



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



**MODELACIÓN Y ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES PARA
PRECIPITADORES ELECTROSTÁTICOS**

POR

José Manuel Poblete López

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

Profesor Guía
PhD Rubén S. Peña G.

Marzo 2025
Concepción (Chile)
© 2025 José Manuel Poblete López

© 2025 José Manuel Poblete López

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

Resumen

Los precipitadores electrostáticos (ESP) son dispositivos ampliamente utilizados en la industria para la reducción de emisiones de material particulado. La eficiencia de estos equipos está fuertemente influenciada por la fuente de poder que los energiza, ya que el voltaje aplicado entre los electrodos y las superficies colectoras determina la efectividad en la captura de partículas. Tradicionalmente, los ESP han sido alimentados mediante transformadores-rectificadores monofásicos y trifásicos, pero los avances en electrónica de potencia han permitido el desarrollo de fuentes de alta frecuencia, que prometen mejorar la eficiencia del sistema.

En este trabajo, se modelaron y simularon tres topologías de convertidores de alto voltaje de corriente continua: transformador-rectificador monofásico, transformador-rectificador trifásico y fuente de poder conmutada de alta frecuencia. A través de simulaciones en lazo abierto y lazo cerrado, se analizaron las características del voltaje suministrado por cada convertidor, incluyendo la estabilidad del voltaje, el contenido de ripple y la respuesta ante descargas disruptivas (flashover).

Los resultados muestran que la fuente conmutada de alta frecuencia presenta ventajas significativas sobre las otras topologías, proporcionando un voltaje más estable, con menor ripple y una recuperación más rápida ante eventos de flashover. Estas características la posicionan como una alternativa prometedora para mejorar la eficiencia operativa de los ESP, reducir las emisiones aéreas de los procesos industriales y cumplir con normativas ambientales cada vez más exigentes.

Agradecimientos

Se agradece el apoyo del proyecto ANID/FONDAP/SERC/1523A0006

En primer lugar, quiero expresar mi más profundo agradecimiento a mis padres, Claudio y Pilar, por su apoyo incondicional a lo largo de mi formación. Gracias por brindarme todas las oportunidades y herramientas para alcanzar este importante logro en una carrera que me apasiona y me inspira.

A mis hermanas, Rosario y Gabriela, a mi polola, Francisca, y a mis innumerables amigos, gracias por estar siempre ahí, en cada etapa de estos seis años llenos de desafíos y aprendizajes. Su compañía y aliento fueron fundamentales para seguir adelante en los momentos más difíciles.

Mi gratitud también para el Grupo de Guías y Scouts Rucapeñihue, donde encontré una segunda familia y construí amistades que perdurarán toda la vida. Los valores que adquirí en el movimiento scout han sido clave en mi formación como persona, siendo el compromiso con el medioambiente una de las motivaciones para desarrollar esta memoria, con la esperanza de contribuir, de alguna manera, a dejar el mundo mejor de como lo encontramos.

Agradezco al equipo del Taller Eléctrico de Celulosa Arauco L2 por brindarme la oportunidad de realizar mi práctica profesional, donde surgió la idea de este trabajo. Un reconocimiento especial para el Sr. Leonel Venegas, por compartir sus conocimientos técnicos con gran disposición y generosidad. Espero que los resultados de esta memoria puedan ser de utilidad.

Finalmente, mi más sincero agradecimiento a los docentes del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción, por su dedicación y compromiso en la formación de sus estudiantes. En especial, al profesor Rubén Peña, por su guía, paciencia y valiosos aportes en el desarrollo de este proyecto.

Tabla de Contenidos

Resumen	iii
Agradecimientos.....	iv
Lista de Tablas	viii
Lista de Figuras	ix
Abreviaciones.....	xi
Nomenclatura	xiii
Capítulo 1. Introducción	16
1.1. Introducción General.....	16
1.2. Estado del Arte	16
1.2.1 Precipitadores Electrostáticos (ESP).....	17
1.2.2 Convertidores HVDC para aplicaciones en ESP.....	17
1.2.3 Control de Convertidores HVDC para aplicaciones en ESP.....	19
1.2.4 Transformadores de Alta Frecuencia (HFT)	20
1.3. Discusión.....	20
1.4. Hipótesis del Trabajo	21
1.5. Objetivos	21
1.5.1 Objetivo General	21
1.5.2 Objetivos Específicos	21
1.6. Alcances y Limitaciones	21
1.7. Temario	22
Capítulo 2. Fundamentos Teóricos	23
2.1. Introducción	23
2.2. Precipitador Electrostático	23
2.2.1 Principio de Operación (Efecto Corona).....	24
2.2.2 Rendimiento	25

2.2.3	Flashover	29
2.2.4	Back-Corona.....	30
2.2.5	Modelo Eléctrico	31
2.3.	Transformador-Rectificador Monofásico.....	32
2.3.1	Topología	32
2.3.2	Características	33
2.4.	Transformador-Rectificador Trifásico	35
2.4.1	Topología	35
2.4.2	Características	36
2.5.	Fuente de Poder Conmutada	37
2.5.1	Topología	38
2.5.2	Características	41
Capítulo 3.	Simulaciones Transformador-Rectificador Monofásico	42
3.1.	Introducción	42
3.2.	Parámetros.....	42
3.3.	Simulación en Lazo Abierto.....	43
3.4.	Simulación en Lazo Cerrado	44
3.4.1	Punto de Operación	44
3.4.2	Control Proporcional-Integral de Voltaje.....	45
3.4.3	Simulación.....	46
3.5.	Simulación con Control de Flashover	47
Capítulo 4.	Simulaciones Transformador-Rectificador Trifásico.....	50
4.1.	Introducción	50
4.2.	Parámetros.....	50
4.3.	Simulación en Lazo Abierto.....	51
4.4.	Simulación en Lazo Cerrado	52

4.4.1	Punto de Operación	52
4.4.2	Control Proporcional-Integral de Voltaje.....	53
4.4.3	Simulación.....	54
4.5.	Simulación con Control de Flashover	55
Capítulo 5.	Simulaciones Fuente de Poder Conmutada.....	58
5.1.	Introducción	58
5.2.	Parámetros.....	58
5.3.	Simulación en Lazo Abierto.....	59
5.4.	Simulación en Lazo Cerrado	61
5.4.1	Punto de Operación	61
5.4.2	Control Proporcional-Integral de Voltaje.....	61
5.4.3	Simulación.....	63
5.5.	Simulación con Control de Flashover	64
Capítulo 6.	Conclusiones	68
6.1.	Resumen de Resultados.....	68
6.2.	Conclusiones	69
6.3.	Trabajos Futuros.....	70
Referencias	71

Lista de Tablas

Tabla 2.1: Rendimiento por campo	26
Tabla 2.2 Condiciones normales de chispa	30
Tabla 3.1 TR Monofásico - Parámetros de la red.....	42
Tabla 3.2 TR Monofásico - Parámetros del ESP.....	42
Tabla 3.3 TR Monofásico - Parámetros del transformador monofásico	42
Tabla 3.4 TR Monofásico – Características del punto de operación.....	45
Tabla 3.5 TR Monofásico - Respuesta a escalón	45
Tabla 4.1 TR Trifásico - Parámetros de la red	50
Tabla 4.2 TR Trifásico - Parámetros del ESP	50
Tabla 4.3 TR Trifásico - Parámetros del transformador trifásico	50
Tabla 4.4 TR Trifásico – Características del punto de operación	53
Tabla 4.5 TR Trifásico - Respuesta a escalón	53
Tabla 5.1 SMPS - Parámetros de la red.....	58
Tabla 5.2 SMPS - Parámetros del ESP	58
Tabla 5.3 SMPS - Parámetros de la SMPS	59
Tabla 5.4 SMPS - Respuesta a escalón	62
Tabla 6.1 Resumen de resultados	68

Lista de Figuras

Figura 2.1: Componentes de un ESP.....	23
Figura 2.2: Electrodo y superficies colectoras.....	24
Figura 2.3 Voltaje y corriente en función de la resistividad en presencia de back-corona.....	31
Figura 2.4 Modelo eléctrico ESP	31
Figura 2.5 Topología TR monofásico	32
Figura 2.6 Transformador monofásico.....	33
Figura 2.7 Controlador LA.....	33
Figura 2.8 Mediciones de voltaje y corriente p.u. en un TR monofásico	34
Figura 2.9 Respuesta ante FO de un TR monofásico (azul).....	34
Figura 2.10 Topología TR trifásico.....	35
Figura 2.11 Transformador trifásico	36
Figura 2.12 Mediciones de voltaje y corriente p.u. en un TR trifásico	37
Figura 2.13 Topología SMPS.....	38
Figura 2.14 Rectificador semicontrolado	39
Figura 2.15 Inversor monofásico	40
Figura 2.16 Transformador de alta frecuencia	40
Figura 3.1 TR Monofásico - Voltaje en función de Alpha.....	43
Figura 3.2 TR Monofásico - Formas de onda de I , V y V	43
Figura 3.3 TR Monofásico - Operación en LA	44
Figura 3.4 TR Monofásico – Formas de onda en el punto de operación	44
Figura 3.5 TR Monofásico - Respuesta a escalón.....	45
Figura 3.6 TR Monofásico - Diagrama de control	46
Figura 3.7 TR Monofásico – Diagrama de estados LC.....	47
Figura 3.8 TR Monofásico - Operación en LC	47
Figura 3.9 TR Monofásico – Flashover en LC.....	48
Figura 3.10 TR Monofásico - Diagrama de estados FO.....	48
Figura 3.11 TR Monofásico – Operación con control de FO.....	49
Figura 3.12 TR Monofásico – Operación con control de FO sucesivos	49
Figura 4.1 TR Trifásico - Voltaje en función de Alpha	51
Figura 4.2 TR Trifásico - Formas de onda de I , V y V	51

Figura 4.3 TR Trifásico - Operación en LA.....	52
Figura 4.4 TR Trifásico – Formas de onda en el punto de operación.....	52
Figura 4.5 TR Trifásico - Respuesta a escalón.....	53
Figura 4.6 TR Trifásico - Diagrama de control.....	54
Figura 4.7 TR Trifásico – Diagrama de estados LC	54
Figura 4.8 TR Trifásico - Operación en LC	55
Figura 4.9 TR Trifásico – Flashover en LC	55
Figura 4.10 TR Trifásico - Diagrama de estados FO	56
Figura 4.11 TR Trifásico – Operación con control de FO	57
Figura 4.12 TR Trifásico – Operación con control de FO sucesivos	57
Figura 5.1 SMPS - Voltaje en función de Alpha.....	59
Figura 5.2 SMPS - Formas de onda de I y V	60
Figura 5.3 SMPS - Operación en LA	60
Figura 5.4 SMPS – Formas de onda en el punto de operación	61
Figura 5.5 SMPS - Respuesta a escalón.....	62
Figura 5.6 SMPS - Diagrama de control.....	63
Figura 5.7 SMPS - Diagrama de estados LC	63
Figura 5.8 SMPS - Operación en LC	64
Figura 5.9 SMPS – Flashover en LC.....	65
Figura 5.10 SMPS - Diagrama de estados FO	66
Figura 5.11 SMPS – Operación con control de FO.....	66
Figura 5.12 SMPS – Operación con control de FO sucesivos	67
Figura 6.1 Respuestas a FO.....	68

Abreviaciones

AC	: Corriente alterna
DC	: Corriente continua
ESP	: Precipitador electrostático
FO	: Flashover (descarga disruptiva)
HFT	: Transformador de alta frecuencia
HVDC	: Alto voltaje de corriente continua
IGBT	: Transistor bipolar de puerta aislada
LA	: Lazo abierto
LC	: Lazo cerrado
MOSFET	: Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor
MP	: Material particulado
MSPPS	: Fuente de poder de pulsos de microsegundos
PI	: Controlador proporcional-integral
PLL	: Lazo de bloqueo de fase
RMS	: Valor cuadrático medio
SiC	: Transistor de carburo de silicio
SMPS	: Fuente de poder conmutada
SST	: Transformador de estado sólido
TR	: Transformador-rectificador

Unidades de medida

A	: Amperio
atm	: Atmósfera
C	: Celsius
F	: Faradio
g	: Gramo
H	: Henrio
Hz	: Hercio
K	: Kelvin
m	: Metro

p.u.	: Por unidad
rad	: Radián
s	: Segundo
V	: Voltio
W	: Vatio
Ω	: Ohm
°	: Grado sexagesimal

Prefijos

k	: Kilo (10^3)
c	: Centi (10^{-2})
m	: Mili (10^{-3})
μ	: Micro (10^{-6})
n	: Nano (10^{-9})
p	: Pico (10^{-12})

Nomenclatura

A	: Área total de recolección
C_{ESP}	: Capacitancia del precipitador
C_{stray}	: Capacitancia parásita
C_{DC}	: Capacitancia de enlace DC
d	: Separación placa-alambre
d_r	: Densidad relativa del gas
\bar{E}	: Valor medio del campo eléctrico
\hat{E}	: Valor pico del campo eléctrico
E_c	: Campo de formación de la corona en la superficie del alambre
E_{FO}	: Campo de flashover
E_l	: Campo eléctrico en la capa de polvo
E_{max}	: Máxima intensidad del campo eléctrico
f	: Frecuencia del inversor
F	: Fuerza eléctrica
T	: Temperatura absoluta del medio
V	: Voltaje entre electrodo y placa
$H_E(s)$: Función de transferencia del enlace DC
$H_{TR1}(s)$: Función de transferencia del TR Monofásico
$H_{TR3}(s)$: Función de transferencia del TR Trifásico
$H_{SMPS}(s)$: Función de transferencia de la SMPS
I	: Corriente de corona
\bar{I}	: Corriente media
I_N	: Corriente nominal
I_p	: Corriente del lado primario
I_{pRMS}	: Corriente RMS del primario
J	: Densidad máxima de corriente
k_F	: Constante de proporcionalidad
k_q	: Constante de proporcionalidad
k_ω	: Constante de proporcionalidad

K_E	: Ganancia del enlace DC
K_i	: Ganancia integral
K_p	: Ganancia proporcional
K_T	: Ganancia del conjunto inversor-transformador-rectificador
K_{TR1}	: Ganancia del TR Monofásico
K_{TR3}	: Ganancia del TR Trifásico
L	: Distancia más corta de electrodo a placa
L_1	: Inductancia del devanado primario
$L_{1 2 3}$: Inductancia de los devanados primarios 1, 2 y 3
L_m	: Inductancia de magnetización
\dot{m}_c	: Masa del flujo de partículas recolectadas
\dot{m}_i	: Masa del flujo de partículas entrante
N	: Razón del transformador
\bar{P}	: Potencia Media
P_g	: Presión del gas
$PI_{SMPS}(s)$: Controlador PI de la SMPS
$PI_{TR1}(s)$: controlador PI del TR Monofásico
$PI_{TR3}(s)$: Controlador PI del TR Trifásico
q	: Carga máxima adquirible
Q	: Tasa de flujo del gas
r_w	: Radio del alambre
R_1	: Resistencia del devanado primario
$R_{1 2 3}$: Resistencia de los devanados primarios 1, 2 y 3
R_{ESP}	: Resistencia del precipitador
R_{Fe}	: Resistencia de pérdidas en el núcleo
R_{FO}	: Resistencia de flashover
t_s	: Tiempo de respuesta
V_c	: Voltaje de formación de la corona
V_E	: Voltaje de enlace DC
V_{FO}	: Voltaje de flashover
V_N	: Voltaje nominal

V_p	: Voltaje del lado primario
$V_{p_{RMS}}$: Voltaje RMS del primario
α	: Ángulo de disparo
ϵ_0	: Permitividad del vacío
η	: Eficiencia de recolección
μ	: Movilidad de la partícula ionizada
ξ	: Factor de amortiguamiento
ρ	: Resistividad del material recolectado
τ_{TR1}	: Constante de tiempo del TR Monofásico
τ_{TR3}	: Constante de tiempo del TR Trifásico
ω	: Velocidad de migración de partículas
ω_n	: Frecuencia natural

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

En 1908, Frederick Gardner Cottrell, profesor de química en la Universidad de California, patentó un dispositivo capaz de cargar partículas suspendidas en gases o líquidos y recolectarlas mediante atracción electrostática. Este dispositivo, posteriormente conocido como precipitador electrostático (ESP), se utilizó inicialmente para captar neblinas de ácido sulfúrico emitidas durante la producción de ácido y humos de óxido de plomo generados en fundiciones, que afectaban los viñedos del norte de California [1].

Actualmente, los ESP se encuentran en diversos procesos industriales, como centrales termoeléctricas, calderas, fabricación de pulpa de celulosa, siderurgia de oxígeno básico, hornos de cemento, altos hornos, plantas de sinterización, entre otros [3]. Con la entrada en vigor de normativas ambientales más estrictas, como el artículo 8 de la Ley N° 20.780, conocido como "impuesto verde", el control de las emisiones de material particulado (MP) se ha vuelto cada vez más relevante en el ámbito industrial [2].

El proceso de carga de partículas en suspensión ocurre mediante descargas de corona en el gas mientras este fluye a través de varias cámaras con electrodos cargados con alto voltaje de corriente continua (HVDC) [3]. Con los avances en electrónica de potencia, han surgido nuevas formas de suministrar el HVDC a los ESP. Estas nuevas topologías de convertidores de potencia son más sofisticadas y prometen mejorar el rendimiento energético del ESP, además de capturar una mayor cantidad de MP.

1.2. Estado del Arte

Esta sección presenta una revisión de la literatura científica acerca de los ESP, las topologías de convertidores HVDC utilizados para su operación, y la naturaleza del control de las variables eléctricas para su correcto funcionamiento. Adicionalmente, se incluye un artículo acerca de una topología que resulta útil analizar, ya que comparte características con uno de los convertidores estudiados, pese a ser diseñada para otro tipo de aplicaciones.

1.2.1 Precipitadores Electrostáticos (ESP)

- ❖ [3] J. Katz, *“The Art of Electrostatic Precipitation”*. New York: Pergamon Press, 1979.

En este libro, Jacob Katz comparte los conocimientos adquiridos a lo largo de más de 15 años de experiencia como consultor industrial en el área de control de emisiones aéreas. A través de 16 capítulos, aborda diversos tópicos relacionados con la teoría de la precipitación electrostática, tales como sus fundamentos; el comisionado, mantenimiento y operación; así como las variables eléctricas, constructivas y de proceso que afectan el funcionamiento de un ESP.

Para el desarrollo de esta memoria de título, se priorizan los cuatro primeros capítulos, los cuales aportan a la comprensión de las bases del funcionamiento de un ESP y de los factores eléctricos que afectan su operación.

Adicionalmente, cabe señalar que el autor visitó un complejo industrial de la Región del Bío-Bío en el año 2016, donde realizó un seminario sobre la operación y mantenimiento de ESP en la producción de celulosa Kraft.

- ❖ [4] G. Bacchiega, I. Gallimberti, V. Arrondel, N. Caraman, and M. Hamlil, *“Back-corona model for prediction of ESP efficiency and voltage-current characteristics”*. *Int. Conf. on Electrostatic Precipitation (ICESP)*. Australia. 2006.

Este artículo introduce el concepto de corona inverso (back-corona), un fenómeno no lineal poco estudiado que se manifiesta en los ESP y perjudica la captación de partículas. En este artículo, se presenta por primera vez un modelo que reproduce los efectos del back-corona sobre las características de voltaje-corriente y la eficiencia del ESP.

1.2.2 Convertidores HVDC para aplicaciones en ESP

- ❖ [5] M. Nannestad, B. Bidoggia, Z. Zhang, T.-G. Zsurzsan, and K. Skriver, *“Modeling of transformer-rectifier sets for the energization of electrostatic precipitators using Modelica”*. *Proceedings of the 13th International Modelica Conference*. Regensburg, Germany. 2019.

