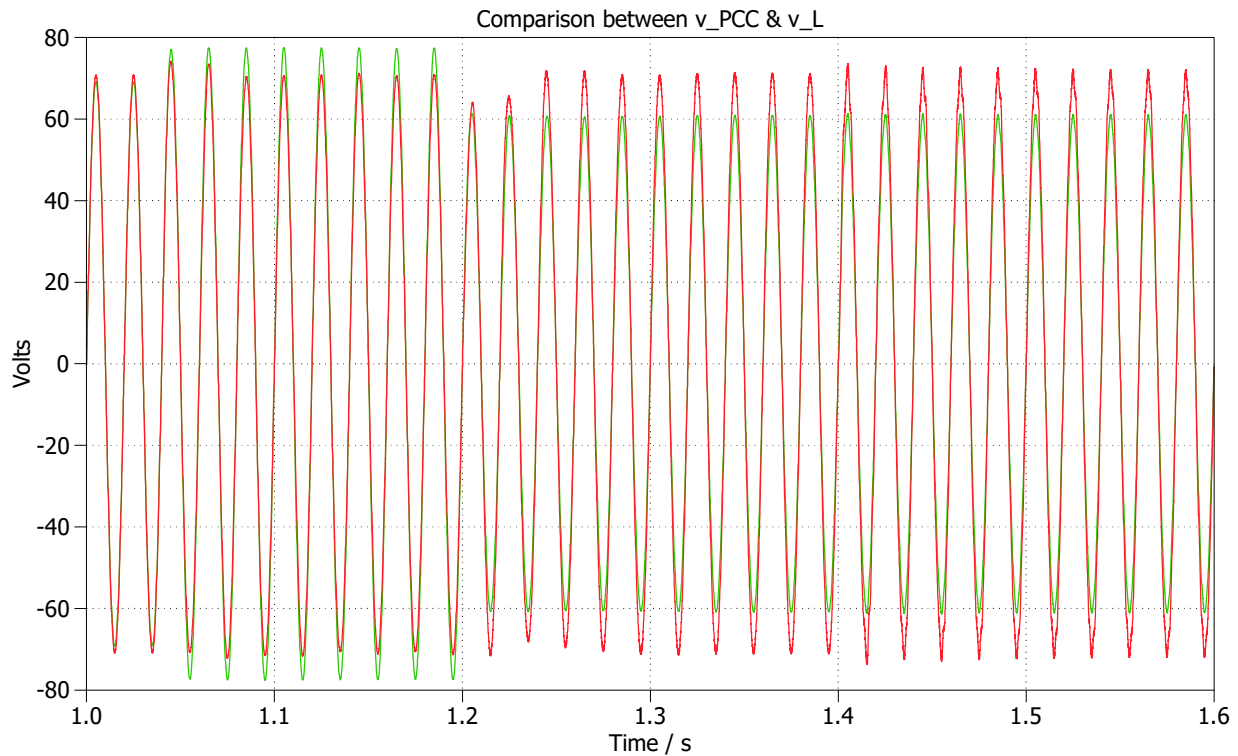


Fig. 4.6 Voltaje en el PCC y la carga ante ocurrencia de sag, swell y cambio de carga

Como se puede apreciar en la figura 4.7 la estrategia de control permite al HT compensar armónicos de corriente inyectados desde una carga no lineal, en rojo se puede observar la corriente que pasa a través del secundario de transformador 1 el cual tiene una forma sinusoidal sumado a una fuerte componente armónica producida por la conmutación de los diodos y la carga del capacitor de la carga no lineal. En verde se muestra la corriente que se percibe en el PCC la cual si bien presenta oscilaciones estas son producidas principalmente por una componente de 11^{va} armónica.

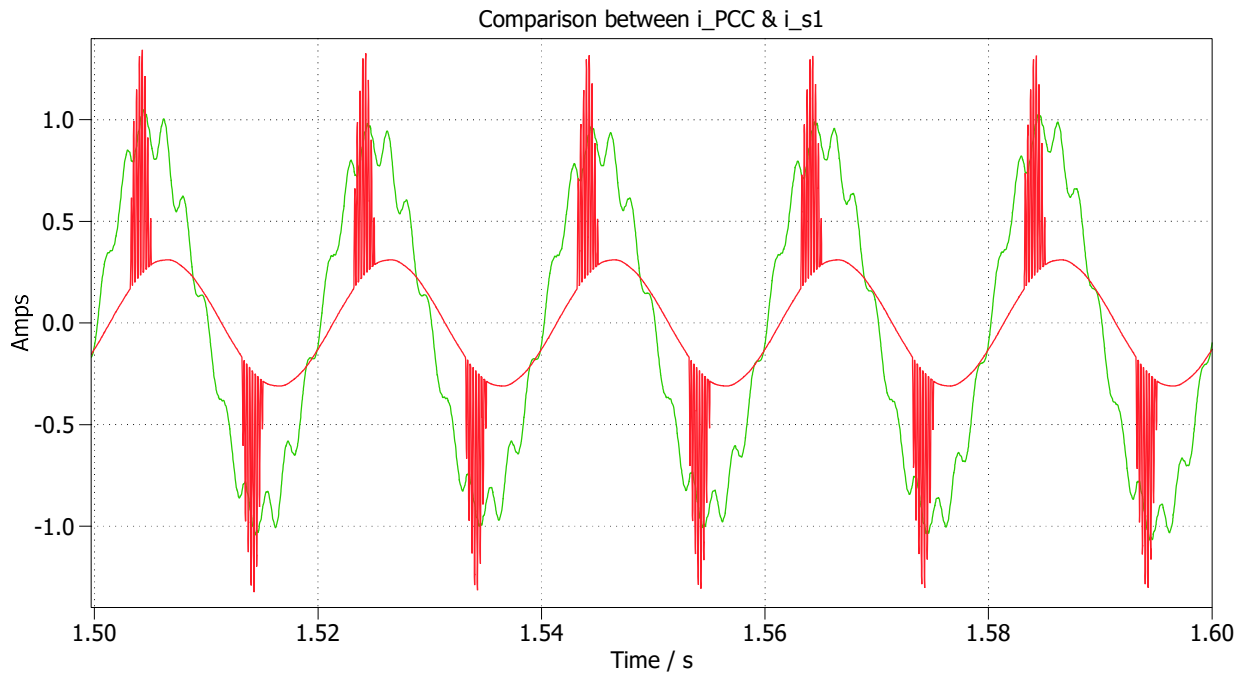


Fig. 4.7 Formas de onda de corriente en el **PCC** y la corriente en el **secundario principal**

Lo anterior es posible de mostrar mediante realizar un FFT a ambas señales. En la figura 4.8 se muestra el resultado de realizar un FFT a las señales mostrando que, efectivamente la estrategia de control cumple con atenuar de forma significativa los armónicos de orden 3^{ra}, 5^{ta}, 7^{ma} y 9^{na} en el PCC dejando inalterados otras frecuencias armónicas, como por ejemplo la 11^{va}.

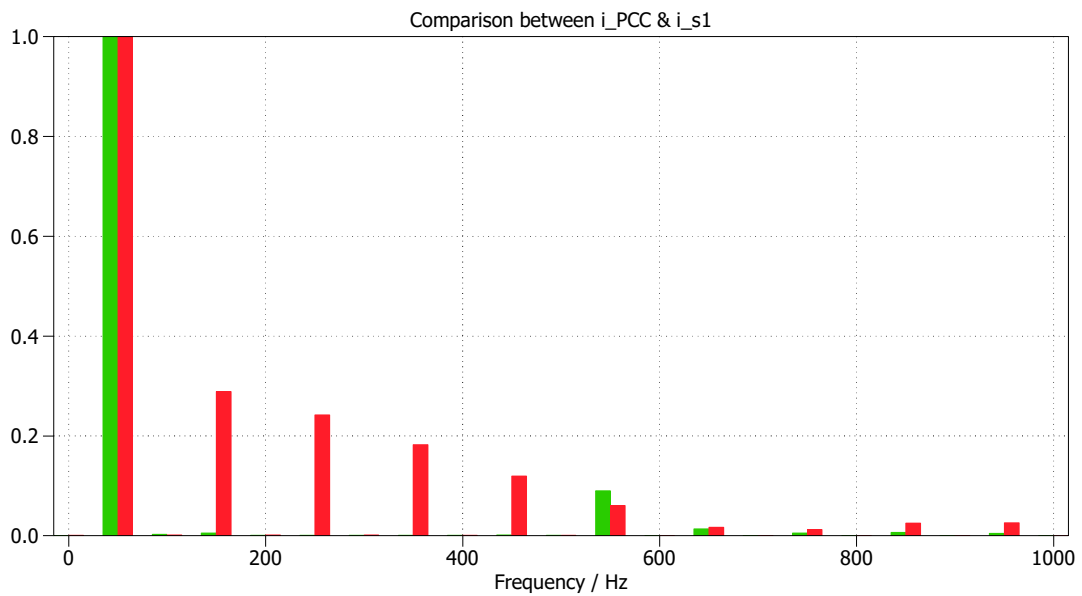


Fig. 4.8 FFT de la corriente en el **PCC** y en el **secundario principal** [p.u]

En la figura 4.9 se muestra una comparativa entre el voltaje de la carga, v_L ante presencia de *sag* y la inyección de una carga no lineal, en azul se muestra el voltaje generado por el HT con lazo de armónicos y en rojo se muestra el voltaje generado sin lazo de armónicos, a simple vista son prácticamente iguales, es por esto por lo que se realiza un análisis a la FFT de las señales, en la figura 4.10 se muestra la FFT con respecto a la frecuencia fundamental, este gráfico muestra que nivel de armónicos de voltaje que percibe la carga es menor al 1%, aún así el lazo de armónicos es capaz de filtrar los armónicos 3, 5, 7 y 9 dejando prácticamente iguales los armónicos que no se deseen filtrar.

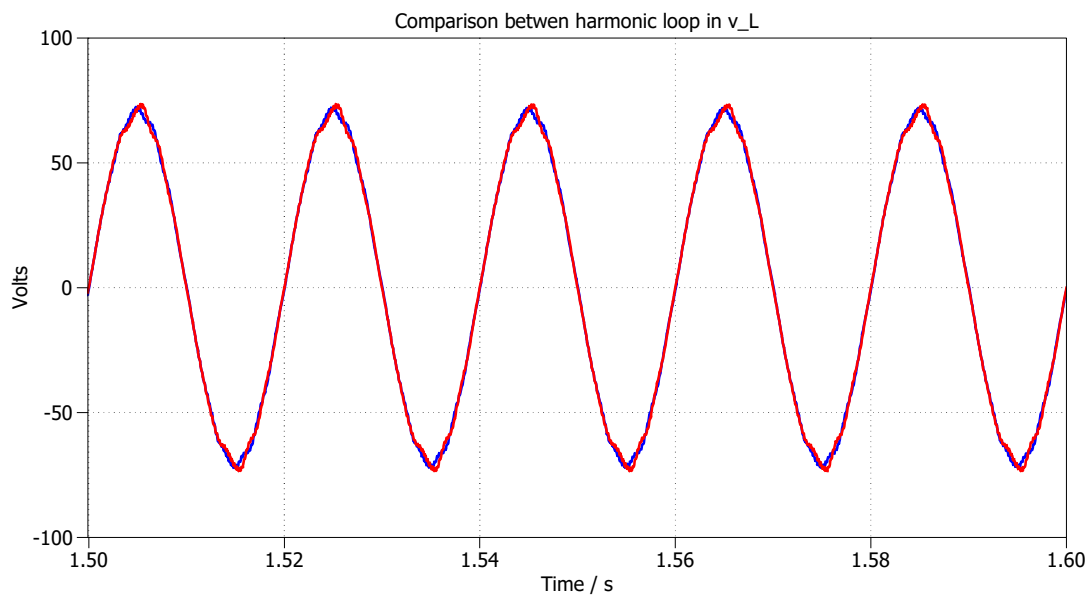


Fig. 4.9 Formas de onda de voltaje en la carga con lazo de armónicos (azul) y sin lazo de armónicos (rojo)

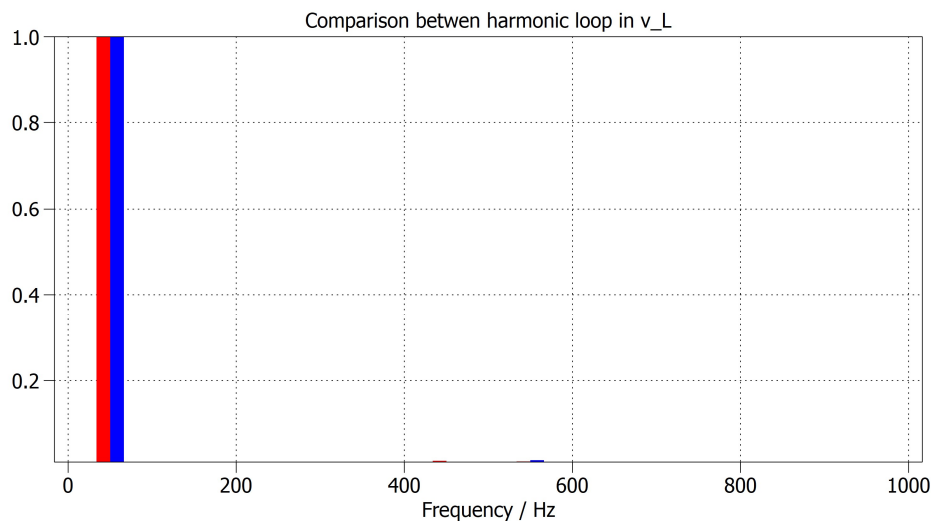


Fig. 4.10 FFT del voltaje v_L con lazo de armónico (azul) y sin lazo de armónico (rojo) [p.u]

Por último, en la figura 4.11 se muestran las formas de onda en el PCC de corriente aumentada 20 veces para mejorar la visualización y voltaje en donde del HT sin lazo de armónicos en condición de *sag* e inyección de una carga no lineal. En la figura 4.12 se muestran las mismas variables, en las mismas condiciones, pero aplicando el lazo de armónicos, si bien, en ambos casos el lazo de control a frecuencia fundamental logra mantener el desfase entre el voltaje y la corriente en el PCC lo cual significa un factor de potencia de corrimiento unitario, la forma de onda de la corriente en la figura 4.11 se ve claramente deteriorada. Al aplicar en paralelo los lazos de control a frecuencias armónicas se muestra una mejora sustancial a la calidad de forma de onda en la corriente en el PCC que, si bien sigue teniendo contenido armónico la forma de la onda de corriente llega a asemejarse a la del voltaje así logrando aproximarse mucho más a un factor de potencia unitario.

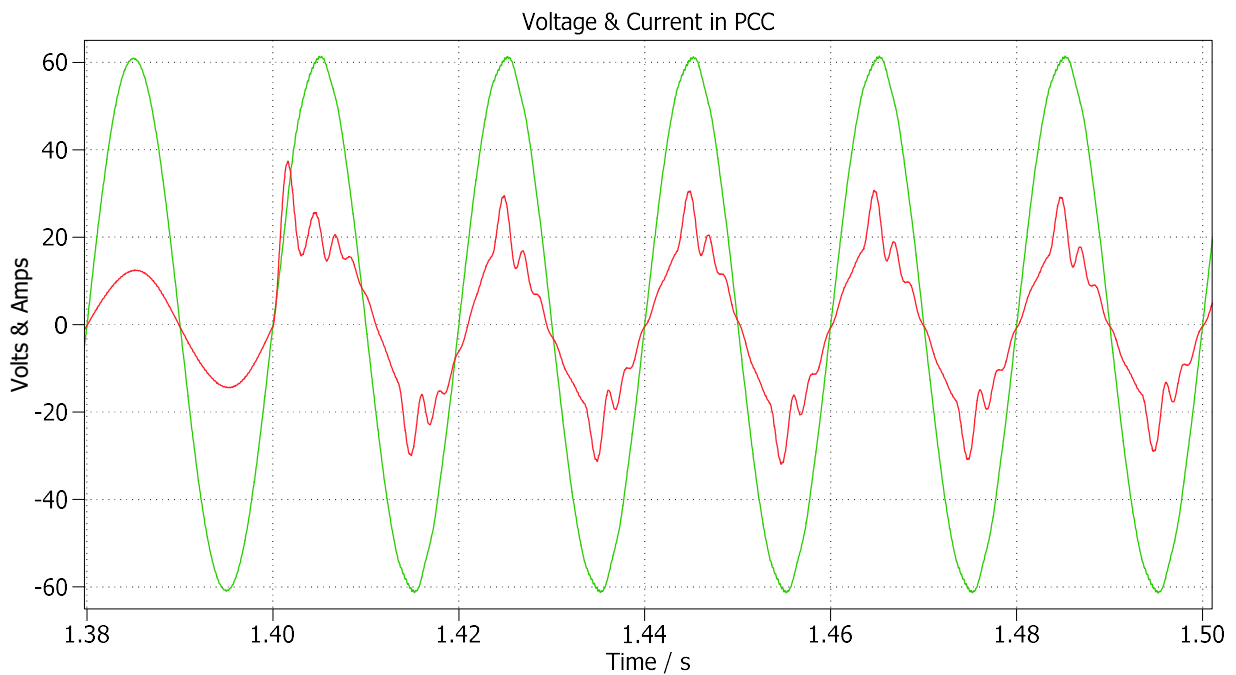


Fig. 4.11 v_{pcc} y $20x i_p$ en condición de *sag* y cambio de carga del HT sin lazo armónico