Esta publicación presenta, en primer lugar, como se relaciona eficiencia de un ESP con la potencia eléctrica y las características del voltaje, cuantificando la eficiencia del sistema en términos de porcentaje del MP recolectado. En segundo lugar, se detallan dos topologías de convertidores HVDC: Transformador-rectificador (TR) monofásico y TR trifásico, y se modelan utilizando el software Modelica. A su vez, propone un modelo eléctrico simplificado para el ESP, basado en una

resistencia de alto valor y un capacitor en paralelo. Los resultados de las simulaciones coinciden notablemente las mediciones de voltaje y corriente registradas en una aplicación real. Las simulaciones presentadas en esta memoria de título se basan, en buena parte, en las detalladas en este artículo académico.

- ❖ [6] N. Grass, “150kV/ 300kW High Voltage Supply with IGBT Inverter for Large Industrial Electrostatic Precipitators”. *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting. New Orleans, LA, USA. 2007.*

Esta publicación plantea incrementar el rendimiento de un ESP, aumentando la potencia de corona en los campos de entrada mediante la sustitución de un TR monofásico por una fuente de poder conmutada (SMPS) que incorpora un inversor de transistores bipolares de puerta aislada (IGBT). Se presentan y comparan dos topologías de convertidores: hard switching y resonant switching, siendo la primera la escogida para la aplicación debido a la posibilidad de implementarla manteniendo partes del TR monofásico existente, con la desventaja de tener que limitarse a una frecuencia no tan elevada. En esta experiencia se puso a prueba un convertidor con una potencia de 300kVA y un voltaje de 150kV, dando como resultado un voltaje de salida de menor ripple que el TR monofásico y, por tanto, mayor energía suministrada al ESP.

- ❖ [7] N. Grass, W. Hartmann and M. Romheld, “Microsecond pulsed power supply for electrostatic precipitators”. *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. Chicago, USA. 2001.*

Este artículo introduce la topología fuente de poder de pulsos de microsegundos (MSPPS), la cual suministra al ESP un voltaje base alternado con picos de voltaje de amplitud significativa y corta duración. Esta topología está orientada al campo de salida del ESP, donde el MP es más fino y genera capas más gruesas en las placas, favoreciendo el fenómeno back-corona. El voltaje base es provisto por una fuente auxiliar (comúnmente SMPS) y se establece en torno al 50% del voltaje nominal para evitar el fenómeno back-corona. La duración de pulsos se pretende en el orden de los 10 μ s para evitar descargas por arco entre electrodo y placa, denominadas flashover (FO). Se realizaron pruebas experimentales en un ESP energizado mediante SMPS en el campo de entrada, TR en el campo intermedio y SMPS + MSPPS en el campo de salida, mejorando la recolección de MP en un 22%.

- ❖ [8] N. Grass, W. Hartmann and M. Klockner, “Application of different types of high voltage supplies on industrial electrostatic precipitators”. *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. Pittsburgh, USA. 2002.*

Esta publicación comienza describiendo tres topologías de convertidores HVDC para aplicaciones en ESP: TR monofásico, Rectificador de Alta Frecuencia y Fuente de Pulsos de microsegundos. A continuación, analiza los distintos requerimientos eléctricos de los campos de entrada, intermedios y de salida de un ESP, los cuales guardan relación con la concentración y el tamaño del MP presente en el flujo de gas. Los autores realizaron mediciones experimentales en una planta termoeléctrica de combustibles fósiles y en una planta de sinterización. De los resultados experimentales se concluye que la configuración más efectiva para la recolección de MP es Rectificador de Alta Frecuencia en el campo de entrada, TR en el campo intermedio, y Fuente de Pulsos de Microsegundos en el campo de salida.

- ❖ [9] ANDRITZ, “SIR4 product information”. *Andritz. 2022.*

En este documento, la compañía proveedora de equipos y soluciones industriales ANDRITZ presenta el equipo SIR4 (Switched Integrated Rectifier) para aplicaciones en ESP, el cual corresponde a la topología SMPS con la modalidad resonant switching. El fabricante postula que su equipo es capaz de reducir significativamente las emisiones de MP, sin la necesidad de modificar el ESP como tal. En comparación al TR monofásico, el SIR4 presenta menor ripple de voltaje, mejor factor de potencia, menor tiempo de arco y menor peso. Sumado a esto, el equipo incorpora tecnología modular, lo que reduciría considerablemente los tiempos de mantenimiento y reparación, al mismo tiempo que simplificaría su logística. Finalmente, se exponen dos estudios de caso en los cuales, al pasar de TR monofásico a SIR4, se redujeron las emisiones para cumplir con las normativas ambientales y, al implementar un control sofisticado, se mejoró la eficiencia energética.

1.2.3 Control de Convertidores HVDC para aplicaciones en ESP

- ❖ [10] N. Grass, A. Zintl and E. Hoffmann, “Electrostatic Precipitator Control Systems”. *IEEE Industry Applications Magazine. 2010.*

Este artículo ahonda en las técnicas de control de los convertidores HVDC utilizados para energizar ESP. El desafío del control radica en mantener un voltaje elevado, minimizando la ocurrencia de FO y extinguiendo el arco cuando este se produzca. Para estos efectos, se favorecerá a una fuente de poder capaz de suministrar voltaje de bajo ripple y de rápida extinción del arco y

restauración del voltaje. Debido a la naturaleza fluctuante y difícil de predecir del proceso, se propone implementar control basado en reglas (lógica difusa) que se adapte a las variaciones en el voltaje de FO, maximice la potencia de corona y cumpla con las normativas de emisiones a la vez que minimiza el gasto energético.

1.2.4 Transformadores de Alta Frecuencia (HFT)

- ❖ [11] N. Santos, M. Chaves, P. Gamboa, A. Cordeiro, N. Santos, and S. F. Pinto, “High frequency transformers for solid-state transformer applications”. *Applied Sciences*. 2023.

Esta publicación introduce el concepto de transformador de estado sólido (SST), una tecnología emergente de convertidores de potencia con enlace en alta frecuencia, diseñados para aplicaciones en redes de transmisión y distribución con presencia de generación renovable. El artículo se enfoca en el diseño y parametrización del transformador de alta frecuencia (HFT), y propone una metodología de diseño que integra múltiples requerimientos constructivos, térmicos y electromagnéticos. Finalmente, presenta el circuito equivalente del transformador diseñado y simula la operación del convertidor.

Las topologías de los SST comparten grandes similitudes con los SMPS utilizados en aplicaciones de ESP, por lo que resulta conveniente homologar el HFT a la topología estudiada en esta memoria de título.

1.3. Discusión

La revisión del estado del arte da cuenta de varias décadas de estudio de los ESP y su naturaleza compleja de modelar adecuadamente, debido a las numerosas variables que afectan drásticamente su desempeño. Para efectos del estudio de las fuentes de poder, se haya conveniente utilizar un modelo sencillo mayormente resistivo.

En cuanto a los convertidores HVDC, la topología TR monofásico ha sido largamente estudiada y es considerada la “topología clásica” para aplicaciones en ESP. Con los avances en la electrónica de potencia, las topologías SMPS y MSPPS comienzan a ser mencionadas, analizadas y comparadas al TR monofásico, presentando ventajas sustanciales. No se hallaron estudios que comparen directamente TR trifásico y SMPS, ni el uso conjunto de TR trifásico + MSPPS.

Respecto al control, es fundamental entender el comportamiento de un ESP para lograr un diseño en lazo cerrado que no solo entregue el voltaje necesario para recolectar el MP, sino que también responda efectivamente a los FO.

1.4. Hipótesis del Trabajo

La topología SMPS es una mejor alternativa que TR trifásico y TR monofásico para energizar un ESP ya que suministra un voltaje con menor ripple y responde más eficazmente a la ocurrencia de FO.

1.5. Objetivos

1.5.1 Objetivo General

- Modelar y Simular tres topologías de convertidores AC-DC utilizados en precipitadores electrostáticos. Las topologías a modelar son transformador-rectificador monofásico, transformador-rectificador trifásico, y rectificador de alta frecuencia.

1.5.2 Objetivos Específicos

- Revisar y discutir las principales topologías de convertidores de potencia empleadas en precipitadores electrostáticos.
- Modelar y simular las topologías basadas en transformador-recitificador monofásico y trifásico.
- Modelar y simular topología de fuente de poder conmutada con enlace de alta frecuencia.
- Diseñar controladores de voltaje y manejo de flashovers en el convertidor de potencia.

1.6. Alcances y Limitaciones

Las simulaciones de los convertidores y su operación se realizarán empleando el software Simulink y las librerías Simscape, Stateflow y Control System Toolbox. Se optó por integrar en el análisis la topología MSPPS debido a que es específica para campos de salida.

Este trabajo abarca particularmente los ESP secos del tipo placa-alambre. Para simular la operación del ESP, se emplea un modelo circuital sencillo que emula la corriente de corona y la ocurrencia de flashovers. No se tienen en cuenta las variaciones de los parámetros eléctricos producto de cambios en las cualidades del flujo de gas tales como su velocidad, temperatura, humedad, densidad o resistividad de la ceniza. El modelo tampoco da cuenta del efecto back-corona.

1.7. Temario

La presente memoria de título se compone de 6 capítulos. El Capítulo 1 corresponde a la introducción y abarca la presentación general del tema, la revisión y discusión del estado del arte, la hipótesis, los objetivos y los alcances del trabajo.

El Capítulo 2 desarrolla los fundamentos teóricos de la precipitación electrostática, explicando el funcionamiento de los ESP, los principales fenómenos que ocurren durante su operación y su modelo eléctrico. Además, describe las principales topologías de convertidores HVDC utilizados para su energización, junto con sus modelos y características eléctricas.

Los Capítulos 3, 4 y 5 se enfocan en los modelos, simulaciones y resultados obtenidos para los diferentes convertidores estudiados: TR monofásico, TR trifásico y SMPS, respectivamente. En cada caso, se incluyen la simulación en lazo abierto (LA), el diseño del controlador proporcional-integral (PI), la partida y control de voltaje en lazo cerrado (LC), la extinción de flashover y la recuperación del sistema.

Finalmente, el Capítulo 6 presenta las conclusiones obtenidas a partir del análisis realizado en este trabajo. En este último capítulo, se resumen los resultados, se extraen las conclusiones principales, se verifica la hipótesis planteada y se proponen posibles trabajos futuros relacionados con la temática estudiada.

Capítulo 2. Fundamentos Teóricos

2.1. Introducción

En este capítulo, se desarrollan los aspectos teóricos que sustentan la presente investigación. En primer lugar, se exponen los fundamentos de la precipitación electrostática industrial, los principales fenómenos que ocurren durante el proceso y el modelo eléctrico de un ESP. A continuación, se detallan los tres convertidores a estudiar: TR monofásico, TR trifásico y SMPS. Para cada convertidor se presenta su topología y sus características eléctricas según la literatura.

2.2. Precipitador Electrostático

Los ESP son equipos industriales que llevan más de una década siendo utilizados para filtrar partículas de un fluido, reduciendo emisiones y en ocasiones permitiendo reutilizar el material capturado. Dependiendo de si el medio en el que operan es gaseoso o líquido, se clasifican como de tipo seco o de tipo húmedo, respectivamente. La configuración de los electrodos y superficie colectora también puede variar, siendo los de tipo placa-alambre los más utilizados en ESP del tipo seco [12]. La figura 2.1 ilustra los componentes principales de un ESP desde una vista exterior.

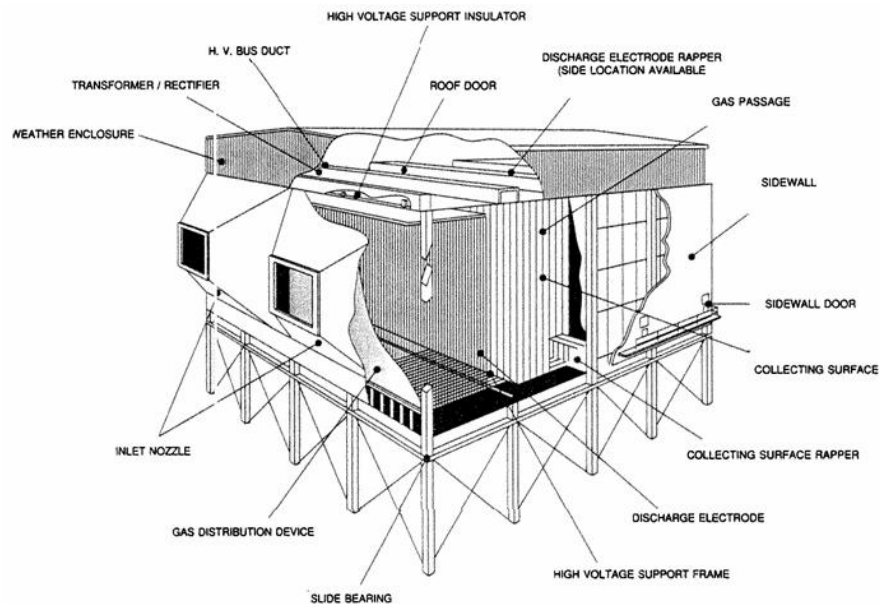


Figura 2.1: Componentes de un ESP
(Extraído de [12])

En un ESP de placa-alambre, el gas ingresa por la boquilla de entrada y pasa a través de una rejilla que lo dispersa y reduce su velocidad. Luego, el gas fluye entre placas metálicas paralelas y

electrodos a alto voltaje. Estos electrodos, que consisten en alambres largos con pesas, cuelgan entre las placas recolectoras desde una estructura situada en la parte superior del ESP. Mediante descargas de corona, el MP se carga negativamente y, por efecto del campo eléctrico, es atraído hacia las placas colectoras. Finalmente, un sistema de martillos ubicado en la base del ESP golpea periódicamente la estructura que soporta las placas, logrando que el material se desprenda y caiga en tolvas para su recolección. Como resultado, el gas emitido por la chimenea presenta una menor concentración de MP y una opacidad reducida [3]. La figura 2.2 ilustra el canal por donde fluye el gas a través de electrodos y placas colectoras.

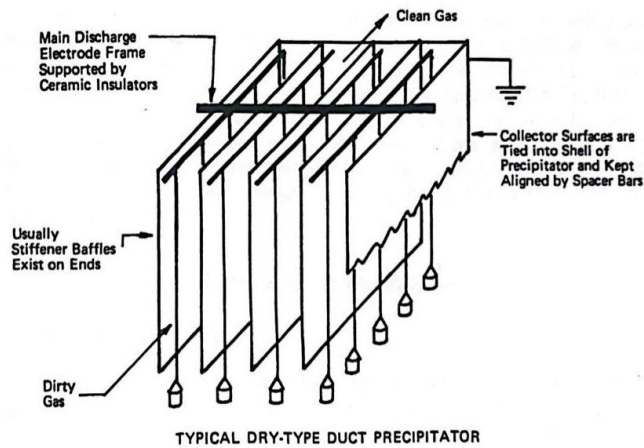


Figura 2.2: Electrodos y superficies colectoras
(Extraído de [3])

2.2.1 Principio de Operación (Efecto Corona)

El efecto corona corresponde a la ionización del gas que rodea un electrodo debido a un gradiente de voltaje que excede cierto valor crítico [13]. Se produce cuando un electrón libre cercano al electrodo a alto voltaje, producido por un rayo cósmico, gana suficiente energía del campo eléctrico para ionizar el gas y producir más electrones libres [12]. El campo eléctrico por el cual este proceso se autosostiene ha sido determinado experimentalmente. Para alambres redondos, el campo en la superficie del alambre está dado por la ecuación 2.1.

$$E_c = 3.126 \times 10^6 d_r \left[1 + 0.0301 \left(\frac{d_r}{r_w} \right)^{0.5} \right] \quad (2.1)$$

donde

- E_c : campo de formación de la corona en la superficie del alambre (V/m)
- d_r : densidad relativa del gas, referido a 1 atm de presión y 20° C
- r_w : radio del alambre (m)

Este es el campo requerido para producir corona “resplandeciente”, la forma usualmente vista en el laboratorio sobre alambres lisos y limpios [12]. El voltaje que debe aplicarse al electrodo para obtener este valor de campo se encuentra integrando el campo eléctrico desde el alambre hasta la placa, resultando la ecuación 2.2.

$$V_c = E_c r_w \ln\left(\frac{d}{r_w}\right) \quad (2.2)$$

donde

- V_c : voltaje de formación de la corona (V)
 d : separación placa-alambre (m)

No fluye corriente hasta que el voltaje alcanza este valor. Para voltajes mayores a V_c , la corriente se incrementa pronunciadamente [12]. La densidad máxima de corriente en la placa está dada por la ecuación 2.3.

$$J = \mu \epsilon_0 \frac{V^2}{L^3} \quad (2.3)$$

donde

- J : densidad máxima de corriente (A/m^2)
 μ : movilidad de la partícula ionizada (m^2/Vs)
 ϵ_0 : permitividad del vacío (8.854×10^{-12} F/m)
 V : voltaje entre electrodo y placa (V)
 L : distancia más corta de electrodo a placa (m)

Las tres ecuaciones presentadas constituyen la base teórica para comprender la operación de los ESP; sin embargo, no abarcan de manera completa los fenómenos complejos que ocurren durante su funcionamiento. Además, su aplicación práctica es limitada cuando se trata de realizar análisis detallados orientados a optimizar el rendimiento del sistema [15]. Para alcanzar una mejora significativa en la eficiencia de recolección se requiere de ecuaciones más específicas que se presentan en apartados siguientes, muchas de las cuales son de origen empírico.

2.2.2 Rendimiento

En un ESP, los electrodos se energizan por secciones eléctricamente independientes, cada una con su respectiva fuente de poder. Estas secciones, denominadas campos, tienen la función de recolectar diferentes tipos de MP. En el campo de entrada se recolecta la mayor cantidad de partículas

de gran tamaño, mientras que en los campos de salida se captura una menor proporción de partículas, las cuales corresponden principalmente a MP fino [7]. La tabla 2.1 ilustra este concepto.

ESP 2 Campos	Rendimiento del Campo	ESP 4 Campos	Rendimiento del Campo	Rendimiento Acumulado
Entrada	92%	Entrada 1	76%	76%
		Entrada 2	71%	93%
Salida	88%	Salida 1	66%	97.6%
		Salida 2	59%	99%
Eficiencia Total	99%	Eficiencia Total	99%	

Tabla 2.1: Rendimiento por campo
(Extraído de [3])

Notar que cada campo sucesivo presenta un menor rendimiento de recolección en comparación con el anterior, ya que la concentración de partículas disminuye progresivamente a medida que avanzan por el sistema. Asimismo, cabe destacar que, ante la caída de una fuente de poder, un ESP con un mayor número de campos verá menos comprometido su rendimiento total [3].

La eficiencia de recolección de un ESP está definida por la ecuación 2.4.

$$\eta = \frac{\dot{m}_c}{\dot{m}_i} \quad (2.4)$$

donde

- η : eficiencia de recolección
- \dot{m}_c : masa del flujo de partículas recolectadas (kg)
- \dot{m}_i : masa del flujo de partículas entrante (kg)

La eficiencia depende de diversos parámetros geométricos del ESP, como el tamaño físico y la forma de los electrodos y de las placas colectoras, así como de distintos parámetros físicos del flujo de gas, como su densidad, temperatura y velocidad [5].