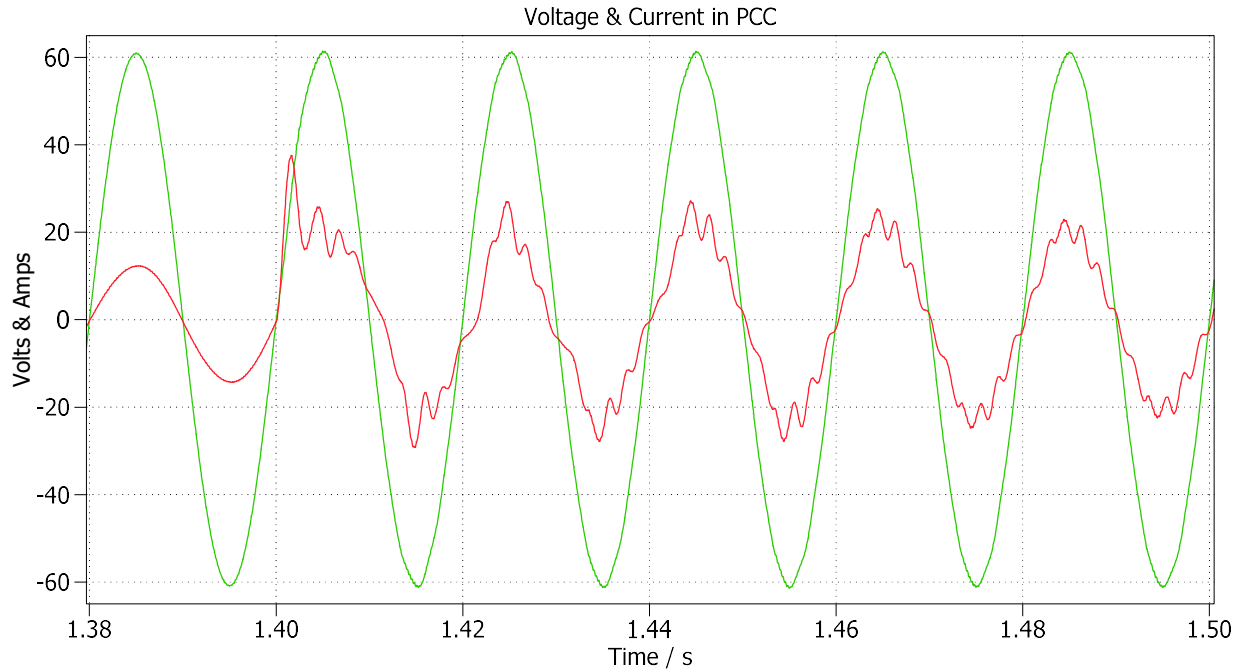


Fig. 4.12 v_{pcc} y $20 \times i_p$ en condición de sag y cambio de carga del HT con lazo armónico

En la tabla 4.3 se muestra una comparativa del THD en ambos casos. Para la corriente i_p el añadir el lazo de armónicos reduce el THD un 13.59%, en cambio para el voltaje v_L lo reduce en un 0.86%. El efecto del lazo de control de armónicos logra disminuir el THD aproximadamente a la mitad.

Tabla 4.1 comparación de THD con y sin TH en PCC

Variable	THD sin lazo	THD con lazo
Corriente i_p	22.81%	9.22%
Voltaje v_L	2.48%	1.62%

4.3. Discusión y conclusiones

- Para la sintonización de los parámetros de los bloques PI/I del controladores se utilizó el método de prueba y error ya que la complejidad del sistema no permite aplicar métodos más simples como los de Ziegler-Nichols además que el objetivo de este trabajo no es encontrar el controlador óptimo si no el de verificar la capacidad de compensador y filtro del equipo.
- Diversas simulaciones se realizaron para probar el comportamiento de las estrategias de

control. Se evaluó la operación del equipo ante ocurrencias de *sag*, *swell* y cambio de la carga, obteniendo satisfactorios resultados en cuanto a estados transitorios y estacionario en las variables de salida.

- La evaluación considera el análisis realizado en el capítulo 2 en donde se determina la región de operación del HT en función de variaciones del fp y de cambios de voltaje en la red, en particular la simulación considera esta última variable.
- También fue posible verificar la capacidad de la operación de los lazos de control de diversas frecuencias para compensar los estados en frecuencia fundamental como en armónica.
- Los resultados permiten concluir que la estructura de control planteada para el HT logra confirmar la capacidad de compensación y de filtrado activo del equipo, ya que, ante variaciones de parámetros, el equipo es capaz de responder adecuadamente al seguimiento de las variables de salida deseadas, manteniendo la estabilidad del sistema.
- Las simulaciones han sido realizadas para una carga lineal que consume 10[W], sin embargo, se han realizado diversas simulaciones para cargas mas demandantes de hasta 300[W] para un voltaje de red de 50[Vrms] y cargas de hasta 3500[W] para un voltaje de red de 220[Vrms] manteniendo los niveles similares de controlabilidad mostrados en este capítulo.

5. Conclusiones

5.1. Sumario

En esta memoria de título, se realiza una revisión bibliográfica de la literatura existente sobre el HT y topologías relacionadas con la calidad del suministro eléctrico, así como de las estrategias de control que las operan. Posteriormente, se presenta el modelo matemático que define la operación del HT en ejes rotatorios, empleando las leyes de Kirchhoff. Para simplificar el análisis del equipo, se obtiene el modelo en ejes SC mediante la transformación SC. Se definen las salidas del HT de acuerdo con los objetivos principales de operación, que incluyen el factor de potencia en el PCC, el voltaje de enlace DC, el voltaje RMS de la carga, el desfase del generador de voltaje de carga para la frecuencia fundamental, la suma de las corrientes entrantes en el transformador y la suma de los voltajes de salida del HT para frecuencias armónicas. A partir de un modelo lineal, se determinan desacopladores estáticos para el sistema, lo que permitió realizar lazos de control simples centrados en un punto de operación. Los parámetros de los controladores se diseñan mediante la evaluación de diversas simulaciones. Para la generación de los pulsos necesarios para el correcto funcionamiento de los VSI, se utiliza la modulación SPWM unipolar, considerando pulsos ideales que conmutaban a una frecuencia de 2 kHz. Las simulaciones se realizaron en PLECS, mientras que la obtención de las matrices del modelo lineal y las matrices de desacopladores estáticos se llevó a cabo en MATLAB. Finalmente, se verifica el potencial del equipo para la compensación ante una carga crítica y su capacidad de filtrado activo ante la red, manteniendo los valores de salida requeridos ante perturbaciones como *sags*, *swells* y cambios en la carga.

5.2. Conclusiones

El modelo matemático basado en un transformador lineal para la topología del HT en configuración shunt-series permite considerar las restricciones necesarias para garantizar un voltaje nominal en la carga y un factor de potencia unitario en el PCC en SS, además de delimitar la región de operación del equipo ante variaciones de voltaje de red y cambios en el factor de potencia de la carga.

Desacopladores estáticos permitieron considerar lazos de control SISO para cada una de las variables de interés, lo que facilita la operación autónoma del HT frente a perturbaciones de carga y variaciones de voltaje de red, logrando simultáneamente una reducción significativa del THD, tanto en el PCC como en el voltaje de salida del equipo mediante el filtrado de corrientes y voltajes

armónicos.

5.3. Trabajo Futuro

- Estudio de eficiencia del Transformador híbrido.
- Estudio de alimentación de PLL para frecuencia armónica.
- Discretización de controlador para puesta en marcha en set-up.
- Estudio y modelado del transformador híbrido para sistemas trifásicos.
- Estudio de diseño de Transformador híbrido para reducción de razón de vueltas del devanado auxiliar.
- Eliminación del capacitor en el primario del capacitor puesto que se complejizo el modelo del transformador.

Nomenclatura

Matrices

$\mathbf{A}_f$	: matriz de parâmetros a frecuencia fundamental de dimensión $23 \cdot 23$.
$\mathbf{B}_f$	: matriz de parâmetros a frecuencia fundamental de dimensión $23 \cdot 4$.
$\mathbf{C}_f$	: matriz de parâmetros a frecuencia fundamental de dimensión $4 \cdot 23$.
$\mathbf{D}_f$	: matriz de parâmetros a frecuencia fundamental de dimensión $4 \cdot 4$.
$\mathbf{K}_{df}$	: matriz de desacoplador estático de dimensión $4 \cdot 4$. $\mathbf{K}_{df} = (-\mathbf{C}_f \mathbf{A}_f^{-1} \mathbf{B}_f + \mathbf{D}_f)^{-1}$.
$\mathbf{A}_{h_n}$	: matriz de parâmetros a frecuencia armónica de dimensión $23 \cdot 23$.
$\mathbf{B}_{h_n}$	: matriz de parâmetros a frecuencia armónica de dimensión $23 \cdot 4$.
$\mathbf{C}_{h_n}$	: matriz de parâmetros a frecuencia armónica de dimensión $4 \cdot 23$.
$\mathbf{D}_{h_n}$	: matriz de parâmetros a frecuencia armónica de dimensión $4 \cdot 4$.
$\mathbf{K}_{dh_n}$	: matriz de desacoplador estático de dimensión $4 \cdot 4$. $\mathbf{K}_{dh_n} = (-\mathbf{C}_{h_n} \mathbf{A}_{h_n}^{-1} \mathbf{B}_{h_n} + \mathbf{D}_{h_n})^{-1}$.

Vectores

$\mathbf{m}$	: vector de 4 variables de entrada, $\mathbf{m} = [m_1^s \ m_1^c \ m_2^s \ m_2^c]^T$
$\mathbf{x}^{sc}$	: vector de dos variables de estados, $\mathbf{x}^{sc} = [\chi^s \ \chi^c]^T$ (ejes estacionarios sc).
$\mathbf{y}_f$	: vector de 4 variables de salida para frecuencia fundamental.
$\mathbf{y}_{h_n}$	: n-vectores de 4 variables de salida para frecuencia armónica.
$\mathbf{y}_{REFf0}$	: vector de referencias a las salidas de frecuencia fundamental.
$\mathbf{y}_{REFh_n}$	: n-vectores de 4 referencias a las salidas de frecuencia armónica.
$\mathbf{m}_0$	: vector de 4 entradas en el punto de operación

Escalares

x_k	: k -ésima variable de estado.
dx_k/dt	: derivada de la k -ésima variable de estado.
k_p	: ganancia proporcional para frecuencia fundamental.
k_i	: ganancia integral para frecuencia fundamental.
I_n	: ganancia integral para frecuencia armónica. $n \in \{3,5,7,9\}$

Abreviaciones

Mayúsculas

SS	: Estado estacionario.
SISO	: Sistema de una entrada y una salida (single input single output).
PI	: Controlador proporcional integral.
FFT	: Transformada Rápida de Fourier.
AC	: Corriente alterna (en Español C.A).
DC	: Corriente directa (en Español C.D).
HT	: Transformador híbrido (del Inglés Hybrid Transformer).
SST	: Transformador de Estado Sólido (del Inglés Solid State Transformer).
PCC	: Punto de Común Acoplamiento (del Inglés Point of Common Coupling).
THD	: Distorsión armónica total (del Inglés Total Harmonic Distortion).
VSI	: Inversor modo Fuerte de Voltaje (del Inglés Voltage Source Inverter).
LFT	: Transformador de baja frecuencia (del Inglés Low Frequency Transformer).
SPWM	: Modulación por ancho de pulso sinusoidal (del Inglés Sinusoidal Pulse Width Modulation).
MV	: Voltaje Medio (del Inglés Medium Voltage).
LV	: Voltaje Bajo (del Inglés Low Voltage).
LQR	: Regulador Cuadrático Lineal (del Inglés Lineal Quadratic Regulator).
FACTS	: Sistema de Transmisión Flexible de CA (del Inglés Flexible AC Transmission System).
SVC	: Compensador Estático de Reactivos (del Inglés Static VAR Compensator).
TSR	: Reactor Conmutado por Tiristores (del Inglés Thyristor Switched Reactor).
TSC	: Capacitor Conmutado por Tiristores (del Inglés Thyristor Switched Capacitor).
STATCOM	: Compensador síncrono Estático (del Inglés STATic synchronous COMPensator).
SVR	: Regulador de Voltaje a Pasos (del Inglés Step Voltage Compensator).
IGBT	: Transistor Bipolar de Puerta Aislada (del Inglés Insulated Gate Bipolar Transistor).
PLL	: Lazo de bloqueo de fase (del Inglés Phase Lock Loop).

Minúsculas

pf	: factor de potencia (del Inglés power factor).
----	---

Referencias

- [1] F. Prystupczuk, V. Rigoni, A. Keane, and T. O'Donnell, "System-Level Benefits Study of Hybrid Power Electronic Transformers in LV Distribution Grids," 2021 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), pp. 1–5, Jul. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/pesgm48719.2022.9916920>.
- [2] A. Carreno, M. Perez, C. Baier, A. Huang, S. Rajendran, and M. Malinowski, "Configurations, Power Topologies and Applications of Hybrid Distribution Transformers," *Energies*, vol. 14, no. 5, pp. 1215–1215, Feb. 2021, doi: <https://doi.org/10.3390/en14051215>.
- [3] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Applicability of Solid-State Transformers in Today's and Future Distribution Grids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 1, pp. 317–326, Jan. 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2017.2738610>.
- [4] Donghao Lv, J. Zhang, and Y. Dai, "Study on time and frequency-domain harmonic models of single-phase full bridge rectifiers," Jun. 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/cyber.2015.7288112>.
- [5] F. Prystupczuk, V. Rigoni, A. Nouri, R. Ali, A. Keane, and T. O'Donnell, "Hybrid Power Electronic Transformer Model for System-Level Benefits Quantification in Energy Distribution Systems," *Frontiers in Electronics*, vol. 2, Sep. 2021, doi: <https://doi.org/10.3389/felec.2021.716448>.
- [6] S. Bala, D. Das, E. Aeloiza, A. Maitra, and S. Rajagopalan, "Hybrid distribution transformer: Concept development and field demonstration," Sep. 2012, doi: <https://doi.org/10.1109/ecce.2012.6342271>.
- [7] Xu She and A. Huang, "Solid state transformer in the future smart electrical system," 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2013, doi: <https://doi.org/10.1109/pesmg.2013.6672768>.
- [8] L. Zheng et al., "Solid-State Transformer and Hybrid Transformer with Integrated Energy Storage in Active Distribution Grids: Technical and Economic Comparison, Dispatch, and Control," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3144361>.
- [9] A. Carreno, M. A. Perez, and M. Malinowski, "State-Feedback Control of a Hybrid Distribution Transformer for Power Quality Improvement of a Distribution Grid," *IEEE Transactions on*

- Industrial Electronics, vol. 71, no. 2, pp. 1147–1157, Apr. 2023, doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2023.3262872>.
- [10] S. Liu, Y. Li, J. Lin, L. Luo, J. Li, and X. Dai, “A Novel Transformer-integrated Power Flow Controller of Distribution Network with Hybrid Energy Storage System,” pp. 85–90, Oct. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/ichqp61174.2024.10768841>.
- [11] C. Roy, D. Chatterjee, and T. Bhattacharya, “A Hybrid Shunt FACTS Topology for Unbalance Mitigation and Reactive Power support in Traction Load Systems,” 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE), pp. 1–6, Jan. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/pesgre52268.2022.9715817>.
- [12] Y. Wang and T. Zhao, “A Hybrid Voltage Regulation Transformer Based on Interline Power Converters,” 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 404–409, Mar. 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/apec43599.2022.9773686>.
- [13] Y. Shi, X. Zhang, Y. Wu, W. Li, and L. Qi, “Application Expansion of DC Bias Suppression for Hybrid Transformers in Flexible AC Grid Regulation,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 12, pp. 15398–15402, Dec. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2024.3438836>.
- [14] X. Zheng, Z. Sang, X. Dong, Q. Zou, and K. Yang, “Load Voltage Regulation Strategy for Hybrid Power Transformers considering Voltage Fluctuations in Power Grid,” 2022 7th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE), pp. 2316–2320, Apr. 2024, doi: <https://doi.org/10.1109/acpee60788.2024.10532697>.
- [15] S. Rasool, K. M. Muttaqi, and D. Sutanto, “An Investigation on the Integration of a Hybrid Offshore Wind-Wave Energy Conversion System With the Distribution Network,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 4, pp. 4562–4571, Jul. 2023, doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2023.3268225>.
- [16] B. Zhang, W. Tang, J. Liang, L. Zhang, and C. Zhao, “EV Integration-Oriented DC Conversion of AC Low-Voltage Distribution Networks and the Associated Adaptive Control Strategy,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 10, no. 1, pp. 213–223, Mar. 2023, doi: <https://doi.org/10.1109/tte.2023.3254372>.
- [17] L. Tong, S. Zhao, H. Jiang, J. Zhou, and B. Xu, “Multi-Scenario and Multi-Objective Collaborative Optimization of Distribution Network Considering Electric Vehicles and Mobile