La influencia de los parámetros geométricos y físicos puede expresarse mediante la ecuación 2.5, conocida como ecuación de Walther Deutsch.

$$\eta = 1 - e^{-\frac{A}{Q}\omega} \quad (2.5)$$

donde

- A : área total de recolección (m²)
 Q : tasa de flujo del gas (m³/s)
 ω : velocidad de migración de partículas (m/s)

Es importante destacar que la ecuación de Deutsch asume un flujo turbulento dentro del ESP, lo que implica que, según esta fórmula, no es posible alcanzar una eficiencia del 100%. Sin embargo, en aplicaciones con flujo laminar, como en algunos precipitadores de limpieza de aire domésticos, es teóricamente posible lograr una eficiencia completa [16].

Para comparar y explicar las variaciones en la eficiencia del ESP a partir distintas fuentes de alimentación HVDC, se puede relacionar la eficiencia de recolección con los valores de voltaje pico y medio que lo energizan como se detallará a continuación, siguiendo el procedimiento presentado en [14].

La carga máxima adquirible por una partícula es proporcional al valor pico del campo eléctrico y puede expresarse como se muestra en la ecuación 2.6.

$$q = k_q \hat{E} \quad (2.6)$$

donde

- q : carga máxima adquirible (C)
 k_q : constante de proporcionalidad (C²/N)
 \hat{E} : valor pico del campo eléctrico (N/C)

La fuerza eléctrica que actúa sobre una partícula de polvo en dirección a la placa colectora es proporcional al valor medio del campo eléctrico y a la carga de la partícula, tal como se expresa en la ecuación 2.7.

$$F = k_F q \bar{E} = k_F k_q \bar{E} \hat{E} \quad (2.7)$$

donde

- F : fuerza eléctrica (N)
 k_F : constante de proporcionalidad
 \bar{E} : valor medio del campo eléctrico (N/C)

La velocidad de migración de una partícula en el campo eléctrico, de acuerdo con la ley de Stokes, es proporcional a la fuerza que actúa sobre ella. Esto se evidencia en la ecuación 2.8.

$$\omega = k_{\omega}F = k_{\omega}k_Fk_q\bar{E}\hat{E} \quad (2.8)$$

donde

k_{ω} : constante de proporcionalidad (s/kg)

Reemplazando lo anterior en la ecuación de Deutsch se obtiene la ecuación 2.9.

$$\eta = 1 - e^{-\frac{k_{\omega}k_Fk_q\bar{E}\hat{E}A}{Q}} \quad (2.9)$$

El campo eléctrico entre electrodo y placa es directamente proporcional al voltaje, como muestra la ecuación 2.10.

$$E = k_E V \quad (2.10)$$

donde

k_E : constante de proporcionalidad (1/m)

Finalmente, haciendo la sustitución, la eficiencia en términos de los voltajes medio y pico se expresa en la ecuación 2.11.

$$\eta = 1 - e^{-\frac{k_{\omega}k_Fk_qk_E^2\bar{V}\hat{V}A}{Q}} = 1 - e^{-k_{\eta}\bar{V}\hat{V}} \quad (2.11)$$

donde

\hat{V} : valor pico del voltaje (V)

\bar{V} : valor medio del voltaje (V)

Notar que la constante k_{η} agrupa diversos factores que dependen tanto de las características constructivas del ESP, como el área total de recolección y la distancia entre el electrodo y la placa, como de parámetros físicos del proceso, tales como temperatura, presión, humedad, tasa de flujo del gas, concentración de MP y tamaño de las partículas, entre otros [5]. Modelar el rendimiento de un ESP implica determinar esta constante, para lo cual resulta conveniente utilizar métodos experimentales.

De esta última expresión se desprende que el rendimiento del ESP mejora a medida que aumentan tanto el voltaje medio como el voltaje pico suministrados por la fuente de poder. No

obstante, la tensión aplicable a los electrodos está restringida debida a ciertos fenómenos que ocurren durante la operación, los cuales se abordan en los apartados siguientes.

2.2.3 Flashover

La región cerca del alambre está fuertemente influida por la presencia de iones y la magnitud del voltaje de formación de la corona muestra variaciones espaciales drásticas. Fuera de la región de la corona, es muy uniforme [15]. El campo eléctrico es más fuerte a lo largo de la línea de alambre a placa y es aproximado bastante bien, excepto cerca del alambre, por la ecuación 2.12.

$$E_{\max} = \frac{V}{L} \quad (2.12)$$

donde

E_{\max} : Máxima intensidad del campo eléctrico (V/m)

Cuando el campo eléctrico en la región entre el alambre y la placa alcanza una intensidad suficiente, se produce la ruptura de la barrera dieléctrica, lo que ioniza el gas y genera un arco eléctrico, fenómeno que recibe el nombre de descarga disruptiva, chispa, spark o flashover (FO) [3].

El campo al cual ocurre el FO no está definido precisamente y dependerá de los diversos parámetros del proceso que afectan las condiciones dieléctricas del espacio entre electrodo y placa [12]. Una aproximación razonable de este valor está dada por la ecuación 2.13.

$$E_{FO} = 6.3 \times 10^5 \left(\frac{273}{T} P_g \right)^{1.65} \quad (2.13)$$

donde

E_{FO} : campo de flashover (V/m)

T : temperatura absoluta del medio (K)

P_g : presión del gas (atm)

En términos de voltaje, la tensión a la cual se producirá la ruptura dieléctrica queda dada por la ecuación 2.14.

$$V_{FO} = E_{FO}L = \left(6.3 \times 10^5 \left(\frac{273}{T} P_g \right)^{1.65} \right) L \quad (2.14)$$

donde

V_{FO} : voltaje de flashover (V)

Así, por ejemplo, un ESP de tipo seco, con espaciamento electrodo-placa de 11.4 cm y gas a 1 atm de presión y 149° C, se puede energizar con un voltaje máximo de 35 kV. El ESP opera generalmente cerca de ese voltaje en ausencia de corona invertida. No se puede suministrar un voltaje mayor sin que ocurra un exceso de FO que afecte negativamente el rendimiento del equipo [12].

Es importante recalcar que la ocurrencia de FO no son fallas, sino que son una característica de la operación. Un ESP que opera con cero chispas podría estar siendo energizado con un voltaje muy por debajo del que maximiza su rendimiento de recolección [3]. La tabla 2.2 muestra una operación normal de un ESP energizado por un TR monofásico.

Campo	Voltaje primario (V)	Corriente primaria (A)	Flashovers/min
Entrada	320	64	50
2	290	76	20
3	280	80	1
Salida	270	80	0

Tabla 2.2 Condiciones normales de chispa
(Extraído de [3])

La frecuencia de los FO disminuye conforme lo hace la concentración de MP en el gas en cada campo. Cada descarga implica un aumento súbito en la corriente y una caída en el voltaje [3]. El control de voltaje debe ser capaz de extinguir el arco formado y retomar la operación rápidamente, disminuyendo el tiempo en que no se recolecta material.

2.2.4 Back-Corona

El efecto de corona invertida o back-corona ocurre cuando el campo eléctrico en la capa de polvo, resultante del flujo de corriente en esta, alcanza un valor crítico cercano a los 10^6 V/m. Iones positivos se emiten desde la capa de material pegado a la placa y neutralizan los iones negativos formados por el electrodo, impidiendo su recolección [12]. Por consecuencia, el MP en la cámara aumenta, lo que puede ocasionar mayor cantidad de FO [4]. El campo en la capa de polvo está dado por la ecuación 2.15.

$$E_1 = J\rho \quad (2.15)$$

donde

- E_1 : campo eléctrico en la capa de polvo (V/m)
 ρ : resistividad del material recolectado (Ω m)

El efecto es más intenso mientras mayor sea la resistividad del material y el grosor de la capa de polvo en la placa colectora [4]. La figura 2.3 ilustra como la corriente de back-corona impide aumentar el voltaje y es más intensa a mayor resistividad.

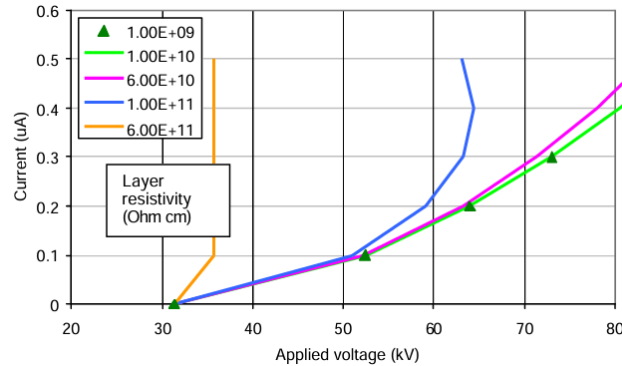


Figura 2.3 Voltaje y corriente en función de la resistividad en presencia de back-corona (Extraído de [4])

2.2.5 Modelo Eléctrico

Como se ha explicado hasta ahora, los ESP son equipos complejos cuya operación está determinada por diversos parámetros físicos del proceso, los cuales, a su vez, varían de manera difícilmente predecible. Esto complica el desarrollo de un modelo eléctrico de alta precisión.

Para el estudio de los convertidores HVDC aplicados a ESP, el modelo eléctrico implementado suele consistir en una resistencia de alto valor, que determina la potencia de corona suministrada, y una capacitancia de menor valor [5].

Para emular las descargas entre el electrodo y la placa, se incluye una resistencia de bajo valor conectada en paralelo, la cual se activa mediante un interruptor ideal. Esto permite simular el aumento en la corriente y la caída del voltaje que ocurren durante un FO. La figura 2.4 ilustra el modelo eléctrico que se implementará en las simulaciones de los capítulos siguientes.

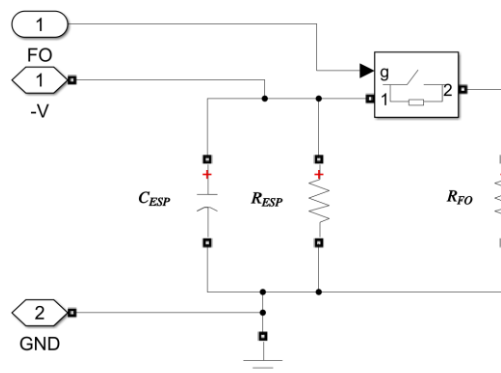


Figura 2.4 Modelo eléctrico ESP

2.3. Transformador-Rectificador Monofásico

Los TR monofásicos constituyen la topología clásica de convertidores estáticos de potencia utilizados en la energización de ESP. Durante décadas, han sido objeto de numerosos estudios que documentan en detalle sus características de operación y estrategias para optimizar su desempeño. Estos estudios han permitido identificar métodos para maximizar su eficiencia en la reducción de emisiones aéreas, lo que los consolidó como una tecnología confiable y ampliamente adoptada en la industria [3]. A pesar de ello, los avances tecnológicos recientes y los crecientes estándares ambientales plantean nuevos desafíos que motivan la exploración de alternativas más avanzadas.

2.3.1 Topología

Como su nombre lo indica, los componentes principales de un TR monofásico son un transformador elevador y un rectificador de onda completa compuesto por diodos. El voltaje se suministra al transformador a través de un conjunto de dos tiristores conectados en antiparalelo. Este arreglo permite regular la cantidad de energía entregada al transformador mediante el control del ángulo de disparo de los tiristores, lo que resulta en un control eficiente de la potencia suministrada al ESP [3]. La figura 2.5 muestra el circuito a implementar:

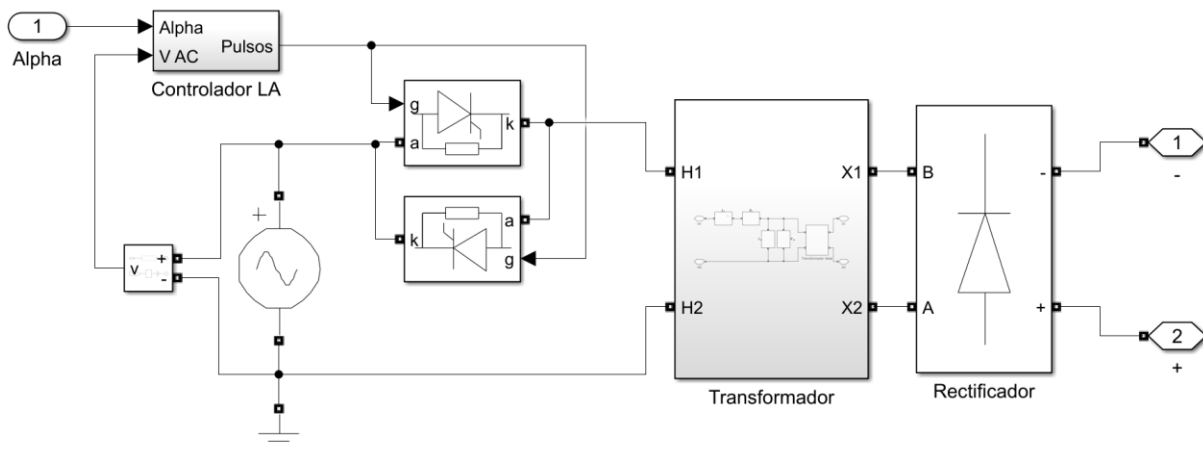


Figura 2.5 Topología TR monofásico

El transformador se encarga de elevar el voltaje de la red eléctrica a un nivel adecuado para la operación del ESP. Generalmente, el voltaje AC de red se encuentra en el rango de 400 V a 690 V y el voltaje DC necesario para la operación del ESP puede variar entre 80 kV y 150kV, dependiendo de los requerimientos del proceso y del diseño del precipitador [5]. La figura 2.6 presenta el modelo del transformador a implementar con los parámetros de circuito equivalente referidos al lado primario.

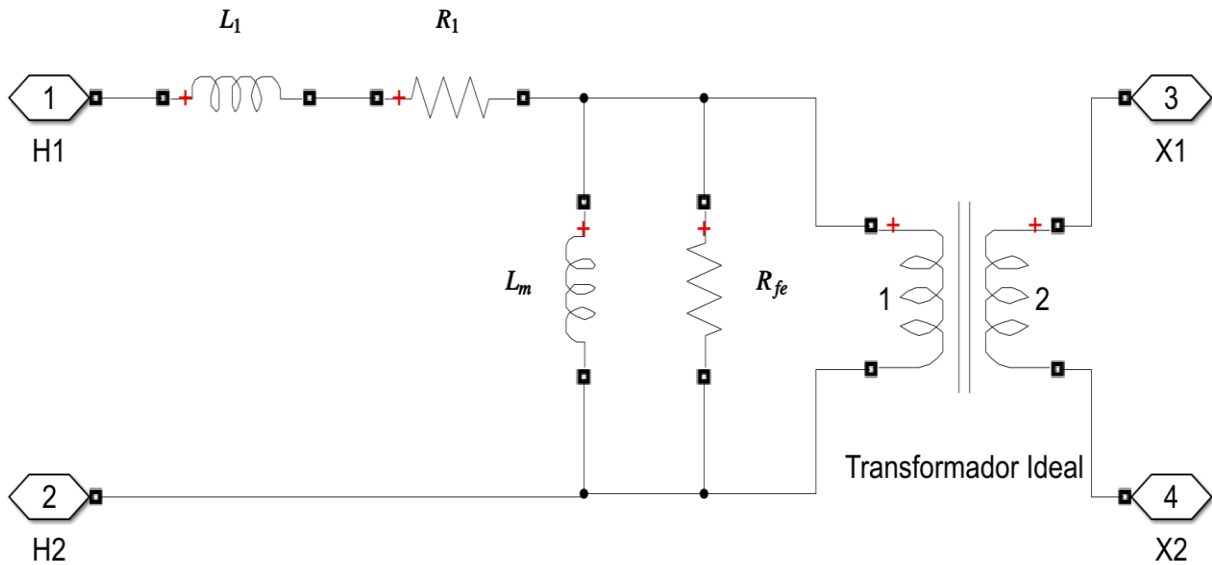


Figura 2.6 Transformador monofásico

El ángulo Alpha determina la potencia que se suministra al ESP. Valores más altos de Alpha corresponden a una menor potencia de salida. Para producir los pulsos de disparo de los tiristores, se implementa el subsistema “controlador LA” presentado en la figura 2.7.

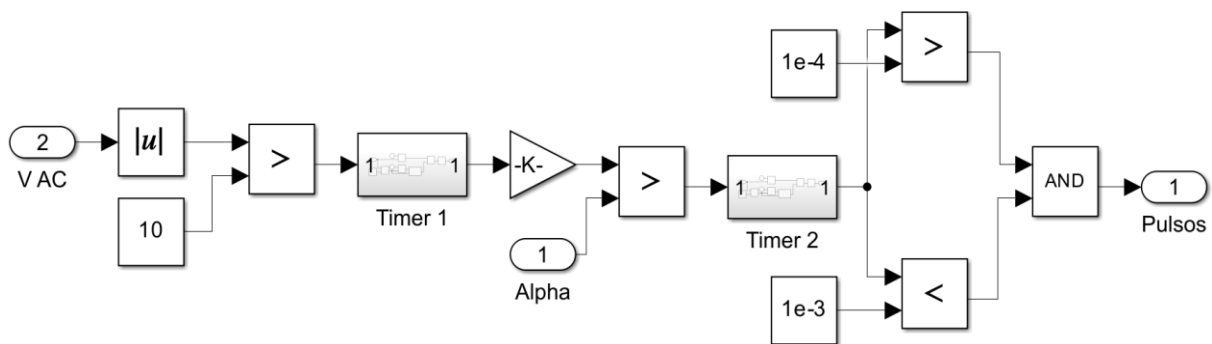


Figura 2.7 Controlador LA

El controlador detecta el cruce por cero del voltaje de la red y luego retrasa el disparo de los tiristores. El retraso del disparo se expresa como un ángulo (Alpha) en el rango de 0° a 180° . El ángulo de disparo se compara con la salida de la cadena de bloques timer1 y gain1, que representa el retraso desde el cruce por cero del voltaje, expresado en grados. El bloque timer2 define la duración del pulso de disparo. Debido a la presencia de dos tiristores en antiparalelo, la señal de disparo se genera en cada mitad de periodo [5].

2.3.2 Características

Según lo documentado, el TR monofásico se caracteriza por suministrar HVDC con un elevado contenido de ripple, cercano al 50%. Este alto nivel de fluctuación en el voltaje afecta directamente la

estabilidad del proceso de recolección en el ESP. Además, la corriente de salida es pulsante, lo que implica que, durante ciertos intervalos, la potencia de recolección disminuye a valores cercanos a cero de manera periódica [5]. Como resultado, el ESP no logra operar en condiciones óptimas, limitando su capacidad para alcanzar su máximo rendimiento en la captura de material particulado. La figura 2.8 ilustra mediciones reales de voltaje y corriente obtenidas en una aplicación práctica.

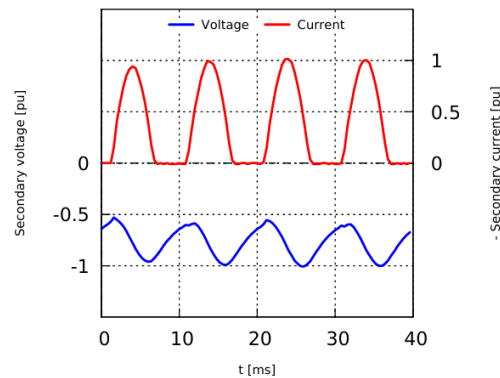


Figura 2.8 Mediciones de voltaje y corriente p.u. en un TR monofásico (Extraído de [5])

El elevado contenido de ripple en el HVDC suministrado por el TR monofásico incrementa significativamente la probabilidad de ocurrencia de FO, los cuales suelen generarse en los instantes cercanos al voltaje pico [6]. Esta condición afecta la estabilidad operativa del ESP e incrementa las interrupciones en el proceso de recolección de material particulado. La figura 2.9 presenta una comparación de las respuestas ante FO de un TR monofásico y otra topología de convertidor.