- Energy Storage Systems,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 55690–55697, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/access.2020.3026204>.
- [18] H. V M and C. Kumar, “Operation of Meshed Hybrid Microgrid During Adverse Grid Conditions With Storage Integrated Smart Transformer,” *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 315–325, 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/ojies.2021.3073142>.
- [19] T. Aihong *et al.*, “Research on the harmonic currents rates for the exchanged energy of unified distributed power flow controller,” *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 17, no. 3, pp. 530–538, Dec. 2022, doi: <https://doi.org/10.1049/gtd2.12741>.
- [20] R. A. Walling, R. Saint, R. C. Dugan, J. Burke, and L. A. Kojovic, “Summary of Distributed Resources Impact on Power Delivery Systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1636–1644, Jul. 2008, doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2007.909115>.

A. Transformación SC

Uno de los desafíos asociados al trabajo con sistemas monofásicos radica en la imposibilidad de igualar las derivadas a cero, debido a la naturaleza oscilatoria de las variables de estado. Por esta razón, se emplean identidades trigonométricas para facilitar el análisis en estado estacionario. A esta transformación se le denominará SC.

A continuación, se detallará el procedimiento mediante el cual se obtuvo dicha transformación. En primer lugar, se asume que todas las señales oscilantes presentan la siguiente forma:

$$R(t) = r(t) \sin(\omega t + \phi(t)); \omega = 2\pi f. \quad (\text{A.1})$$

Ahora, usando la identidad de la suma de dos ángulos:

$$R(t) = r(t)(\sin(\omega t) \cos(\phi(t)) + \cos(\omega t) \sin(\phi(t))). \quad (\text{A.2})$$

Ahora, definiendo:

$$R^S(t) = r(t) \cos(\phi(t)), \quad (\text{A.3})$$

$$R^C(t) = r(t) \sin(\phi(t)), \quad (\text{A.4})$$

Con esto se puede igualar según 2 variables, S y C.

$$R(t) = R^S(t) \sin(\omega t) + R^C(t) \cos(\omega t). \quad (\text{A.5})$$

Sin embargo, esta aproximación no satisface todas las necesidades del análisis, ya que el sistema de ecuaciones incluye derivadas. Por lo tanto, hay que generalizar la forma en que se deriva esta transformación, para facilitar su aplicación posterior y garantizar que el modelo sea adecuado para el estudio de sistemas dinámicos.

$$\frac{dR(t)}{dt} = \frac{d(R^S(t) \sin(\omega t) + R^C(t) \cos(\omega t))}{dt}, \quad (\text{A.6})$$

$$\Leftrightarrow \frac{dR(t)}{dt} = \frac{d(R^S(t) \sin(\omega t))}{dt} + \frac{d(R^C(t) \cos(\omega t))}{dt}, \quad (\text{A.7})$$

$$\Leftrightarrow \frac{dR(t)}{dt} = \frac{d(R^S(t))}{dt} \sin(\omega t) + R^S(t) \frac{d(\sin(\omega t))}{dt} + \frac{d(R^C(t))}{dt} \cos(\omega t) + R^C(t) \frac{d(\cos(\omega t))}{dt}, \quad (\text{A.8})$$

$$\Leftrightarrow \frac{dR(t)}{dt} = \frac{d(R^S(t))}{dt} \sin(\omega t) + R^S(t) \cos(\omega t) \omega + \frac{d(R^C(t))}{dt} \cos(\omega t) - R^C(t) \sin(\omega t) \omega. \quad (\text{A.9})$$

A continuación, se procede a separar las derivadas en sus componentes, multiplicados por las funciones trigonométricas $\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$.

$$\frac{d(R^S(t))}{dt} \sin(\omega t) = \frac{d(R^S(t))}{dt} \sin(\omega t) - R^C(t) \sin(\omega t) \omega, \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{d(R^C(t))}{dt} \cos(\omega t) = \frac{d(R^C(t))}{dt} \cos(\omega t) + R^S(t) \cos(\omega t) \omega. \quad (\text{A.11})$$

Es evidente que, al dividir las ecuaciones por $\sin(\omega t)$ o $\cos(\omega t)$ según corresponda, se elimina la componente oscilatoria de las señales. Este procedimiento cumple con el objetivo principal de la transformación, que es simplificar el sistema para facilitar su análisis en estado estacionario.

B. Código MatLab para obtener desacopladores

```
%Sistema internacional
m = 10^-3;
mu = 10^-6;
k = 10^3;
%Parámetros primario
Li = 1*m; Ri = 0.5; f = 50; w = 2*pi*50;
vis = sqrt(2)*50;
vij = 0;
Le = 0.056; Re = 30; Lp = 1*m; Rp = 0.5; Cp = 50*mu;
%Parámetros transformador 1
Rf1 = 153.37423; Lu1 = 0.52011; N1 = 100; N21 = 100;
RT1A = 0.323; RT1B = 0.323; LT1A = 54.11268*mu;
LT1B = 54.11268*mu;
%Parámetros transformador 2
Rf2 = 4.314*k; Lu2 = 22.59; N22 = 50; RT2A = 3.771;
RT2B = 1.886; LT2A = 982.69*mu; LT2B = 491.3451*mu;
%Parámetros filtros VSI
Ls = 1.3*m; Rs = 0.5;
Cf = 50*mu; Lf = 1.3*m; Rf = 0.5;
Cdc = 5*m; Rdc = 110*k;
%Carga
RL = 200; LL = 0.3;
Req1 = RL+RT1B; Leq1 = LL+LT1B; Req2 = Rs+RT2B;
Leq2 = Ls+LT2B;

%Linealización
syms iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc m1s m1j m2s m2j inls inlj
vis vij

eq1 = -(Le*vps-vis*(Le+Lp)+iis*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ips*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+iij*w;
eq2 = -(Le*vpj-vij*(Le+Lp)+iij*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ipj*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-iis*w;
eq3 = -(vps*(Le+Li)-vis*Le+iis*(Li*Re-
Le*Ri)+ips*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+ipj*w;
eq4 = -(vpj*(Le+Li)-vij*Le+iij*(Li*Re-
Le*Ri)+ipj*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-ips*w;
eq5 = (ips-iT1As-iT2As)/Cp+vpj*w;
eq6 = (ipj-iT1Aj-iT2Aj)/Cp-vps*w;
eq7 = (vps-RT1A*iT1As+w*Lu1*iT1Bj)/LT1A+iT1Aj*w;
eq8 = (vpj-RT1A*iT1Aj-w*Lu1*iT1Bs)/LT1A-iT1As*w;
eq9 = (Rf1*(iT1As-iT1Bs-is1s*N21/N1))/Lu1+iT1Bj*w;
```

```

eq10 = (Rf1*(iT1Aj-iT1Bj-is1j*N21/N1))/Lu1-iT1Bs*w;
eq11 = (vps-RT2A*iT2As+w*Lu2*iT2Bj)/LT2A+iT2Aj*w;
eq12 = (vpj-RT2A*iT2Aj-w*Lu2*iT2Bs)/LT2A-iT2As*w;
eq13 = (Rf2*(iT2As-iT2Bs-is2s*N22/N1))/Lu2+iT2Bj*w;
eq14 = (Rf2*(iT2Aj-iT2Bj-is2j*N22/N1))/Lu2-iT2Bs*w;
eq15 = (-Lu1*w*N21*iT1Bj/N1-Req1*is1s+vfs-RL*inls+LL*w*inlj)/Leq1+is1j*w;
eq16 = (Lu1*w*N21*iT1Bs/N1-Req1*is1j+vfj-RL*inlj-LL*w*inls)/Leq1-is1s*w;
eq17 = ((-Lu2*w*iT2Bj)*N22/N1-is2s*Req2-vdc*m1s)/Leq2+is2j*w;
eq18 = ((Lu2*w*iT2Bs)*N22/N1-is2j*Req2-vdc*m1j)/Leq2-is2s*w;
eq19 = (vdc*m2s-ifs*Rf-vfs)/Lf+ifj*w;
eq20 = (vdc*m2j-ifj*Rf-vfj)/Lf-ifs*w;
eq21 = (ifs-is1s)/Cf+vfj*w;
eq22 = (ifj-is1j)/Cf-vfs*w;
eq23 = (is2s*m1s+is2j*m1j-ifs*m2s-ifj*m2j)/(2*Cdc)-vdc/(Cdc*Rdc);

y1 = atan(ips/ipj)-atan((-Lp*ipj*w+Rp*ips+vps)/(Lp*ips*w+Rp*ipj+vpj));
y2 = -atan(vfj/vfs)+atan((w*Lu1*iT1Bs*N21/N1-is1j*RT1B-LT1B*is1s*w)/(-
w*Lu1*iT1Bj*N21/N1-is1s*RT1B+LT1B*is1j*w));
y3 = sqrt((vfs-w*Lu1*iT1Bj*N21/N1-
is1s*RT1B+LT1B*is1j*w)^2+(vfj+w*Lu1*iT1Bs*N21/N1-is1j*RT1B-
LT1B*is1s*w)^2);
y4 = vdc;

x =
[eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12,eq13,eq14,eq15,eq16,e
q17,eq18,eq19,eq20,eq21,eq22,eq23];
y = [y1, y2, y3, y4];

est = [iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc];
ent = [m1s m1j m2s m2j];
per = [vis vij inls inlj];

As = jacobian(x,est);
Bs = jacobian(x,ent);
Cs = jacobian(y,est);
Ds = jacobian(y,ent);
Es = jacobian(x,per);
Fs = jacobian(y,per);

est_val = [2.284 -1.133 0.49 -0.001 68.887 -0.264 0.417 -0.547 -0.001 -
0.421 0.068 -0.536 0.0002 -0.01 -0.03 -0.125 0.104 -1.054 -0.03 -0.095
1.96 -0.002 43];
ent_val = [0.777 0.0077 0.046 -0.001];
per_val = [sqrt(2)*50 0 0.313 -0.004];

Ah = subs(As,est,est_val);

```

```

Ah = subs(Ah,ent,ent_val);
Ah = subs(Ah,per,per_val);
A = double(Ah);

```

```

Bh = subs(Bs,est,est_val);
Bh = subs(Bh,ent,ent_val);
Bh = subs(Bh,per,per_val);
B = double(Bh);

```

```

Ch = subs(Cs,est,est_val);
Ch = subs(Ch,ent,ent_val);
Ch = subs(Ch,per,per_val);
C = double(Ch);

```

```

Dh = subs(Ds,est,est_val);
Dh = subs(Dh,ent,ent_val);
Dh = subs(Dh,per,per_val);
D = double(Dh);

```

```

Eh = subs(Es,est,est_val);
Eh = subs(Eh,ent,ent_val);
Eh = subs(Eh,per,per_val);
E = double(Eh);

```

```

Fh = subs(Fs,est,est_val);
Fh = subs(Fh,ent,ent_val);
Fh = subs(Fh,per,per_val);
F = double(Fh);

```

```

Kd = (-C*(A^(-1))*B+D)^-1

```

```

%Linealización sistema 3er armónico

```

```

syms iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc m1s m1j m2s m2j inls inlj
vis vij
w = 2*pi*50*3;
eq1 = -(Le*vps-vis*(Le+Lp)+iis*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ips*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+iij*w;
eq2 = -(Le*vpj-vij*(Le+Lp)+iij*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ipj*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-iis*w;
eq3 = -(vps*(Le+Li)-vis*Le+iis*(Li*Re-
Le*Ri)+ips*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+ipj*w;
eq4 = -(vpj*(Le+Li)-vij*Le+iij*(Li*Re-
Le*Ri)+ipj*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-ips*w;
eq5 = (ips-iT1As-iT2As)/Cp+vpj*w;
eq6 = (ipj-iT1Aj-iT2Aj)/Cp-vps*w;
eq7 = (vps-RT1A*iT1As+w*Lu1*iT1Bj)/LT1A+iT1Aj*w;

```

```

eq8 = (vpj-RT1A*iT1Aj-w*Lu1*iT1Bs)/LT1A-iT1As*w;
eq9 = (Rf1*(iT1As-iT1Bs-is1s*N21/N1))/Lu1+iT1Bj*w;
eq10 = (Rf1*(iT1Aj-iT1Bj-is1j*N21/N1))/Lu1-iT1Bs*w;
eq11 = (vps-RT2A*iT2As+w*Lu2*iT2Bj)/LT2A+iT2Aj*w;
eq12 = (vpj-RT2A*iT2Aj-w*Lu2*iT2Bs)/LT2A-iT2As*w;
eq13 = (Rf2*(iT2As-iT2Bs-is2s*N22/N1))/Lu2+iT2Bj*w;
eq14 = (Rf2*(iT2Aj-iT2Bj-is2j*N22/N1))/Lu2-iT2Bs*w;
eq15 = (-Lu1*w*N21*iT1Bj/N1-Req1*is1s+vfs-RL*inls+LL*w*inlj)/Leq1+is1j*w;
eq16 = (Lu1*w*N21*iT1Bs/N1-Req1*is1j+vfj-RL*inlj-LL*w*inls)/Leq1-is1s*w;
eq17 = ((-Lu2*w*iT2Bj)*N22/N1-is2s*Req2-vdc*m1s)/Leq2+is2j*w;
eq18 = ((Lu2*w*iT2Bs)*N22/N1-is2j*Req2-vdc*m1j)/Leq2-is2s*w;
eq19 = (vdc*m2s-ifs*Rf-vfs)/Lf+ifj*w;
eq20 = (vdc*m2j-ifj*Rf-vfj)/Lf-ifs*w;
eq21 = (ifs-is1s)/Cf+vfj*w;
eq22 = (ifj-is1j)/Cf-vfs*w;

y1h = iT1As+iT2As;
y2h = iT1Aj+iT2Aj;
y3h = vfs-(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bj-is1s*RT1B+LT1B*is1j*w;
y4h = vfj+(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bs-is1j*RT1B-LT1B*is1s*w;

xh =
[eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12,eq13,eq14,eq15,eq16,e
q17,eq18,eq19,eq20,eq21,eq22];
yh = [y1h, y2h, y3h, y4h];

esth = [iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj];
enth = [m1s m1j m2s m2j];
perh = [vis vij inls inlj];

Ash = jacobian(xh,esth);
Bsh = jacobian(xh,enth);
Csh = jacobian(yh,esth);
Dsh = jacobian(yh,enth);
Esh = jacobian(xh,perh);
Fsh = jacobian(yh,perh);

est_val = [0 0 0 0 0 0 0.058 -0.107 0 0 -0.058 0.107 0 0 0.058 -0.108 -
0.117 0.215 0.061 -0.105 0.049 -0.063];
ent_val = [0.019 -0.011 0.005 -0.001];
per_val = [0 0 -0.058 0.108];

Ah = subs(Ash,esth,est_val);
Ah = subs(Ah,enth,ent_val);
Ah = subs(Ah,perh,per_val);

```

```

Ah = double(Ah);

Bh = subs(Bsh,esth,est_val);
Bh = subs(Bh,enth,ent_val);
Bh = subs(Bh,perh,per_val);
Bh = subs(Bh,vdc,43);
Bh = double(Bh);

Ch = subs(Csh,esth,est_val);
Ch = subs(Ch,enth,ent_val);
Ch = subs(Ch,perh,per_val);
Ch = double(Ch);

Dh = subs(Dsh,esth,est_val);
Dh = subs(Dh,enth,ent_val);
Dh = subs(Dh,perh,per_val);
Dh = double(Dh);

Eh = subs(Esh,esth,est_val);
Eh = subs(Eh,enth,ent_val);
Eh = subs(Eh,perh,per_val);
Eh = double(Eh);

Fh = subs(Fsh,esth,est_val);
Fh = subs(Fh,enth,ent_val);
Fh = subs(Fh,perh,per_val);
Fh = double(Fh);

Kd3h = (-Ch*(Ah^(-1))*Bh+Dh)^-1

%Linealización sistema 5ta armónico
syms iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc m1s m1j m2s m2j inls inlj
vis vij
w = 2*pi*50*5;
eq1 = -(Le*vps-vis*(Le+Lp)+iis*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ips*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+iij*w;
eq2 = -(Le*vpj-vij*(Le+Lp)+iij*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ipj*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-iis*w;
eq3 = -(vps*(Le+Li)-vis*Le+iis*(Li*Re-
Le*Ri)+ips*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+ipj*w;
eq4 = -(vpj*(Le+Li)-vij*Le+iij*(Li*Re-
Le*Ri)+ipj*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-ips*w;
eq5 = (ips-iT1As-iT2As)/Cp+vpj*w;
eq6 = (ipj-iT1Aj-iT2Aj)/Cp-vps*w;
eq7 = (vps-RT1A*iT1As+w*Lu1*iT1Bj)/LT1A+iT1Aj*w;
eq8 = (vpj-RT1A*iT1Aj-w*Lu1*iT1Bs)/LT1A-iT1As*w;