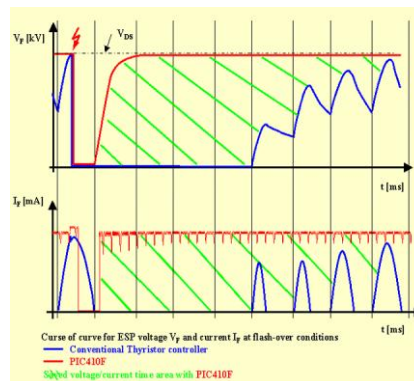


Figura 2.9 Respuesta ante FO de un TR monofásico (azul) (Extraído de [6])

La respuesta del sistema frente a un FO es relativamente lenta, lo que retrasa la recuperación del voltaje y prolonga el tiempo durante el cual el ESP opera de manera ineficiente. Esta combinación de factores resalta las limitaciones del TR monofásico para aplicaciones en las que se busca optimizar el rendimiento de recolección.

2.4. Transformador-Rectificador Trifásico

Los TR trifásicos emergen como una solución para abordar las ineficiencias asociadas al elevado ripple de voltaje de los TR monofásicos [5]. En esencia, esta topología puede visualizarse como tres TR monofásicos operando de manera simultánea y sincronizada, por lo que, una vez comprendido el principio de funcionamiento de una fase, resulta sencillo extrapolarlo al TR trifásico.

2.4.1 Topología

El TR trifásico está compuesto principalmente por un transformador elevador trifásico y un rectificador de onda completa basado en diodos. El suministro de voltaje trifásico se modela como tres fuentes monofásicas, desfasadas 120° entre sí, en conexión estrella aterrizada. Para simplificar el análisis, estas fuentes se asumen ideales. La energía que ingresa al transformador se regula a través del control del ángulo de disparo de tres pares de tiristores antiparalelos, los cuales trabajan de manera sincronizada para ajustar el flujo de potencia. En la figura 2.10 se presenta el circuito del TR trifásico.

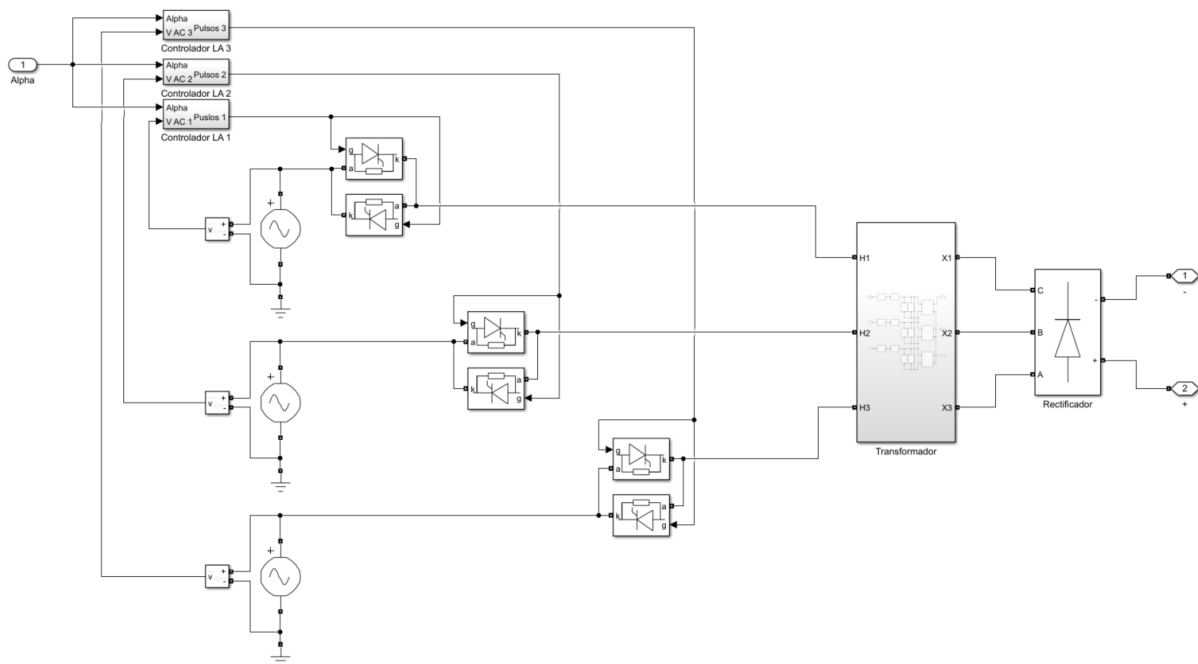


Figura 2.10 Topología TR trifásico

Al igual que en el caso monofásico, la tensión AC de la red generalmente se encuentra en el rango de entre 400 V y 690 V, mientras que el voltaje DC necesario para energizar el ESP varía entre 80 kV y 150 kV, dependiendo de las características específicas del equipo. Esta topología comúnmente emplea un transformador trifásico en conexión Delta-Estrella [5]. La figura 2.11 ilustra el modelo del transformador trifásico, con todos sus parámetros eléctricos referidos al lado primario.

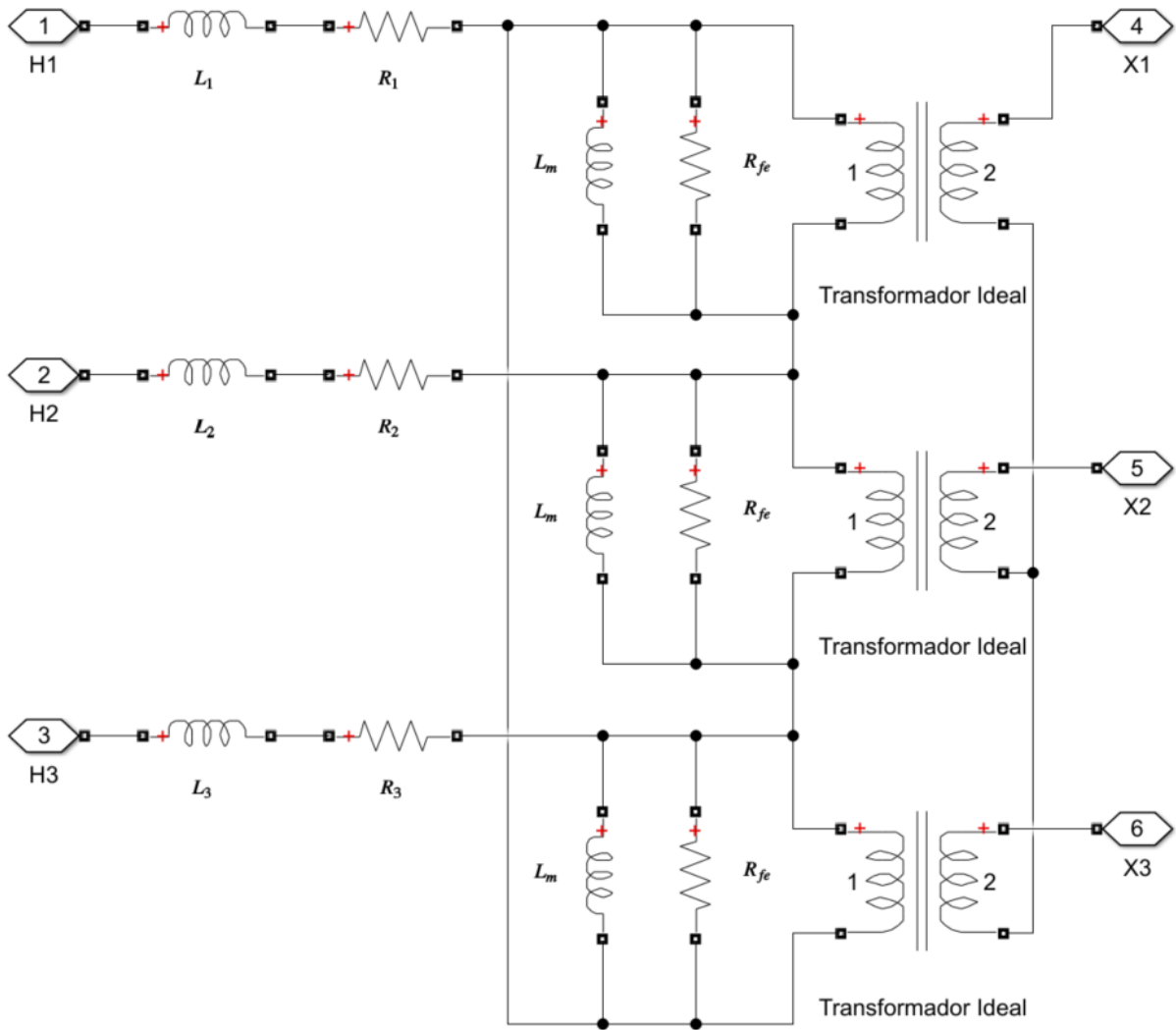


Figura 2.11 Transformador trifásico

Los pulsos de disparo de los tiristores son generados por tres controladores, que operan de manera idéntica al esquema utilizado en el caso monofásico mostrado en la figura 2.7. Cada controlador determina el retardo del disparo en función del ángulo Alpha, el cual define el tiempo transcurrido desde el cruce por cero de la tensión en cada una de las tres fases. Este esquema asegura que los tiristores se disparen de forma sincronizada con las señales de las fases correspondientes, permitiendo un control preciso del flujo de energía hacia el transformador trifásico.

2.4.2 Características

De acuerdo con la literatura especializada, el TR trifásico presenta una capacidad superior para suministrar HVDC con un contenido de ripple mucho menor en comparación con su homólogo monofásico. Dependiendo del punto de operación, el ripple de voltaje puede reducirse a menos del 10%, llegando en algunos casos a ser prácticamente despreciable. Aunque la corriente de salida

conserva un ripple cercano al 60%, esta ya no es pulsante, lo que permite que la potencia de recolección se mantenga más estable durante la operación [5]. La figura 2.12 muestra mediciones reales de voltaje y corriente a la salida de un TR trifásico, obtenidas en una aplicación práctica.

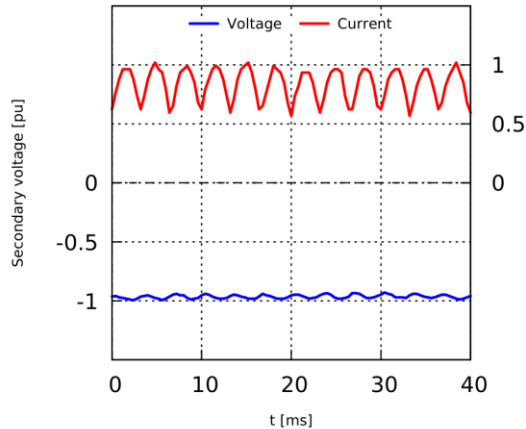


Figura 2.12 Mediciones de voltaje y corriente p.u. en un TR trifásico (Extraído de [5])

Cuando el ripple es despreciable, los valores de voltaje medio y voltaje pico son prácticamente iguales. Esto permite operar el ESP a un nivel de voltaje más elevado, limitado principalmente, en ausencia de back-corona, por el voltaje de FO [16]. Esta característica contribuye a reducir la frecuencia de las descargas entre el electrodo y la placa.

Sin embargo, no se encontraron evidencias concluyentes de que esta topología mejore significativamente el tiempo de recuperación del voltaje posterior a un FO. Este aspecto sigue siendo un desafío para optimizar el rendimiento del ESP en condiciones de operación más exigentes.

2.5. Fuente de Poder Conmutada

Gracias a los avances en electrónica de potencia, han surgido nuevas tecnologías que permiten innovar en las topologías de convertidores HVDC utilizados para energizar ESP. En este contexto, las SMPS han ganado protagonismo en los últimos años, aportando las ventajas de la electrónica de potencia al control de emisiones aéreas.

La incorporación de switches de estado sólido que conmutan a alta frecuencia no solo mejora la calidad de la potencia suministrada y aumenta la eficiencia de recolección, sino que también ofrece beneficios logísticos significativos. Estos incluyen un diseño más compacto y ligero, menores requisitos de mantenimiento y una mayor flexibilidad en la instalación, lo que las convierte en una opción cada vez más viable para aplicaciones industriales [9].

2.5.1 Topología

La topología SMPS se compone, a grandes rasgos, de cuatro etapas principales: un rectificador semicontrolado, un inversor monofásico, un transformador elevador monofásico de alta frecuencia (HFT) y un rectificador de onda completa en configuración puente de diodos [16]. El suministro de voltaje se modela como una fuente de poder ideal trifásica de conexión estrella aterrizada. La figura 2.13 muestra el esquema general del convertidor. A continuación, se detalla la función y características de cada una de estas etapas.

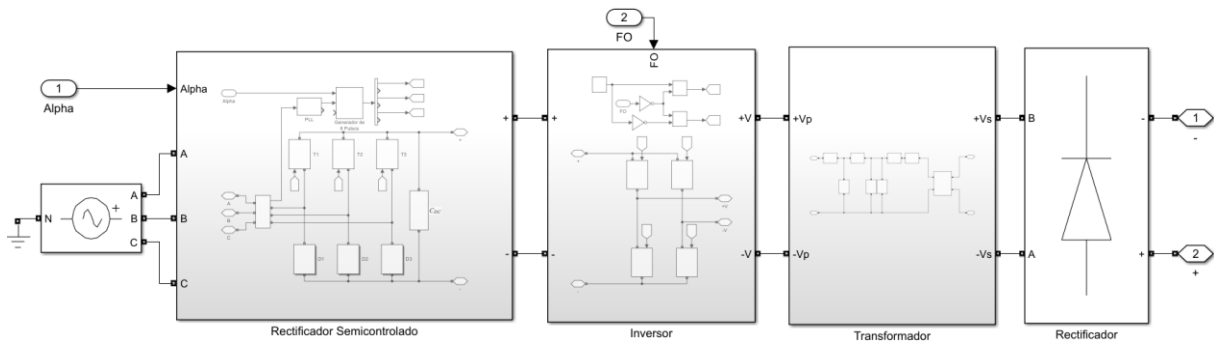


Figura 2.13 Topología SMPS

El rectificador semicontrolado es un puente trifásico que consta de tres diodos y tres tiristores, estos últimos accionados mediante pulsos de disparo específicos para cada fase. Dichos pulsos se retrasan en función del ángulo de disparo Alpha. En este diseño, los pulsos de disparo se generan a partir de un generador de seis pulsos sincronizado con la red eléctrica mediante un lazo de bloqueo de fase (PLL).

En esta etapa se regula la potencia entregada al sistema ajustando el ángulo de disparo de los tiristores. Un menor valor de Alpha genera un mayor voltaje en el capacitor de enlace DC, lo que a su vez incrementa el voltaje con el que se energiza ESP, aumentando su capacidad de recolección. El diagrama circuital de esta etapa se muestra en la figura 2.14.

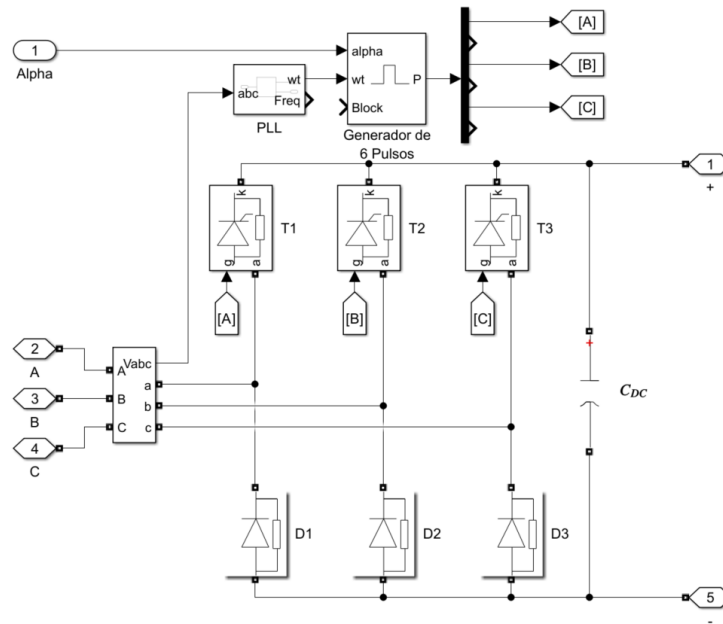


Figura 2.14 Rectificador semicontrolado

La segunda etapa corresponde al inversor monofásico, cuya función es convertir el voltaje DC en un voltaje AC de alta frecuencia. En la mayoría de los casos, los transistores de potencia utilizados son IGBT, aunque, dependiendo de las necesidades específicas de la aplicación, también pueden emplearse MOSFET o transistores de carburo de silicio (SiC) [16].

Los transistores operan a una frecuencia constante, que típicamente se encuentra en el rango de 500 Hz a 80 kHz [6]. La elección de esta frecuencia depende de varios factores, como las características del transistor, las pérdidas por conmutación, y los parámetros de diseño del transformador. El voltaje de salida del inversor tiene una forma de onda cuadrada.

Adicionalmente, esta etapa cumple una función crucial en el control de la chispa. Ante la detección de un FO, el sistema detiene inmediatamente la conmutación de los transistores para extinguir el arco eléctrico. Una vez que la descarga se ha disipado, los pulsos se reanudan. La figura 2.15 muestra el esquema del inversor monofásico, junto con el circuito de control responsable de generar y gestionar los pulsos de disparo para los transistores.

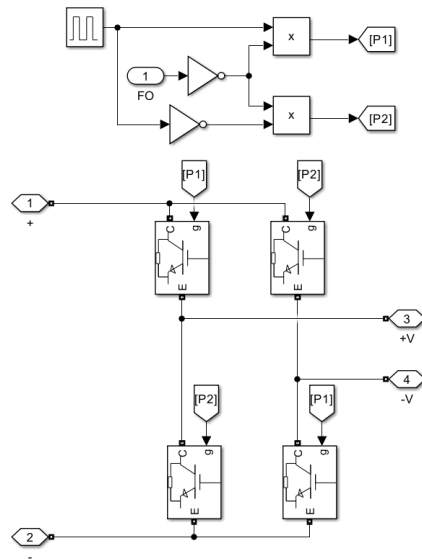


Figura 2.15 Inversor monofásico

La tercera etapa corresponde al HFT, el cuál cumple con elevar el voltaje al nivel requerido por el ESP. Este transformador opera a frecuencias significativamente mayores que las utilizadas en aplicaciones convencionales, lo que permite reducir el tamaño y el peso del núcleo magnético, pero también impone desafíos adicionales relacionados con las pérdidas y el diseño térmico [11].

Para minimizar las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas asociadas con la alta frecuencia de operación, se utilizan materiales ferromagnéticos especialmente diseñados para este propósito. Entre los más comunes se encuentran los núcleos de ferrita, aleaciones amorfas, y materiales nanocristalinos, que ofrecen bajas pérdidas magnéticas y buena estabilidad en un rango amplio de frecuencias [11]. La figura 2.16 ilustra el modelo eléctrico equivalente del HFT, con sus principales parámetros eléctricos referidos al primario.

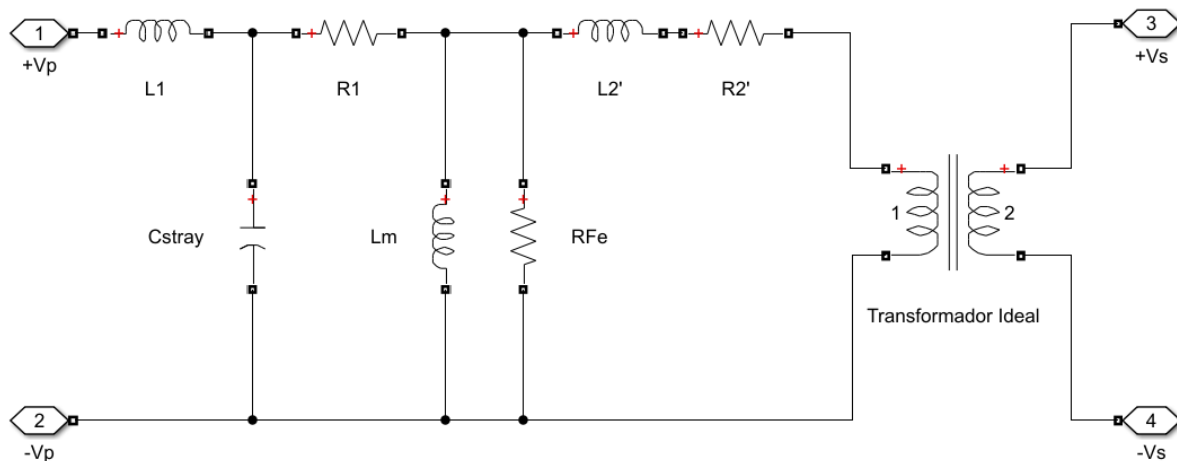


Figura 2.16 Transformador de alta frecuencia

2.5.2 Características

La rectificación de alta frecuencia ofrece la capacidad de generar un voltaje HVDC con un contenido de ripple significativamente más bajo que el documentado en las topologías basadas en tiristores. La distorsión de la señal de voltaje en estas topologías es prácticamente despreciable, lo que permite operar el ESP de manera más eficiente, alcanzando un voltaje promedio justo por debajo del nivel de FO, maximizando así la recolección de partículas [9].

Una de las grandes ventajas de esta tecnología es su rápida recuperación ante FO. En comparación con las topologías tradicionales de TR monofásico y trifásico, el tiempo de respuesta es considerablemente menor, lo que permite una energización más continua y estable del ESP [6]. Esto se traduce en una transferencia de energía más constante hacia la recolección de MP, mejorando la eficiencia global del sistema [8].

Además, el uso de alta frecuencia en el diseño del HFT ofrece beneficios significativos en términos de tamaño y peso. Al operar a frecuencias mucho más elevadas que los 50 Hz estándar, el núcleo del transformador puede ser más pequeño, ligero y compacto [11]. Esto no solo reduce el volumen total del equipo, sino también la cantidad de líquido refrigerante necesario para su operación, mejorando la eficiencia térmica y reduciendo costos asociados, por ejemplo, a cambios de aceite.

Por último, otra ventaja destacable de las SMPS es su diseño modular, que utiliza componentes estándares e intercambiables. Esto simplifica enormemente el mantenimiento, ya que las reparaciones pueden realizarse más rápidamente al reemplazar módulos individuales en lugar de tener que trasladar el equipo completo para su diagnóstico y reparación. La modularidad también mejora la escalabilidad y flexibilidad de la solución, permitiendo adaptaciones más sencillas a las necesidades específicas de cada aplicación industrial, por ejemplo, al incorporar dos o más módulos inversores en paralelo [9].

Capítulo 3. Simulaciones Transformador-Rectificador Monofásico

3.1. Introducción

En este capítulo se exponen las simulaciones realizadas para el modelo de Transformador-Rectificador (TR) monofásico, junto con los resultados obtenidos. En primer lugar, se detallan los valores asignados a los parámetros del modelo eléctrico. Posteriormente, se presentan los resultados de la simulación en lazo abierto (LA). A continuación, se presenta el punto de operación seleccionado, destacando parámetros clave como el voltaje y corriente AC en el primario, ripple, y el voltaje y la corriente DC aplicados al precipitador electrostático (ESP). Luego, se describe el diseño del control de voltaje y se analizan los resultados obtenidos en lazo cerrado (LC). Por último, se desarrolla el control de flashover (FO) y se incluyen los resultados correspondientes.

3.2. Parámetros

Para realizar las simulaciones, se considera el TR monofásico conectado a una fase una red de distribución trifásica de 660 V, similar a las que se encuentran en algunas plantas industriales. La tabla 3.1 presenta los parámetros de red con los que se realizaron las simulaciones.

Voltaje fase-neutro [V]	Frecuencia [Hz]
381	50

Tabla 3.1 TR Monofásico - Parámetros de la red

La tabla 3.2 presenta los parámetros eléctricos del ESP. Los valores de resistencia y capacitancia del ESP se establecieron según las simulaciones de [5]. La resistencia de FO se definió como la octava parte de R_{ESP} .

V_N [kV]	I_N [A]	R_{ESP} [k Ω]	C_{ESP} [nF]	R_{FO} [k Ω]
51	2.40	45	210	5.625

Tabla 3.2 TR Monofásico - Parámetros del ESP

La tabla 3.3 presenta los parámetros de circuito equivalente del transformador monofásico, establecidos según las simulaciones de [5].

R_1 [m Ω]	L_1 [mH]	R_{Fe} [Ω]	L_m [mH]	N
25	1.8	200	94	1:160

Tabla 3.3 TR Monofásico - Parámetros del transformador monofásico

3.3. Simulación en Lazo Abierto

Una vez ingresados los parámetros, se procede a simular la operación del TR monofásico en LA, asignando valores enteros de Alpha desde 0° hasta 180° . La figura 3.1 muestra el voltaje DC medio, en estado estacionario, en función del ángulo de disparo.

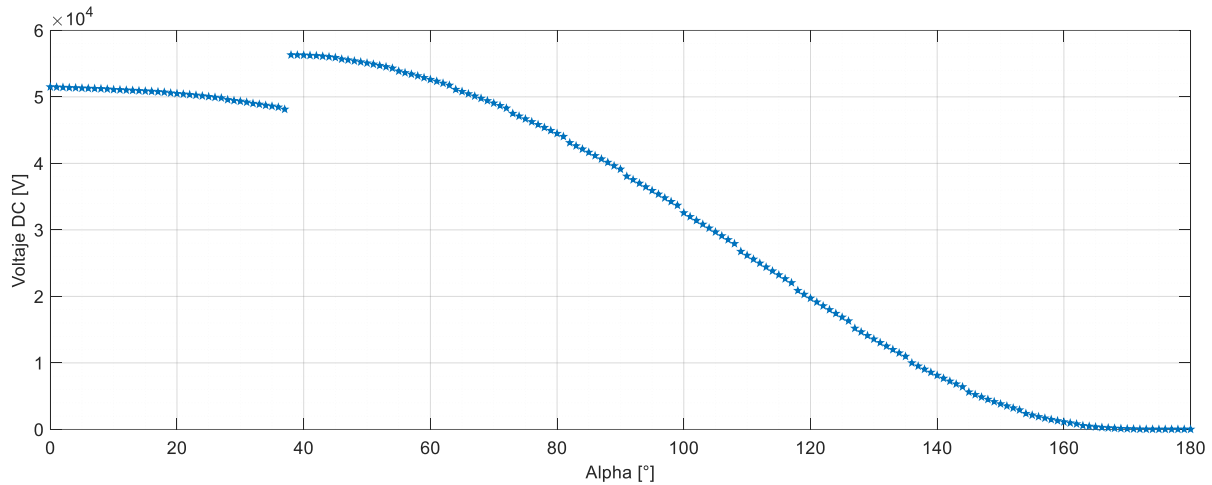


Figura 3.1 TR Monofásico - Voltaje en función de Alpha

La figura 3.2 ilustra las formas de onda de corriente, voltaje y voltaje medio, en estado estacionario para tres valores de Alpha distintos.

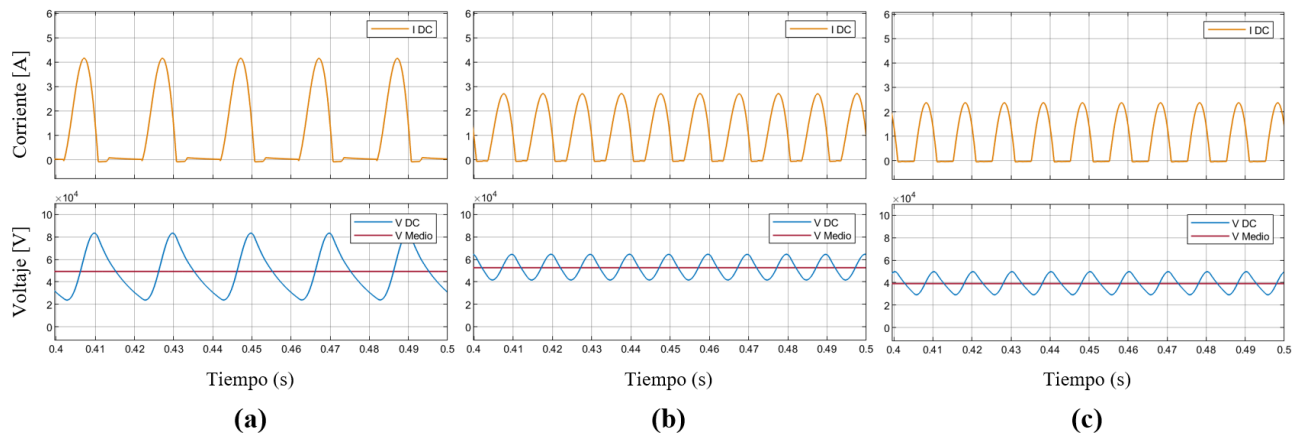


Figura 3.2 TR Monofásico - Formas de onda de I , V y \bar{V}
 (a) $\alpha = 30^\circ$, (b) $\alpha = 60^\circ$, (c) $\alpha = 90^\circ$

Es posible apreciar que, para valores de Alpha igual o superiores a 38° , el voltaje es aproximadamente lineal e inversamente proporcional al ángulo de disparo. Por otra parte, valores de Alpha menores presentan oscilaciones muy pronunciadas en el voltaje.

La figura 3.3 muestra la operación del TR monofásico simulado en LA, en la cual se varía el valor de Alpha. La puesta en marcha se lleva a cabo reduciendo progresivamente el ángulo de disparo, para luego apreciar la dinámica en torno a 50° .

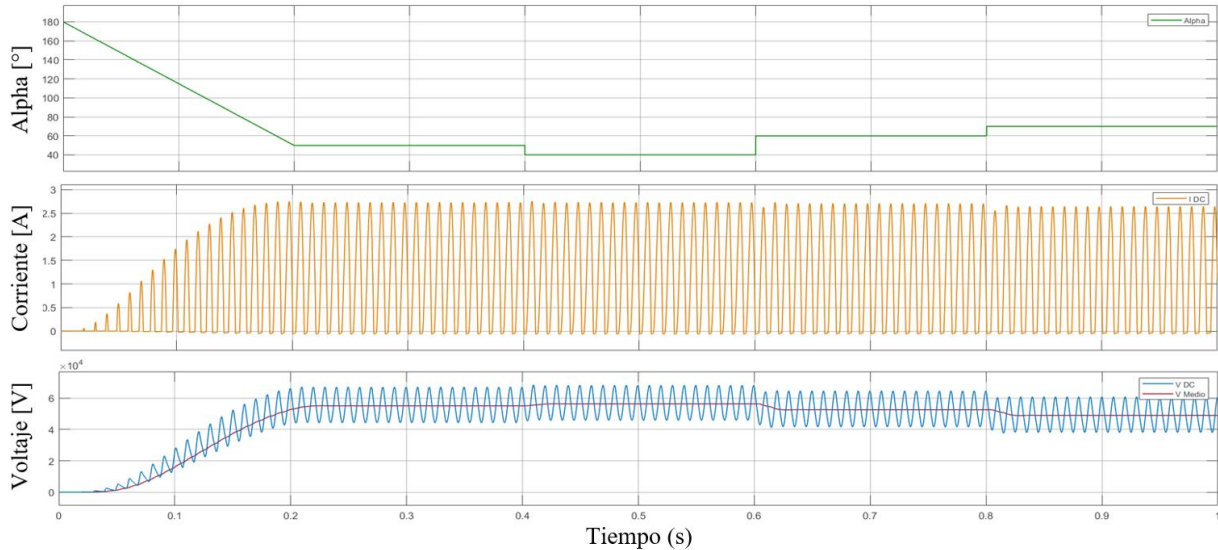


Figura 3.3 TR Monofásico - Operación en LA

3.4. Simulación en Lazo Cerrado

3.4.1 Punto de Operación

Para el diseño del lazo de control de voltaje, se seleccionó como punto de operación un ángulo de disparo $\alpha = 50^\circ$, basado en los resultados obtenidos en las simulaciones en LA. La figura 3.4 presenta las formas de onda en estado estacionario para esta condición.

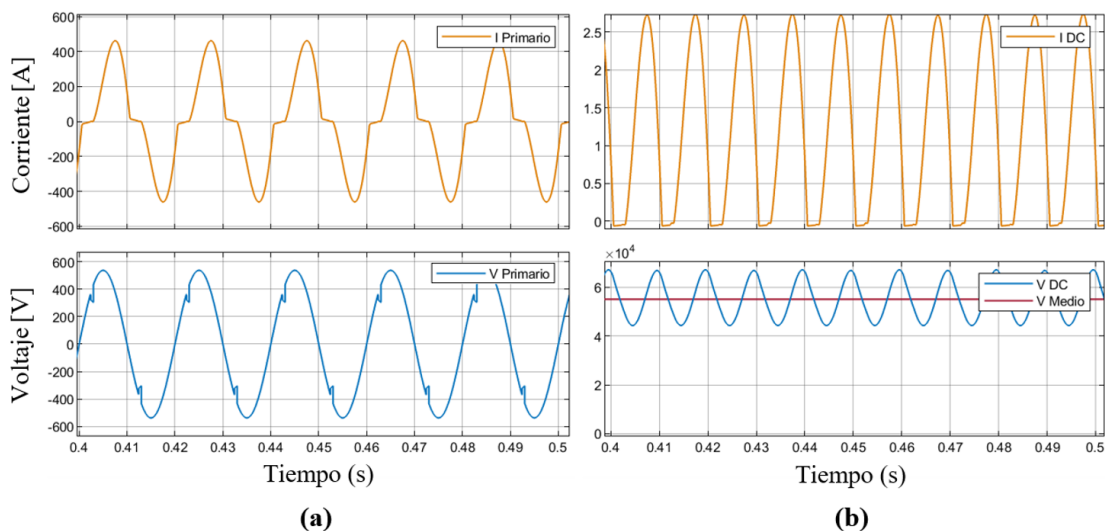


Figura 3.4 TR Monofásico – Formas de onda en el punto de operación
 (a) I_P y V_P - Lado primario del transformador
 (b) I , V y \bar{V} - ESP

La tabla 3.4 presenta las características de operación en la condición seleccionada.

α [°]	V_{PRMS}	I_{PRMS}	\bar{V} [kV]	\hat{V} [kV]	V Ripple	\bar{I} [A]	\bar{P} [kW]
50	276.72	375.55	55.08	67.05	41.27%	1.22	68.79

Tabla 3.4 TR Monofásico – Características del punto de operación

3.4.2 Control Proporcional-Integral de Voltaje

La acción de control se ejerce sobre el voltaje medio en el ESP, debido a que es la principal variable que determina la eficiencia de recolección. A continuación, se simula la respuesta a escalón del TR monofásico, con el fin de deducir su función de transferencia. La figura 3.5 y la tabla 3.5 ilustran la respuesta del voltaje medio a entrada escalón en el punto de operación.

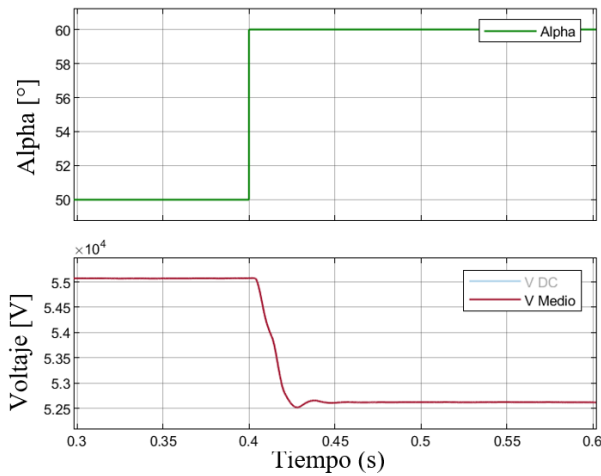


Figura 3.5 TR Monofásico - Respuesta a escalón

$\Delta\alpha$ [rad]		t_s [s]
0.1745		~ 0.024
\bar{V}_1 [kV]	\bar{V}_2 [kV]	$\Delta\bar{V}$ [kV]
55.08	52.62	-2.46

Tabla 3.5 TR Monofásico - Respuesta a escalón

Luego de analizar la dinámica del TR monofásico, se opta por linealizarlo como un sistema de primer orden. Las ecuaciones 3.1 y 3.2 presentan los parámetros de la planta. Luego, la ecuación 3.3 presenta la función de transferencia del convertidor.

$$K_{TR1} = \frac{\Delta\bar{V}}{\Delta\alpha} = -14097 \quad (3.1)$$

$$\tau_{TR1} = 0.632 \cdot t_s = 0.015 \quad (3.2)$$

$$H_{TR1}(s) = \frac{K_{TR1}}{\tau_{TR1} \cdot s + 1} = \frac{-14097}{0.015s + 1} \quad (3.3)$$

donde

- t_s : tiempo de respuesta
- K_{TR1} : ganancia del TR monofásico

- $H_{TR1}(s)$: función de transferencia del TR monofásico
 τ_{TR1} : constante de tiempo del TR monofásico

El controlador de voltaje se sintoniza manualmente, ajustando los valores de K_p y K_i hasta obtener una respuesta satisfactoria. La dificultad radica en diseñar un controlador que regule el voltaje medio sin introducir más oscilaciones al sistema. Los valores de las constantes proporcional e integral y el controlador se detallan en las ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.6 respectivamente.

$$K_p = 4.613 \times 10^{-5} \quad (3.4)$$

$$K_i = 55 \cdot K_p = 2.537 \times 10^{-3} \quad (3.5)$$

$$PI_{TR1}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 4.613 \times 10^{-5} + \frac{2.537 \times 10^{-3}}{s} \quad (3.6)$$

donde

- K_p : ganancia proporcional
 K_i : ganancia integral
 $PI_{TR1}(s)$: controlador PI del TR monofásico

La figura 3.6 presenta el diagrama del control referenciado al punto de operación.

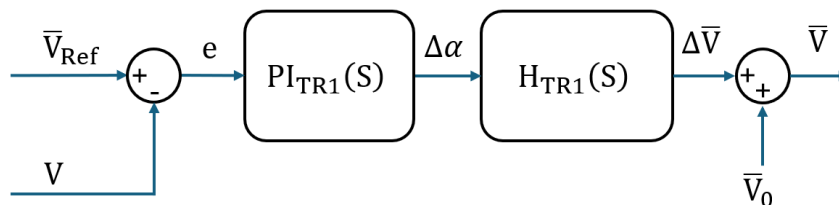


Figura 3.6 TR Monofásico - Diagrama de control

3.4.3 Simulación

Para implementar el control, la puesta en marcha del TR monofásico se realiza en LA, reduciendo progresivamente el valor de Alpha. Una vez alcanzado el punto de operación, se activa el lazo de control, de manera que el voltaje medio en el precipitador se ajuste a la referencia. Para esto, se desarrolla un modelo basado en diagramas de estado en Simulink Stateflow, el cual se muestra en la figura 3.7.