```



```

eq9 = (Rf1*(iT1As-iT1Bs-is1s*N21/N1))/Lu1+iT1Bj*w;
eq10 = (Rf1*(iT1Aj-iT1Bj-is1j*N21/N1))/Lu1-iT1Bs*w;
eq11 = (vps-RT2A*iT2As+w*Lu2*iT2Bj)/LT2A+iT2Aj*w;
eq12 = (vpj-RT2A*iT2Aj-w*Lu2*iT2Bs)/LT2A-iT2As*w;
eq13 = (Rf2*(iT2As-iT2Bs-is2s*N22/N1))/Lu2+iT2Bj*w;
eq14 = (Rf2*(iT2Aj-iT2Bj-is2j*N22/N1))/Lu2-iT2Bs*w;
eq15 = (-Lu1*w*N21*iT1Bj/N1-Req1*is1s+vfs-RL*inls+LL*w*inlj)/Leq1+is1j*w;
eq16 = (Lu1*w*N21*iT1Bs/N1-Req1*is1j+vfj-RL*inlj-LL*w*inls)/Leq1-is1s*w;
eq17 = ((-Lu2*w*iT2Bj)*N22/N1-is2s*Req2-vdc*m1s)/Leq2+is2j*w;
eq18 = ((Lu2*w*iT2Bs)*N22/N1-is2j*Req2-vdc*m1j)/Leq2-is2s*w;
eq19 = (vdc*m2s-ifs*Rf-vfs)/Lf+ifj*w;
eq20 = (vdc*m2j-ifj*Rf-vfj)/Lf-ifs*w;
eq21 = (ifs-is1s)/Cf+vfj*w;
eq22 = (ifj-is1j)/Cf-vfs*w;

y1h = iT1As+iT2As;
y2h = iT1Aj+iT2Aj;
y3h = vfs-(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bj-is1s*RT1B+LT1B*is1j*w;
y4h = vfj+(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bs-is1j*RT1B-LT1B*is1s*w;

xh =
[eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12,eq13,eq14,eq15,eq16,e
q17,eq18,eq19,eq20,eq21,eq22];
yh = [y1h, y2h, y3h, y4h];

esth = [iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj];
enth = [m1s m1j m2s m2j];
perh = [vis vij inls inlj];

Ash = jacobian(xh,esth);
Bsh = jacobian(xh,enth);
Csh = jacobian(yh,esth);
Dsh = jacobian(yh,enth);
Esh = jacobian(xh,perh);
Fsh = jacobian(yh,perh);

est_val = [0 0 0 0 0 0 -0.074 0.069 0 0 0.074 -0.069 0 0 -0.074 0.069
0.148 -0.137 -0.077 0.064 -0.059 0.032];
ent_val = [-0.022 -0.0004 -0.005 -0.002];
per_val = [0 0 0.074 -0.069];

Ah = subs(Ash,esth,est_val);
Ah = subs(Ah,enth,ent_val);
Ah = subs(Ah,perh,per_val);
Ah = double(Ah);

```

```

Bh = subs(Bsh,esth,est_val);
Bh = subs(Bh,enth,ent_val);
Bh = subs(Bh,perh,per_val);
Bh = subs(Bh,vdc,43);
Bh = double(Bh);

```

```

Ch = subs(Csh,esth,est_val);
Ch = subs(Ch,enth,ent_val);
Ch = subs(Ch,perh,per_val);
Ch = double(Ch);

```

```

Dh = subs(Dsh,esth,est_val);
Dh = subs(Dh,enth,ent_val);
Dh = subs(Dh,perh,per_val);
Dh = double(Dh);

```

```

Eh = subs(Esh,esth,est_val);
Eh = subs(Eh,enth,ent_val);
Eh = subs(Eh,perh,per_val);
Eh = double(Eh);

```

```

Fh = subs(Fsh,esth,est_val);
Fh = subs(Fh,enth,ent_val);
Fh = subs(Fh,perh,per_val);
Fh = double(Fh);

```

```

Kd5h = (-Ch*(Ah^(-1))*Bh+Dh)^-1

```

```

%Linealización sistema 7er armónico

```

```

syms iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc m1s m1j m2s m2j in1s in1j
vis vij

```

```

w = 2*pi*50*7;

```

```

eq1 = -(Le*vps-vis*(Le+Lp)+iis*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ips*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+iij*w;

```

```

eq2 = -(Le*vpj-vij*(Le+Lp)+iij*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ipj*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-iis*w;

```

```

eq3 = -(vps*(Le+Li)-vis*Le+iis*(Li*Re-
Le*Ri)+ips*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+ipj*w;

```

```

eq4 = -(vpj*(Le+Li)-vij*Le+iij*(Li*Re-
Le*Ri)+ipj*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-ips*w;

```

```

eq5 = (ips-iT1As-iT2As)/Cp+vpj*w;

```

```

eq6 = (ipj-iT1Aj-iT2Aj)/Cp-vps*w;

```

```

eq7 = (vps-RT1A*iT1As+w*Lu1*iT1Bj)/LT1A+iT1Aj*w;

```

```

eq8 = (vpj-RT1A*iT1Aj-w*Lu1*iT1Bs)/LT1A-iT1As*w;

```

```

eq9 = (Rf1*(iT1As-iT1Bs-is1s*N21/N1))/Lu1+iT1Bj*w;

```

```

eq10 = (Rf1*(iT1Aj-iT1Bj-is1j*N21/N1))/Lu1-iT1Bs*w;

```

```

eq11 = (vps-RT2A*iT2As+w*Lu2*iT2Bj)/LT2A+iT2Aj*w;
eq12 = (vpj-RT2A*iT2Aj-w*Lu2*iT2Bs)/LT2A-iT2As*w;
eq13 = (Rf2*(iT2As-iT2Bs-is2s*N22/N1))/Lu2+iT2Bj*w;
eq14 = (Rf2*(iT2Aj-iT2Bj-is2j*N22/N1))/Lu2-iT2Bs*w;
eq15 = (-Lu1*w*N21*iT1Bj/N1-Req1*is1s+vfs-RL*inls+LL*w*inlj)/Leq1+is1j*w;
eq16 = (Lu1*w*N21*iT1Bs/N1-Req1*is1j+vfj-RL*inlj-LL*w*inls)/Leq1-is1s*w;
eq17 = ((-Lu2*w*iT2Bj)*N22/N1-is2s*Req2-vdc*m1s)/Leq2+is2j*w;
eq18 = ((Lu2*w*iT2Bs)*N22/N1-is2j*Req2-vdc*m1j)/Leq2-is2s*w;
eq19 = (vdc*m2s-ifs*Rf-vfs)/Lf+ifj*w;
eq20 = (vdc*m2j-ifj*Rf-vfj)/Lf-ifs*w;
eq21 = (ifs-is1s)/Cf+vfj*w;
eq22 = (ifj-is1j)/Cf-vfs*w;

y1h = iT1As+iT2As;
y2h = iT1Aj+iT2Aj;
y3h = vfs-(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bj-is1s*RT1B+LT1B*is1j*w;
y4h = vfj+(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bs-is1j*RT1B-LT1B*is1s*w;

xh =
[eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12,eq13,eq14,eq15,eq16,e
q17,eq18,eq19,eq20,eq21,eq22];
yh = [y1h, y2h, y3h, y4h];

esth = [iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj];
enth = [m1s m1j m2s m2j];
perh = [vis vij inls inlj];

Ash = jacobian(xh,esth);
Bsh = jacobian(xh,enth);
Csh = jacobian(yh,esth);
Dsh = jacobian(yh,enth);
Esh = jacobian(xh,perh);
Fsh = jacobian(yh,perh);

est_val = [0 0 0 0 0 0 0.067 -0.031 0 0 -0.067 0.031 0 0 0.067 -0.031 -
0.134 0.063 0.068 -0.026 0.051 -0.004];
ent_val = [0.017 0.009 0.0037 0.004];
per_val = [0 0 -0.067 0.031];

Ah = subs(Ash,esth,est_val);
Ah = subs(Ah,enth,ent_val);
Ah = subs(Ah,perh,per_val);
Ah = double(Ah);

Bh = subs(Bsh,esth,est_val);
Bh = subs(Bh,enth,ent_val);