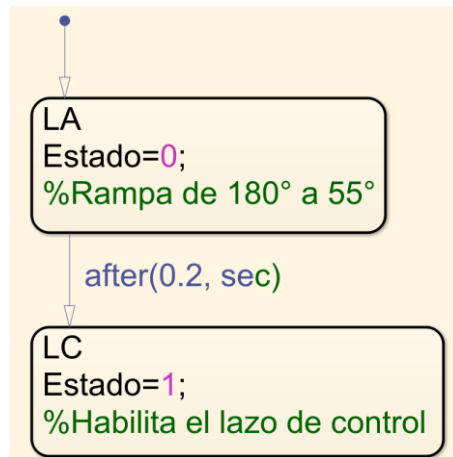


Figura 3.7 TR Monofásico – Diagrama de estados LC

A continuación, la figura 3.8 muestra la simulación del TR monofásico en LC, donde se observa que el control diseñado logra ajustar exitosamente el voltaje medio a la referencia, sin aumentar la oscilación al sistema.

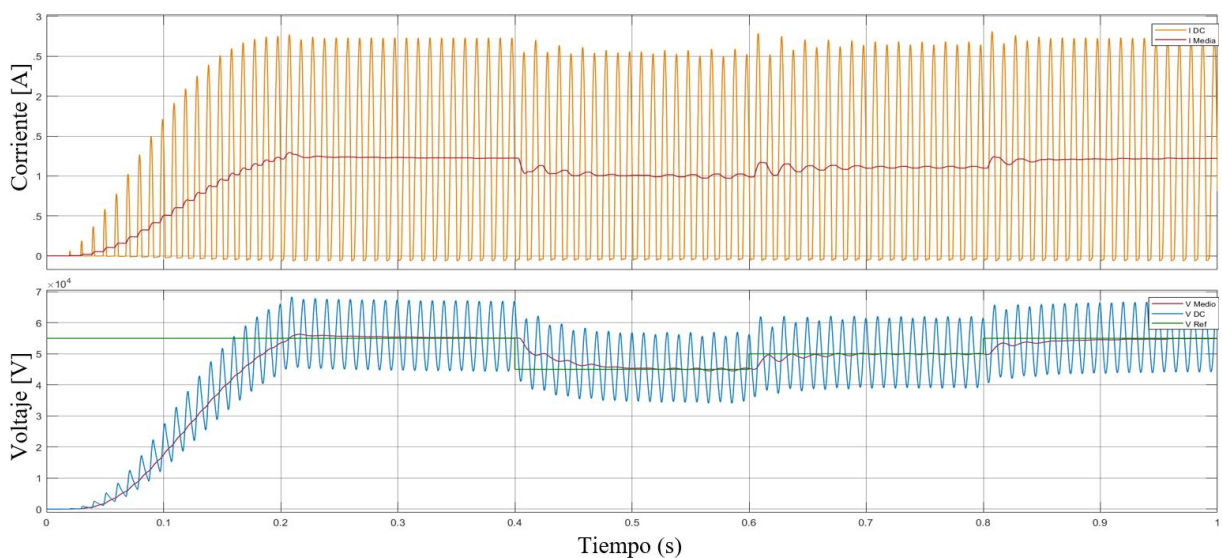


Figura 3.8 TR Monofásico - Operación en LC

3.5. Simulación con Control de Flashover

Al simular un FO en el precipitador, la corriente se incrementa abruptamente, provocando una caída del voltaje en el convertidor hasta cero. En esta condición, el control no logra estabilizar el voltaje. La figura 3.9 ilustra los efectos del FO sobre el TR monofásico en LC.

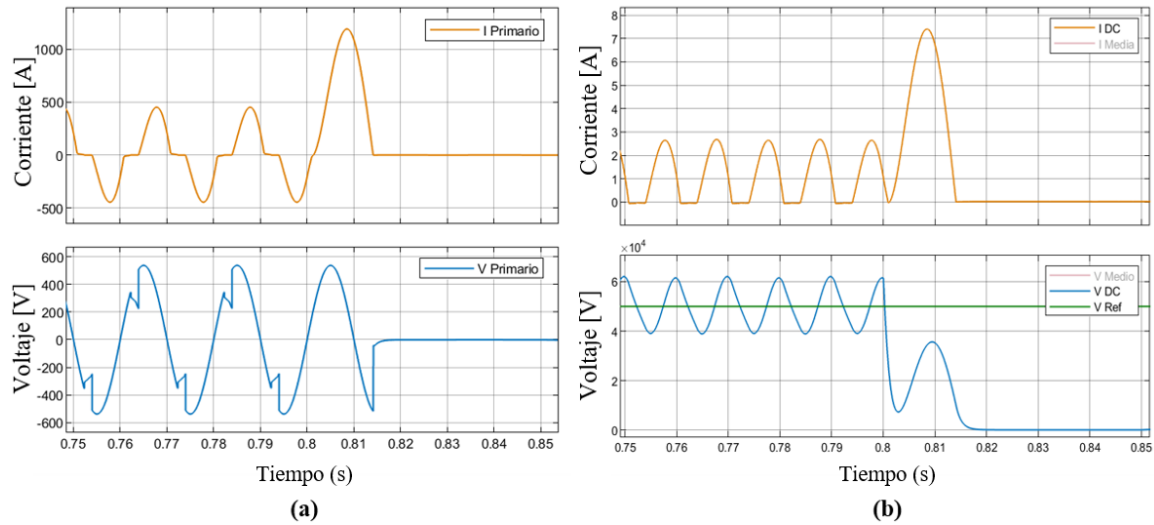


Figura 3.9 TR Monofásico – Flashover en LC
(a) I_p y V_p - Lado primario del transformador
(b) I , V y \bar{V} - ESP

Para mitigar los efectos de la sobrecorriente, se diseña un control de FO que, al detectar una falla, establece el ángulo de disparo en su valor máximo (180°). Esto bloquea la conducción en los tiristores y permite la extinción del arco dentro del ESP. Tras un breve periodo, el convertidor reanuda su operación, incrementando progresivamente el voltaje en LA. Una vez alcanzado el punto de operación, se reactiva el lazo de control para mantener la referencia de voltaje.

Para su implementación, es necesario incorporar un tercer estado en la operación del TR monofásico, correspondiente al bloqueo momentáneo de los tiristores. La figura 3.10 muestra el diagrama de estados asociado a este control.

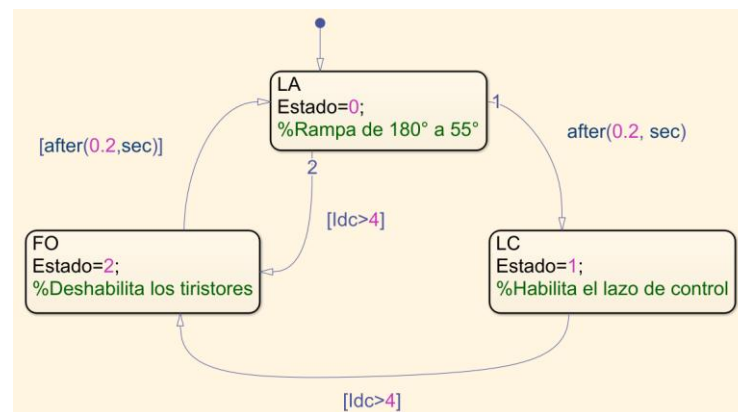


Figura 3.10 TR Monofásico - Diagrama de estados FO

A continuación, se presentan los resultados de las simulaciones de corriente y voltaje en el ESP, considerando la implementación del control de FO. La figura 3.11 presenta la respuesta del convertidor simulado a la ocurrencia de FO durante una operación a voltaje variable.

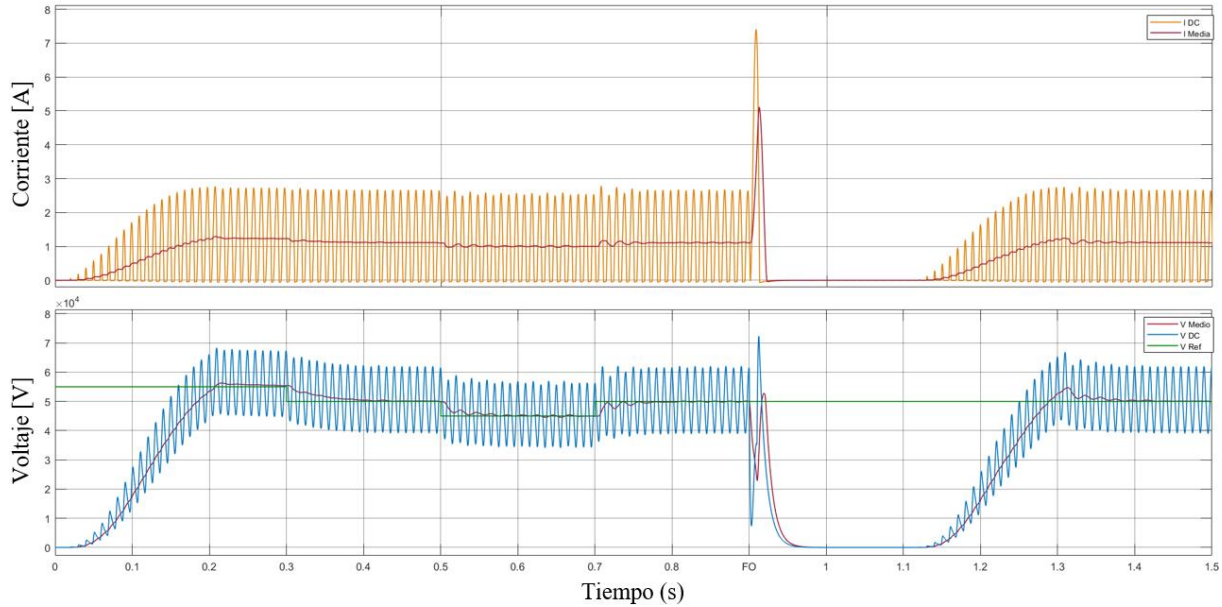


Figura 3.11 TR Monofásico – Operación con control de FO

La figura 3.12 muestra cómo responde el control a la ocurrencia de FO sucesivos, siguiendo una referencia de voltaje constante.

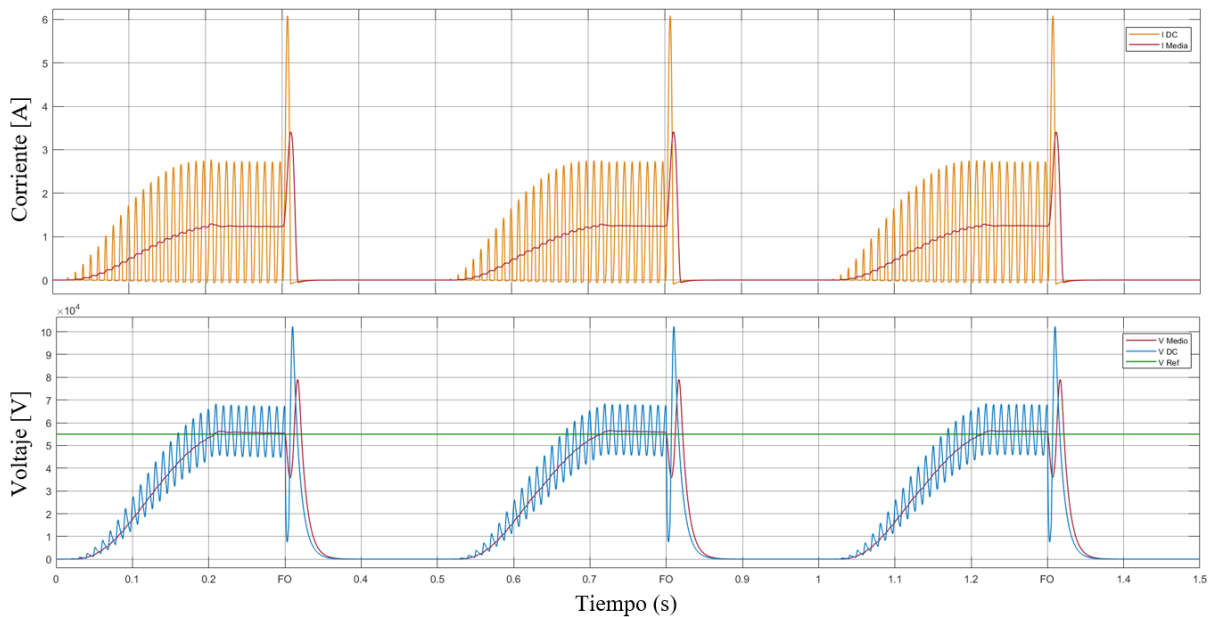


Figura 3.12 TR Monofásico – Operación con control de FO sucesivos

De las simulaciones realizadas, se concluye que el control diseñado para el TR monofásico regula eficazmente el voltaje medio según referencias variables y responde adecuadamente ante la ocurrencia de uno o múltiples FO sucesivos. El sistema logra extinguir el arco y restablecer la operación tras cada evento, cumpliendo con los criterios establecidos en el diseño.

Capítulo 4. Simulaciones Transformador-Rectificador Trifásico

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan las simulaciones realizadas para el modelo de transformador-rectificador (TR) trifásico, junto con los resultados obtenidos. Primero, se detallan los valores asignados a los parámetros del modelo eléctrico. Luego, se exponen los resultados de la simulación en lazo abierto (LA) y se define el punto de operación seleccionado, considerando parámetros clave como el voltaje y la corriente AC en el primario del transformador, el ripple, y el voltaje y la corriente DC aplicados al precipitador electrostático (ESP). Posteriormente, se describe el diseño del control de voltaje y se analizan los resultados obtenidos en lazo cerrado (LC). Finalmente, se desarrolla el control de flashover (FO) y se presentan los resultados asociados.

4.2. Parámetros

Para llevar a cabo las simulaciones, se considera el TR trifásico conectado a una red de distribución trifásica de 660 V. La tabla 4.1 presenta los parámetros de red con los que se realizaron las simulaciones.

Voltaje [V]	Frecuencia [Hz]
660	50

Tabla 4.1 TR Trifásico - Parámetros de la red

La tabla 4.2 presenta los parámetros eléctricos del ESP. Los valores de resistencia y capacitancia se establecieron a partir de datos de la operación de un ESP real. La resistencia de FO se definió como la octava parte de R_{ESP} .

V_N [kV]	I_N [A]	R_{ESP} [k Ω]	C_{ESP} [nF]	R_{FO} [k Ω]
100	1.60	70	100	8.75

Tabla 4.2 TR Trifásico - Parámetros del ESP

La tabla 4.3 presenta los parámetros de circuito equivalente del transformador trifásico, calculados tomando como base las simulaciones de [5].

$R_{1 2 3}$ [m Ω]	$L_{1 2 3}$ [mH]	R_{Fe} [Ω]	L_m [mH]	N
24.689	1.778	92.83	92.83	1:94

Tabla 4.3 TR Trifásico - Parámetros del transformador trifásico

4.3. Simulación en Lazo Abierto

Una vez ingresados los parámetros, se procede a simular la operación del TR trifásico en LA, asignando valores enteros de Alpha desde 0° hasta 180° . La figura 4.1 muestra el voltaje DC medio, en estado estacionario, en función del ángulo de disparo.

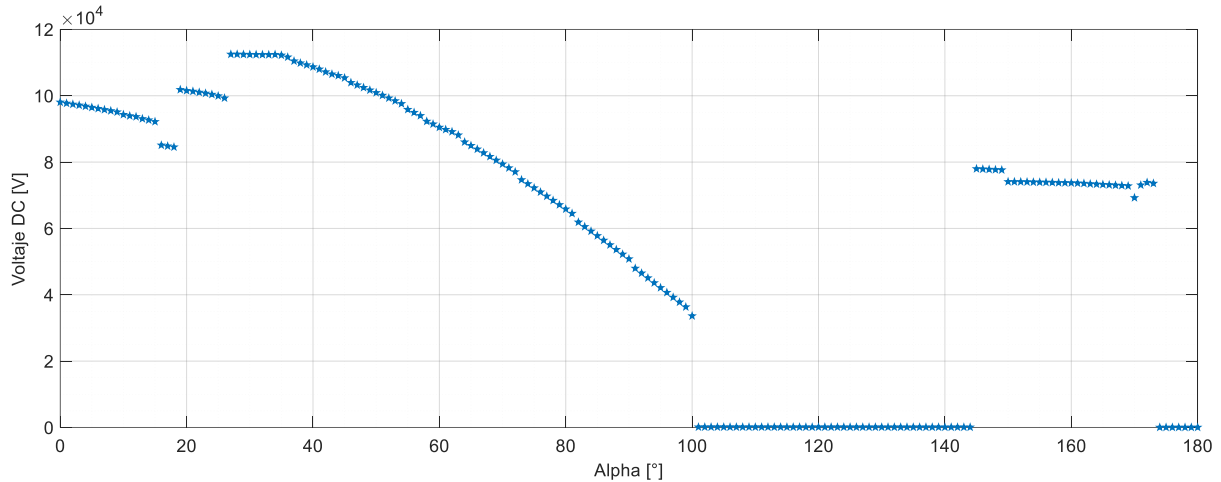


Figura 4.1 TR Trifásico - Voltaje en función de Alpha

La figura 4.2 ilustra las formas de onda de corriente, voltaje y voltaje medio, en estado estacionario para tres valores de Alpha distintos.

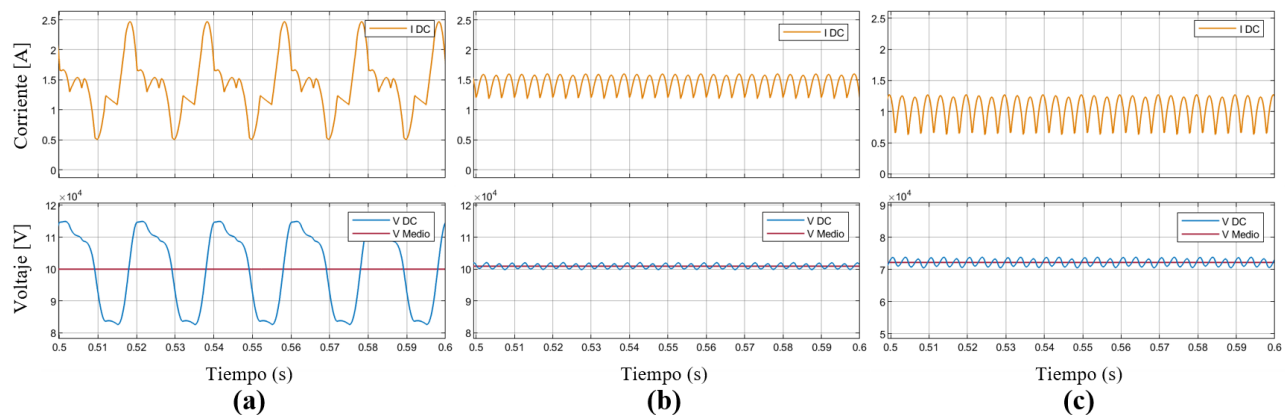


Figura 4.2 TR Trifásico - Formas de onda de I, V y \bar{V}
(a) $\alpha = 25^\circ$, (b) $\alpha = 50^\circ$, (c) $\alpha = 100^\circ$

Se observa que, para valores de Alpha entre 35° y 100° , el voltaje presenta un bajo ripple y mantiene una relación aproximadamente lineal e inversamente proporcional con el ángulo de disparo. En contraste, valores de Alpha inferiores a 30° o dentro del rango de 145° a 173° generan oscilaciones pronunciadas en el voltaje, afectando la estabilidad del sistema.

La figura 4.3 muestra la operación del TR trifásico simulado en LA, donde se varía el valor de Alpha. La puesta en marcha se lleva a cabo reduciendo progresivamente el ángulo de disparo, para luego apreciar la dinámica del convertidor en un amplio rango de Alpha.

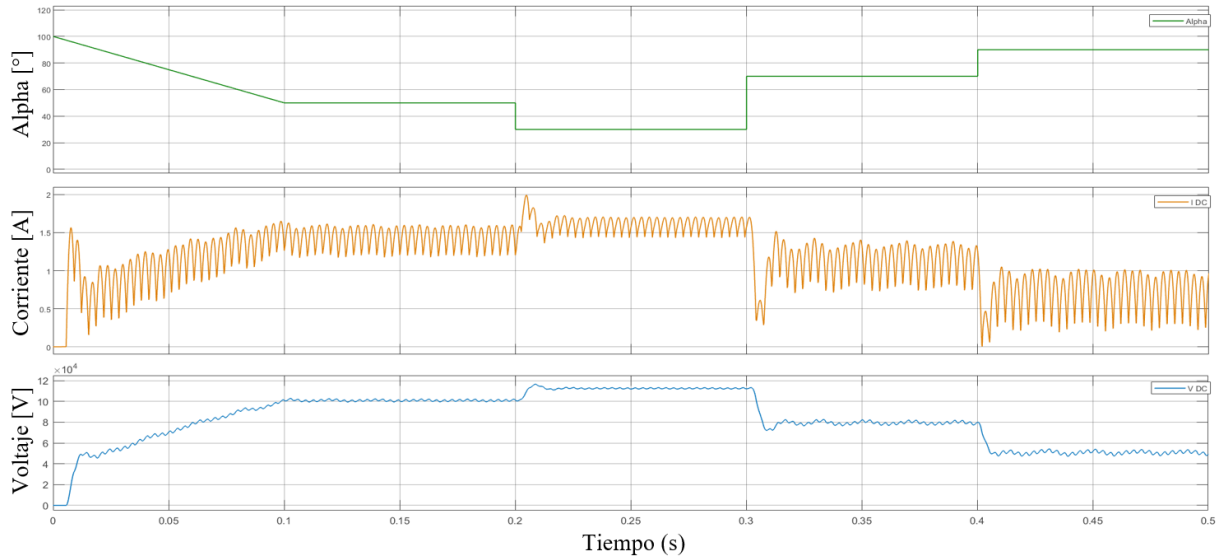


Figura 4.3 TR Trifásico - Operación en LA

4.4. Simulación en Lazo Cerrado

4.4.1 Punto de Operación

Para diseñar el lazo de control de voltaje, se seleccionó como punto de operación el ángulo de disparo $\alpha = 50^\circ$, en base a los resultados de las simulaciones en LA. La figura 4.4 muestra las formas de onda en estado estacionario para la condición seleccionada.

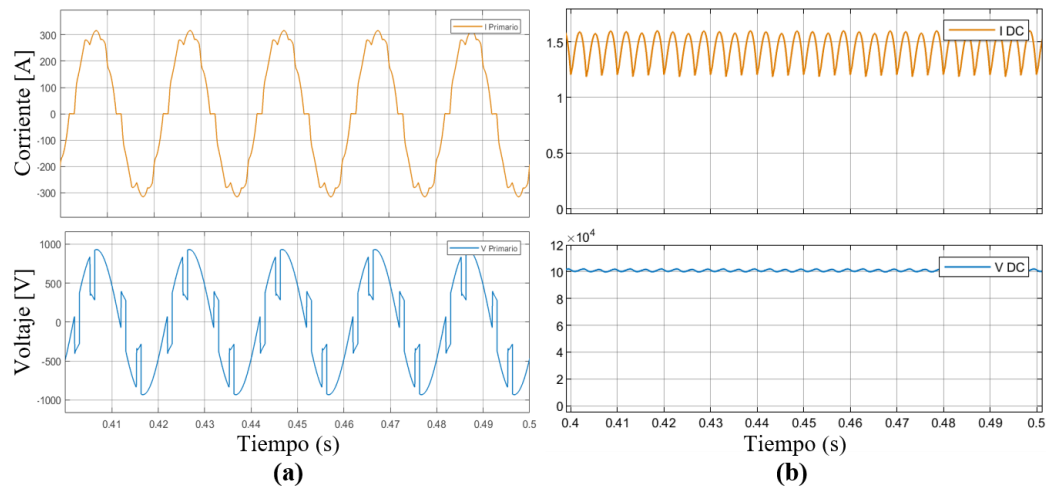


Figura 4.4 TR Trifásico – Formas de onda en el punto de operación
 (a) I_{AP} y V_{ABP} - Lado primario del transformador
 (b) I y V - ESP

La tabla 4.4 presenta las características de operación en la condición seleccionada.

α [°]	V_{PRMS}	I_{PRMS}	\bar{V} [kV]	\hat{V} [kV]	V Ripple	\bar{I} [A]	\bar{P} [kW]
50	608.44	220.86	100.89	102.01	2.14%	1.44	145.45

Tabla 4.4 TR Trifásico – Características del punto de operación

4.4.2 Control Proporcional-Integral de Voltaje

A diferencia del caso monofásico, la acción de control se ejerce sobre el voltaje de salida del convertidor, ya que, como consecuencia del bajo ripple, este es prácticamente igual al voltaje medio. A continuación, se simula la respuesta a escalón del TR trifásico, con el fin de deducir su función de transferencia. La figura 4.5 y la tabla 4.5 presentan la respuesta a escalón del voltaje.

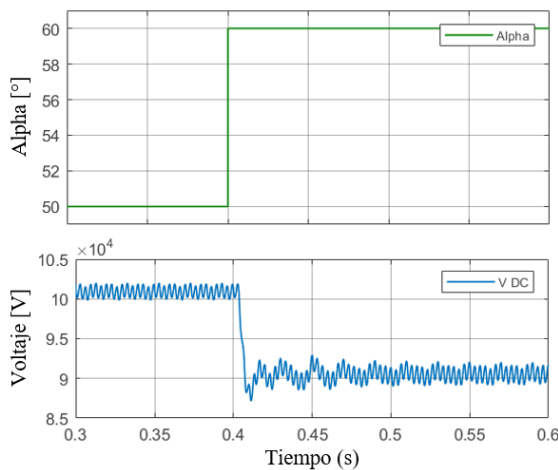


Figura 4.5 TR Trifásico - Respuesta a escalón

$\Delta\alpha$ [rad]		t_s [s]
0.1745		~0.01
V_1 [kV]	V_2 [kV]	ΔV [kV]
100.89	90.49	-10.40

Tabla 4.5 TR Trifásico - Respuesta a escalón

Luego de analizar la dinámica del convertidor, se opta por linealizarlo como un sistema de primer orden. Las ecuaciones 4.1 y 4.2 presentan los parámetros de la planta. De esta manera, la ecuación 4.3 presenta la función de transferencia del TR trifásico.

$$K_{TR3} = \frac{\Delta V}{\Delta\alpha} = -59599 \quad (4.1)$$

$$\tau_{TR3} = 0.632 \cdot t_s = 0.006 \quad (4.2)$$

$$H_{TR3}(s) = \frac{K_{TR3}}{\tau_{TR3} \cdot s + 1} = \frac{-59599}{0.006s + 1} \quad (4.3)$$

donde

- K_{TR3} : ganancia del TR Trifásico
- $H_{TR3}(s)$: función de transferencia del TR Trifásico
- τ_{TR3} : constante de tiempo del TR Trifásico

El controlador de voltaje se sintonizó manualmente, ajustando los valores de K_p y K_i hasta obtener una respuesta satisfactoria. En este caso, el bajo ripple favorece la precisión del modelo linealizado, lo que facilita el diseño del controlador. Los valores de las constantes proporcional e integral se detallan en las ecuaciones 4.4 y 4.5 respectivamente. La ecuación 4.6 presenta el controlador diseñado.

$$K_p = 2 \times 10^{-6} \quad (4.4)$$

$$K_i = 8 \times 10^{-4} \quad (4.5)$$

$$PI_{TR3}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 2 \times 10^{-6} + \frac{8 \times 10^{-4}}{s} \quad (4.6)$$

donde

$PI_{TR3}(s)$: controlador PI del TR Trifásico

La figura 4.6 presenta el diagrama del control referenciado al punto de operación.

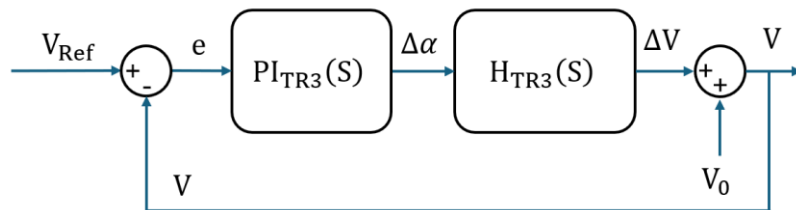


Figura 4.6 TR Trifásico - Diagrama de control

4.4.3 Simulación

Para implementar el control, la puesta en marcha del convertidor se realiza en LA, reduciendo progresivamente el valor de Alpha. Una vez alcanzado el punto de operación, se habilita el lazo de control para que el voltaje en el precipitador se ajuste a la referencia. Para ello, se desarrolla un modelo basado en diagramas de estado en Simulink Stateflow, el cual se muestra en la figura 4.7.

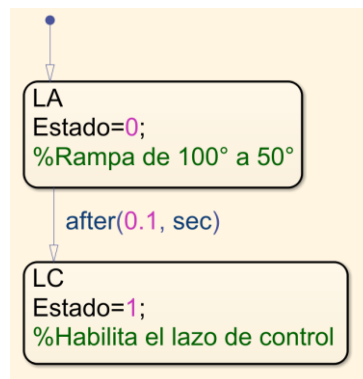


Figura 4.7 TR Trifásico – Diagrama de estados LC

A continuación, la figura 4.8 muestra la simulación del TR trifásico en LC, donde se observa que el control diseñado logra ajustar exitosamente el voltaje en el ESP a un amplio rango de valores de referencia, manteniendo estabilidad y respuesta adecuada ante variaciones.

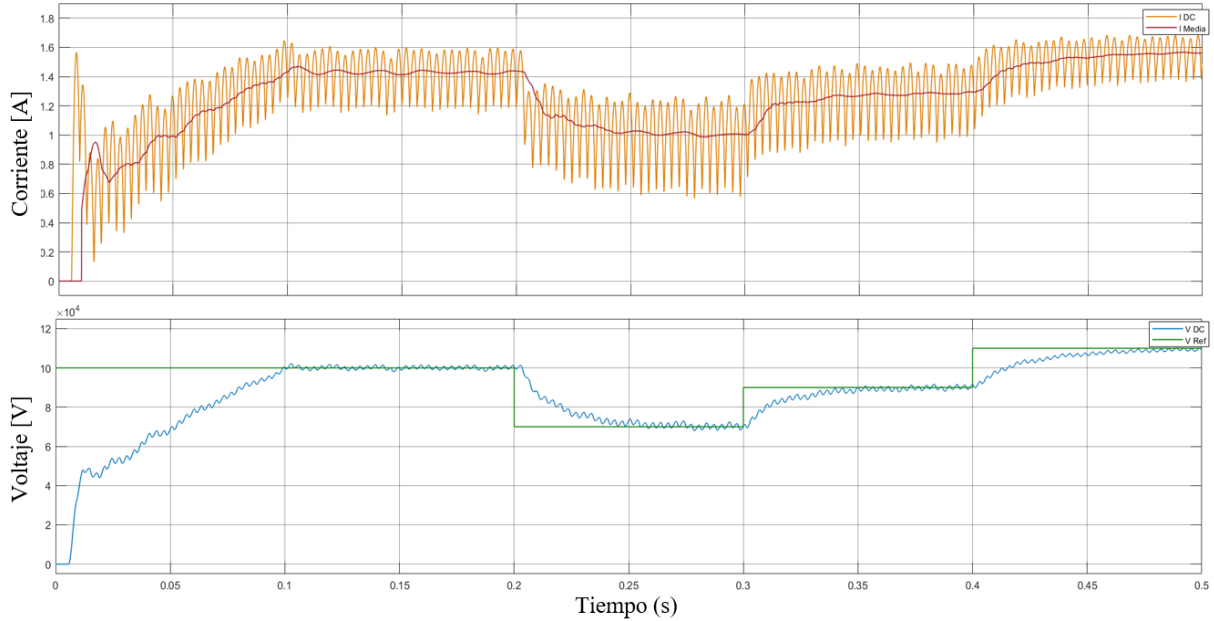


Figura 4.8 TR Trifásico - Operación en LC

4.5. Simulación con Control de Flashover

Al simular un FO en el precipitador, la corriente aumenta súbitamente y provoca que el voltaje a la salida del convertidor caiga a cero, sin que el control sea capaz de mantener la referencia. En la figura 4.9 se pueden apreciar los efectos del FO sobre el TR trifásico en LC.

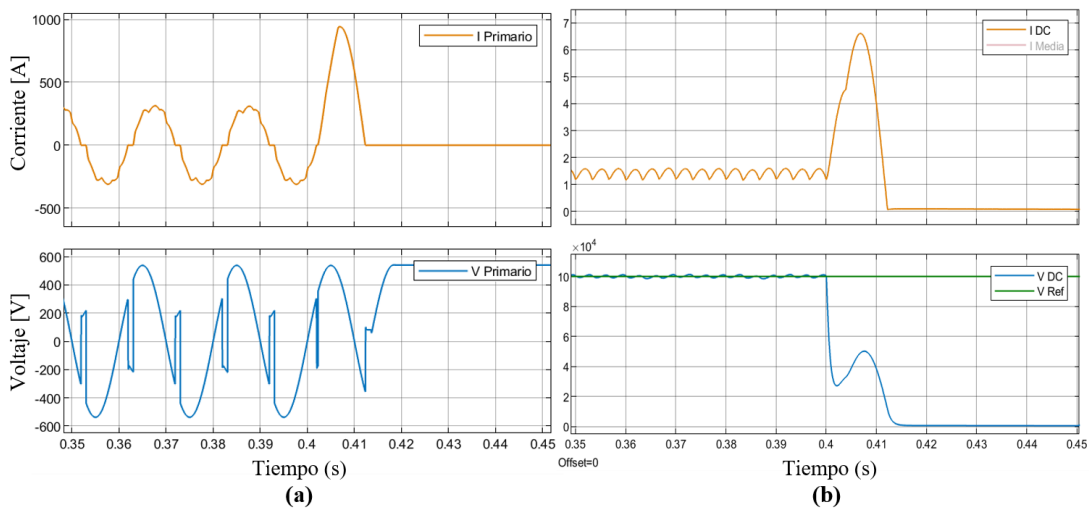


Figura 4.9 TR Trifásico – Flashover en LC
(a) I_{AP} y V_{ABP} - Lado primario del transformador
(b) I y V - ESP

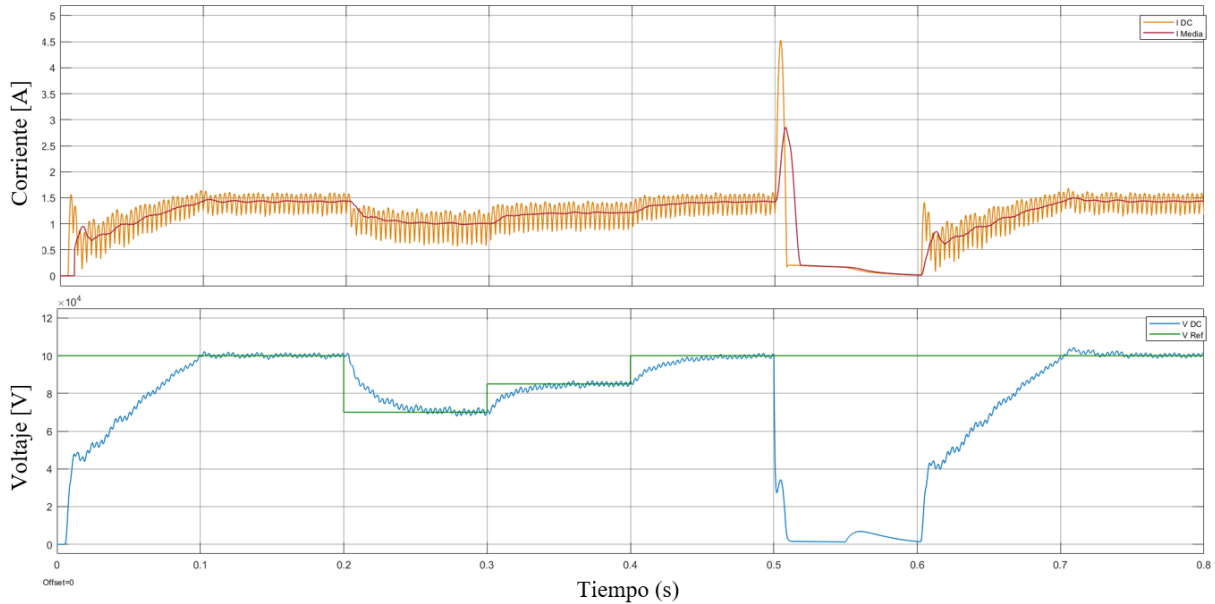


Figura 4.11 TR Trifásico – Operación con control de FO

Por su parte, la figura 4.12 muestra la respuesta del control a la ocurrencia de FO sucesivos, siguiendo una referencia de voltaje constante.

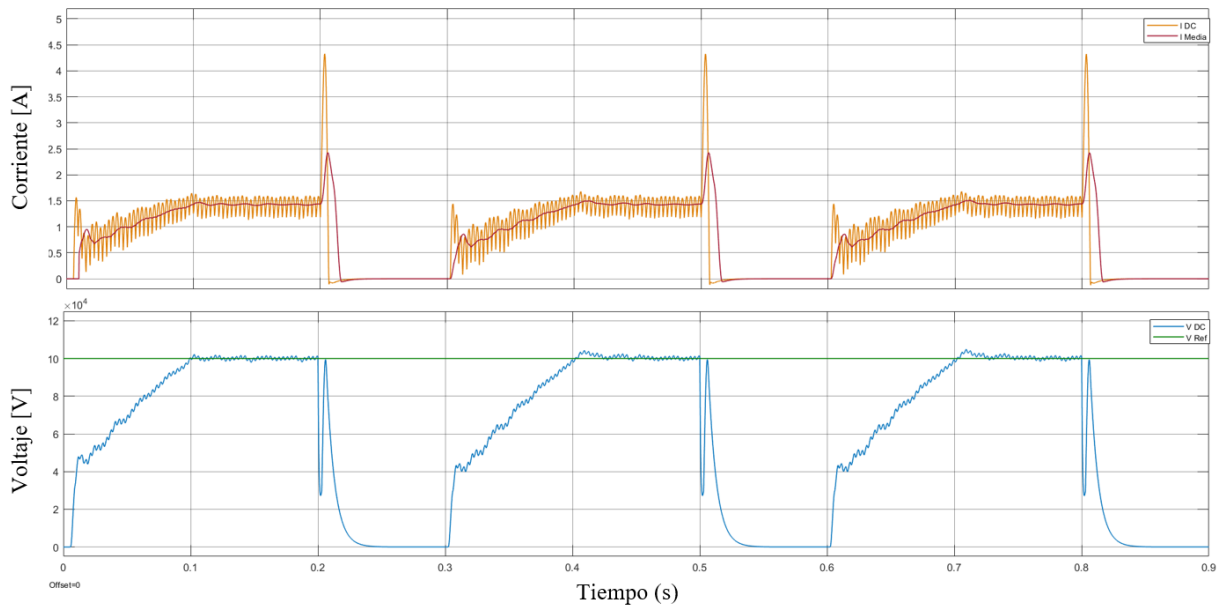


Figura 4.12 TR Trifásico – Operación con control de FO sucesivos

De las simulaciones realizadas, se concluye que el control diseñado para el TR trifásico regula eficazmente el voltaje suministrado al precipitador según referencias variables y responde de manera eficaz ante la ocurrencia de uno o múltiples FO sucesivos. El sistema logra extinguir el arco y restablecer la operación tras cada evento, cumpliendo con los criterios establecidos en el diseño.