```

```
Bh = subs(Bh,perh,per_val);
Bh = subs(Bh,vdc,43);
Bh = double(Bh);
```

```
Ch = subs(Csh,esth,est_val);
Ch = subs(Ch,enth,ent_val);
Ch = subs(Ch,perh,per_val);
Ch = double(Ch);
```

```
Dh = subs(Dsh,esth,est_val);
Dh = subs(Dh,enth,ent_val);
Dh = subs(Dh,perh,per_val);
Dh = double(Dh);
```

```
Eh = subs(Esh,esth,est_val);
Eh = subs(Eh,enth,ent_val);
Eh = subs(Eh,perh,per_val);
Eh = double(Eh);
```

```
Fh = subs(Fsh,esth,est_val);
Fh = subs(Fh,enth,ent_val);
Fh = subs(Fh,perh,per_val);
Fh = double(Fh);
```

```
Kd7h = (-Ch*(Ah^(-1))*Bh+Dh)^-1
```

```
%Linealización sistema 9no armónico
```

```
syms iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj vdc m1s m1j m2s m2j inls inlj
vis vij
```

```
w = 2*pi*50*9;
```

```
eq1 = -(Le*vps-vis*(Le+Lp)+iis*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ips*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+iij*w;
```

```
eq2 = -(Le*vpj-vij*(Le+Lp)+iij*(Le*Ri+Lp*Re+Lp*Ri)+ipj*(Le*Rp-
Lp*Re))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-iis*w;
```

```
eq3 = -(vps*(Le+Li)-vis*Le+iis*(Li*Re-
Le*Ri)+ips*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)+ipj*w;
```

```
eq4 = -(vpj*(Le+Li)-vij*Le+iij*(Li*Re-
Le*Ri)+ipj*(Li*Re+Le*Rp+Li*Rp))/(Le*Li+Le*Lp+Li*Lp)-ips*w;
```

```
eq5 = (ips-iT1As-iT2As)/Cp+vpj*w;
```

```
eq6 = (ipj-iT1Aj-iT2Aj)/Cp-vps*w;
```

```
eq7 = (vps-RT1A*iT1As+w*Lu1*iT1Bj)/LT1A+iT1Aj*w;
```

```
eq8 = (vpj-RT1A*iT1Aj-w*Lu1*iT1Bs)/LT1A-iT1As*w;
```

```
eq9 = (Rf1*(iT1As-iT1Bs-is1s*N21/N1))/Lu1+iT1Bj*w;
```

```
eq10 = (Rf1*(iT1Aj-iT1Bj-is1j*N21/N1))/Lu1-iT1Bs*w;
```

```
eq11 = (vps-RT2A*iT2As+w*Lu2*iT2Bj)/LT2A+iT2Aj*w;
```

```
eq12 = (vpj-RT2A*iT2Aj-w*Lu2*iT2Bs)/LT2A-iT2As*w;
```

```

eq13 = (Rf2*(iT2As-iT2Bs-is2s*N22/N1))/Lu2+iT2Bj*w;
eq14 = (Rf2*(iT2Aj-iT2Bj-is2j*N22/N1))/Lu2-iT2Bs*w;
eq15 = (-Lu1*w*N21*iT1Bj/N1-Req1*is1s+vfs-RL*inls+LL*w*inlj)/Leq1+is1j*w;
eq16 = (Lu1*w*N21*iT1Bs/N1-Req1*is1j+vfj-RL*inlj-LL*w*inls)/Leq1-is1s*w;
eq17 = ((-Lu2*w*iT2Bj)*N22/N1-is2s*Req2-vdc*m1s)/Leq2+is2j*w;
eq18 = ((Lu2*w*iT2Bs)*N22/N1-is2j*Req2-vdc*m1j)/Leq2-is2s*w;
eq19 = (vdc*m2s-ifs*Rf-vfs)/Lf+ifj*w;
eq20 = (vdc*m2j-ifj*Rf-vfj)/Lf-ifs*w;
eq21 = (ifs-is1s)/Cf+vfj*w;
eq22 = (ifj-is1j)/Cf-vfs*w;

y1h = iT1As+iT2As;
y2h = iT1Aj+iT2Aj;
y3h = vfs-(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bj-is1s*RT1B+LT1B*is1j*w;
y4h = vfj+(N21/N1)*w*Lu1*iT1Bs-is1j*RT1B-LT1B*is1s*w;

xh =
[eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12,eq13,eq14,eq15,eq16,e
q17,eq18,eq19,eq20,eq21,eq22];
yh = [y1h, y2h, y3h, y4h];

esth = [iis iij ips ipj vps vpj iT1As iT1Aj iT1Bs iT1Bj iT2As iT2Aj iT2Bs
iT2Bj is1s is1j is2s is2j ifs ifj vfs vfj];
enth = [m1s m1j m2s m2j];
perh = [vis vij inls inlj];

Ash = jacobian(xh,esth);
Bsh = jacobian(xh,enth);
Csh = jacobian(yh,esth);
Dsh = jacobian(yh,enth);
Esh = jacobian(xh,perh);
Fsh = jacobian(yh,perh);

est_val = [0 0 0 0 0 0 -0.046 0.007 0 0 0.046 -0.007 0 0 -0.046 0.007
0.092 -0.014 -0.045 0.003 -0.032 -0.009];
ent_val = [-0.009 -0.011 -0.001 -0.004];
per_val = [0 0 0.046 -0.007];

Ah = subs(Ash,esth,est_val);
Ah = subs(Ah,enth,ent_val);
Ah = subs(Ah,perh,per_val);
Ah = double(Ah);

Bh = subs(Bsh,esth,est_val);
Bh = subs(Bh,enth,ent_val);
Bh = subs(Bh,perh,per_val);

```

```

Bh = subs(Bh,vdc,43);
Bh = double(Bh);

Ch = subs(Csh,esth,est_val);
Ch = subs(Ch,enth,ent_val);
Ch = subs(Ch,perh,per_val);
Ch = double(Ch);

Dh = subs(Dsh,esth,est_val);
Dh = subs(Dh,enth,ent_val);
Dh = subs(Dh,perh,per_val);
Dh = double(Dh);

Eh = subs(Esh,esth,est_val);
Eh = subs(Eh,enth,ent_val);
Eh = subs(Eh,perh,per_val);
Eh = double(Eh);

Fh = subs(Fsh,esth,est_val);
Fh = subs(Fh,enth,ent_val);
Fh = subs(Fh,perh,per_val);
Fh = double(Fh);

Kd9h = (-Ch*(Ah^(-1))*Bh+Dh)^-1

```

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

Departamento : Departamento de Ingeniería Eléctrica
Carrera : Ingeniería Civil Electrónica
Nombre del memorista : Samuel Danilo Rebolledo Isla
Título de la memoria : Control de un transformador híbrido con capacidad de filtro activo
Fecha de la presentación oral : 05/06/2025

Profesor(es) guía : José Rubén Espinoza Castro
Profesor(es) revisor(es) : Leonardo Manuel Palma Fanjul
Luis Alejandro Morán Tamayo
Concepto :
Calificación :

Resumen (máximo 200 palabras)

Debido al aumento de las energías renovables en la red de MV-LV y el aumento de cargas de alto consumo y altamente no lineales el estrés en el sistema de distribución de energía aumenta, causando problemas como sag, swell, aumento de armónicos y por consiguiente un aumento de pérdidas en el sistema. Los LFT si bien son robustos y eficientes no tienen la capacidad de enfrentarse a tales condiciones de operación, lo que causa deterioro en los equipos. Sumado a esto, los LFT dejan a la red expuesta ante variaciones de voltaje y armónicos debido a ser un componente pasivo. Esto impulsó el estudio de topologías como el SST el cual tiene una gran capacidad de controlabilidad, pero conlleva tener altos niveles de pérdida energética. En esta memoria de título se estudió la capacidad de compensación de voltaje, reactivos y filtrado de armónicos de un HT monofásico utilizando la topología shunt-series utilizando desacopladores estáticos y lazos de control PI. Logrando corroborar que esta topología de HT puede compensar variaciones de voltaje de red de hasta un $\pm 20\%$, corrección de fp de hasta un 0.6 y reducir el THD a la mitad mediante un filtrado activo de los armónicos.