Capítulo 5. Simulaciones Fuente de Poder Conmutada

5.1. Introducción

En este capítulo se presentan las simulaciones realizadas para el modelo de fuente de poder conmutada de alta frecuencia (SMPS) y los resultados obtenidos. Primero, se detallan los valores asignados a los parámetros del modelo eléctrico. Luego, se exponen los resultados de la simulación en lazo abierto (LA) y se define el punto de operación seleccionado, considerando variables clave como el voltaje en el enlace DC, el ripple, y el voltaje y la corriente DC aplicados al precipitador electrostático (ESP). Posteriormente, se describe el diseño del control de voltaje y se analizan los resultados en lazo cerrado (LC). Finalmente, se desarrolla el control de flashover (FO) y se presentan los resultados asociados.

5.2. Parámetros

Para llevar a cabo las simulaciones, se considera la SMPS conectada a una red de distribución trifásica de 660 V. La tabla 5.1 presenta los parámetros de red con los que se realizaron las simulaciones.

Voltaje [V]	Frecuencia [Hz]
660	50

Tabla 5.1 SMPS - Parámetros de la red

La tabla 5.2 presenta los parámetros eléctricos del ESP. Los valores de resistencia y capacitancia se establecieron a partir de datos de la operación de un ESP real y son idénticos a los del capítulo anterior. La resistencia de FO se definió como la octava parte de R_{ESP} .

V_N [kV]	I_N [A]	R_{ESP} [k Ω]	C_{ESP} [nF]	R_{FO} [k Ω]
100	1.60	70	100	8.75

Tabla 5.2 SMPS - Parámetros del ESP

La tabla 5.3 presenta los parámetros asignados al rectificador semicontrolado, al inversor y al transformador monofásico de alta frecuencia (HFT). Los parámetros del circuito equivalente del HFT se calculan tomando como base los parámetros presentados en [11]. La frecuencia de conmutación del inversor monofásico se considerará igual a la frecuencia nominal del HFT. El capacitor del enlace DC se selecciona tal que garantice un ripple de voltaje inferior a 5%.

RECTIFICADOR		INVERSOR	
C_{DC} [mF]		f [Hz]	
250		1000	
TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA			
N	C_{stray} [nF]	R_{Fe} [k Ω]	L_m [mH]
1: 250	2.247	3.302	10.449
R_1 [m Ω]	L_1 [μ H]	R_2 [μ Ω]	L_2 [μ H]
3.028	6.098	943.4	1.846

Tabla 5.3 SMPS - Parámetros de la SMPS

5.3. Simulación en Lazo Abierto

Una vez definidos los parámetros, se procede a simular la operación de la SMPS en lazo abierto, variando el ángulo de disparo en incrementos enteros desde 0° hasta 180° . La figura 5.1 muestra el voltaje en el enlace DC, es decir, a la salida del rectificador semicontrolado, así como el voltaje DC en la salida del convertidor, ambos en estado estacionario y en función del ángulo de disparo.

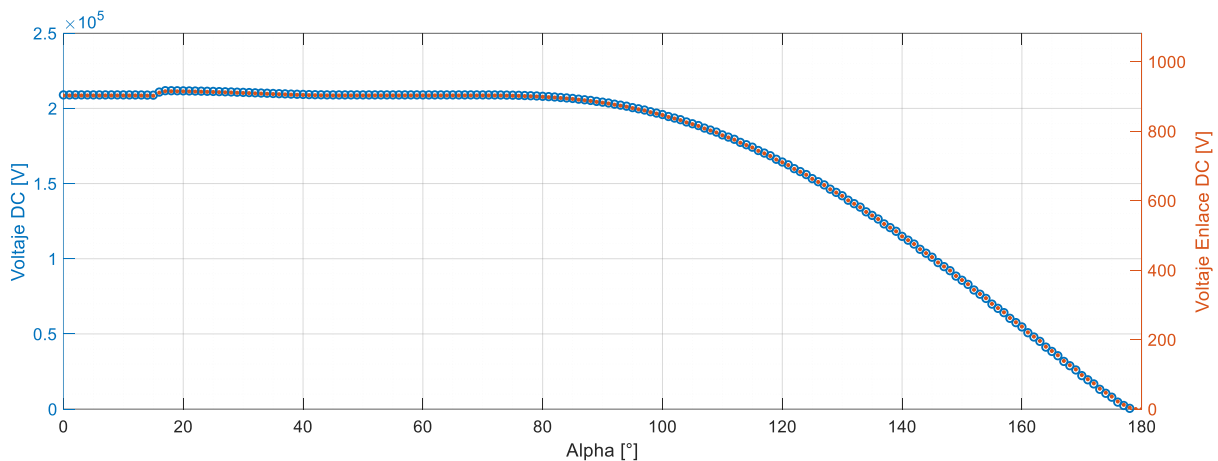


Figura 5.1 SMPS - Voltaje en función de Alpha

A partir de los resultados, es posible establecer la relación lineal entre voltaje de enlace y voltaje de salida presentada en la ecuación 5.1.

$$V = K_T \cdot V_E = 231 \cdot V_E \quad (5.1)$$

donde

- V_E : voltaje de enlace DC
- K_T : ganancia del conjunto inversor-transformador-rectificador

A continuación, la figura 5.2 ilustra las formas de onda de corriente y voltaje, en estado estacionario para tres valores de Alpha distintos.

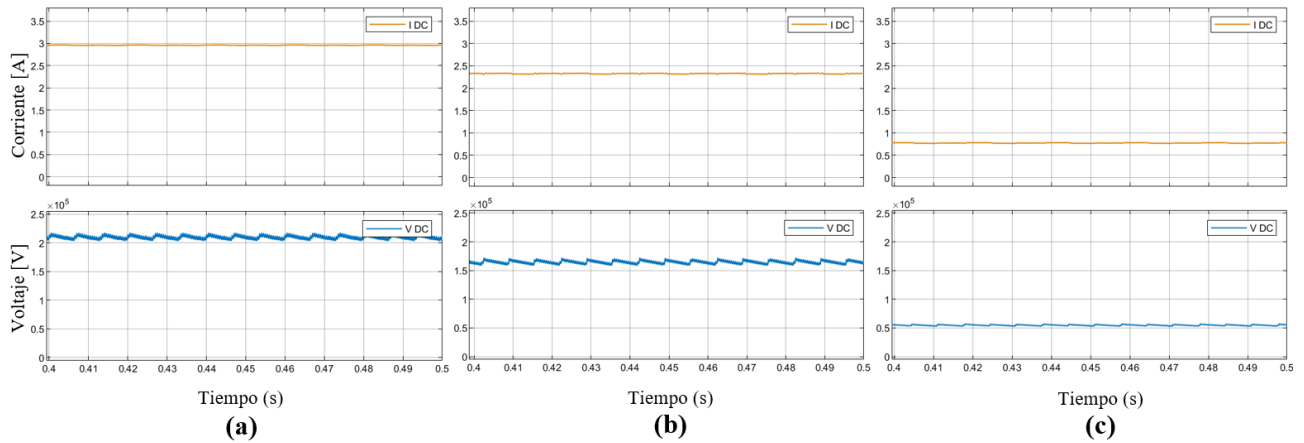


Figura 5.2 SMPS - Formas de onda de I y V
 (a) $\alpha = 40^\circ$, (b) $\alpha = 120^\circ$, (c) $\alpha = 160^\circ$

La figura 5.3 muestra la operación de la SMPS simulada en lazo abierto, en la cual se varía el valor de Alpha. La puesta en marcha se realiza reduciendo progresivamente el ángulo de disparo, para luego apreciar la dinámica del convertidor en un amplio rango de valores de Alpha.

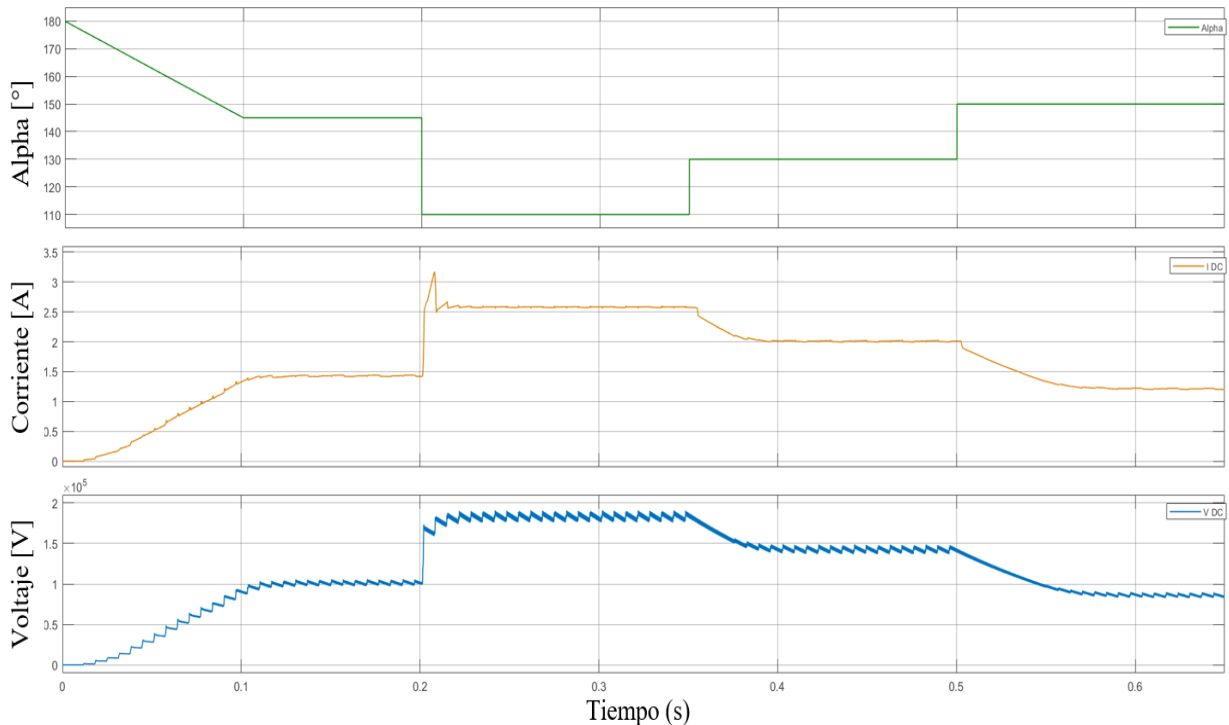


Figura 5.3 SMPS - Operación en LA

5.4. Simulación en Lazo Cerrado

5.4.1 Punto de Operación

Para diseñar el lazo de control de voltaje, se seleccionó como punto de operación un ángulo de disparo $\alpha = 145^\circ$, basado en los resultados obtenidos en las simulaciones en lazo abierto. La figura 5.4 presenta las formas de onda en estado estacionario para esta condición.

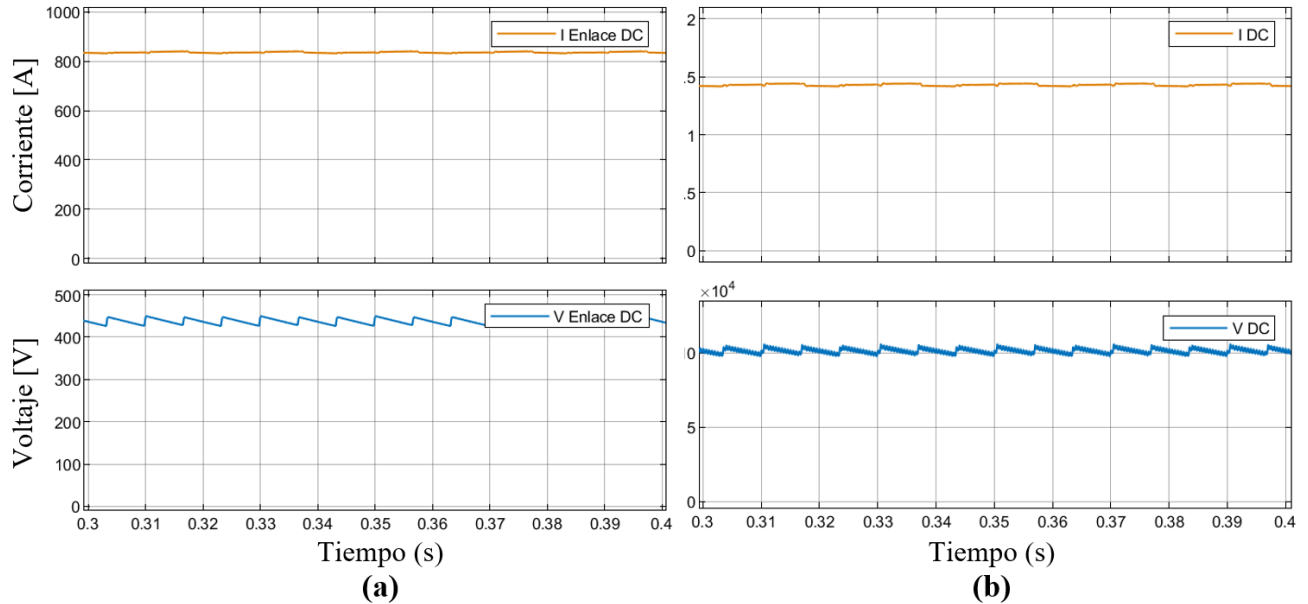


Figura 5.4 SMPS – Formas de onda en el punto de operación
 (a) I_E y V_E – Enlace DC
 (b) I y V – ESP

α [°]	\bar{V}_E [V]	\bar{I}_E [A]	\bar{V} [kV]	\hat{V} [kV]	V Ripple	\bar{I} [A]	\bar{P} [kW]
145	437.48	836.26	101.02	105.92	4.85%	1.43	144.62

5.4.2 Control Proporcional-Integral de Voltaje

La acción de control en este caso se ejerce sobre el voltaje de enlace pues, como se verá más adelante, es primordial que el control mantenga el voltaje en el enlace durante el FO, mientras se despeja el arco. A continuación, se simula la respuesta a escalón del enlace DC, con el fin de deducir su función de transferencia. La figura 5.5 y la tabla 5.5 presentan la respuesta a escalón del voltaje de enlace.

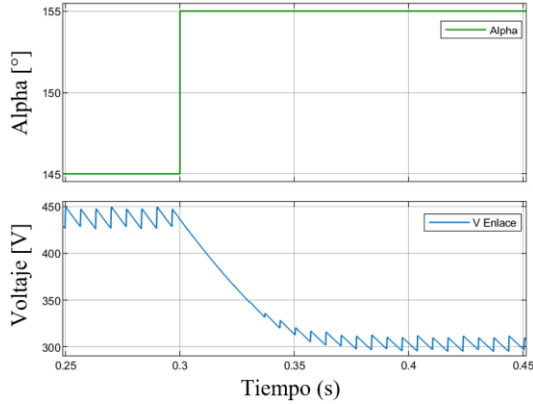


Figura 5.5 SMPS - Respuesta a escalón

$\Delta\alpha$ [rad]		t_s [s]
0.1745		~ 0.1
V_{E1} [V]	V_{E2} [V]	ΔV_E [V]
437.5	303.0	-134.5

Tabla 5.4 SMPS - Respuesta a escalón

Luego de analizar la dinámica del convertidor, se opta por modelarlo como un sistema de segundo orden críticamente amortiguado. Las ecuaciones 5.2, 5.3 y 5.4 presentan los parámetros de la planta. Luego, la ecuación 5.5 presenta la función de transferencia del enlace DC.

$$K_E = \frac{\Delta V_E}{\Delta\alpha} = -770.77 \quad (5.2)$$

$$\xi = 1 \quad (5.3)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\xi \cdot t_s} = 40 \quad (5.4)$$

$$H_E(s) = K_E \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{-829.23}{s^2 + 80s + 1600} \quad (5.5)$$

donde

- K_E : ganancia del enlace DC
- ξ : factor de amortiguamiento
- ω_n : frecuencia natural
- $H_E(s)$: función de transferencia del enlace DC

Notar que, para obtener la función de transferencia de la salida del convertidor, basta con considerar la ganancia de la ecuación 5.1. Luego, la planta del convertidor queda determinada por la ecuación 5.6.

$$H_{SMPS}(s) = K_T \cdot H_E(s) = \frac{-191552}{s^2 + 80s + 1600} \quad (5.6)$$

donde

- $H_{SMPS}(s)$: función de transferencia de la SMPS

El controlador de voltaje se sintonizó manualmente, ajustando los valores de K_p y K_i hasta obtener una respuesta satisfactoria. Las constantes seleccionadas y el controlador diseñado se detallan en las ecuaciones 5.7, 5.8 y 5.9.

$$K_p = -2.4 \times 10^{-3} \quad (5.7)$$

$$K_i = -5 \times 10^{-2} \quad (5.8)$$

$$PI_{SMPS}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = -2.4 \times 10^{-3} + \frac{-5 \times 10^{-2}}{s} \quad (5.9)$$

donde

$PI_{SMPS}(s)$: controlador PI de la SMPS

La figura 5.6 presenta el diagrama del control referenciado al punto de operación.

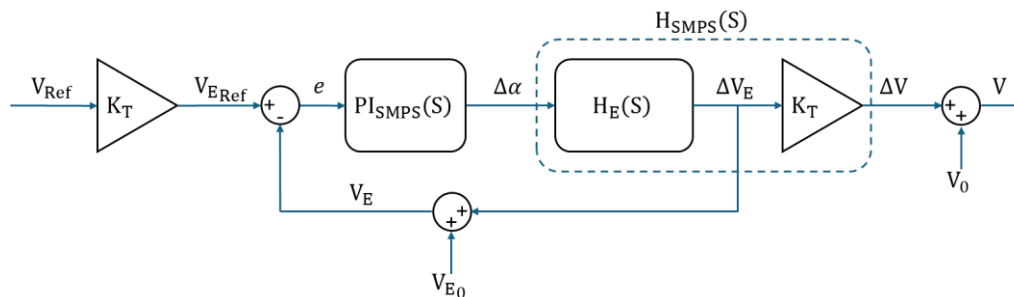


Figura 5.6 SMPS - Diagrama de control

5.4.3 Simulación

Para implementar el control, la puesta en marcha del convertidor se realiza en LA, reduciendo progresivamente el valor de Alpha. Una vez alcanzado el punto de operación, se habilita el lazo de control para que el voltaje de enlace se ajuste a la referencia. Para ello, se desarrolla un modelo basado en diagramas de estado en Simulink Stateflow, el cual se muestra en la figura 5.7.

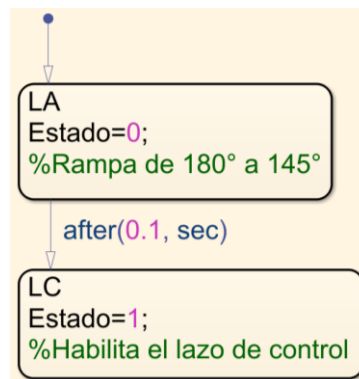


Figura 5.7 SMPS - Diagrama de estados LC

A continuación, la figura 5.8 muestra la simulación de la SMPS en LC, donde se observa que el control diseñado logra ajustar exitosamente el voltaje en el ESP a un amplio rango de valores de referencia, manteniendo estabilidad y respuesta adecuada ante variaciones.

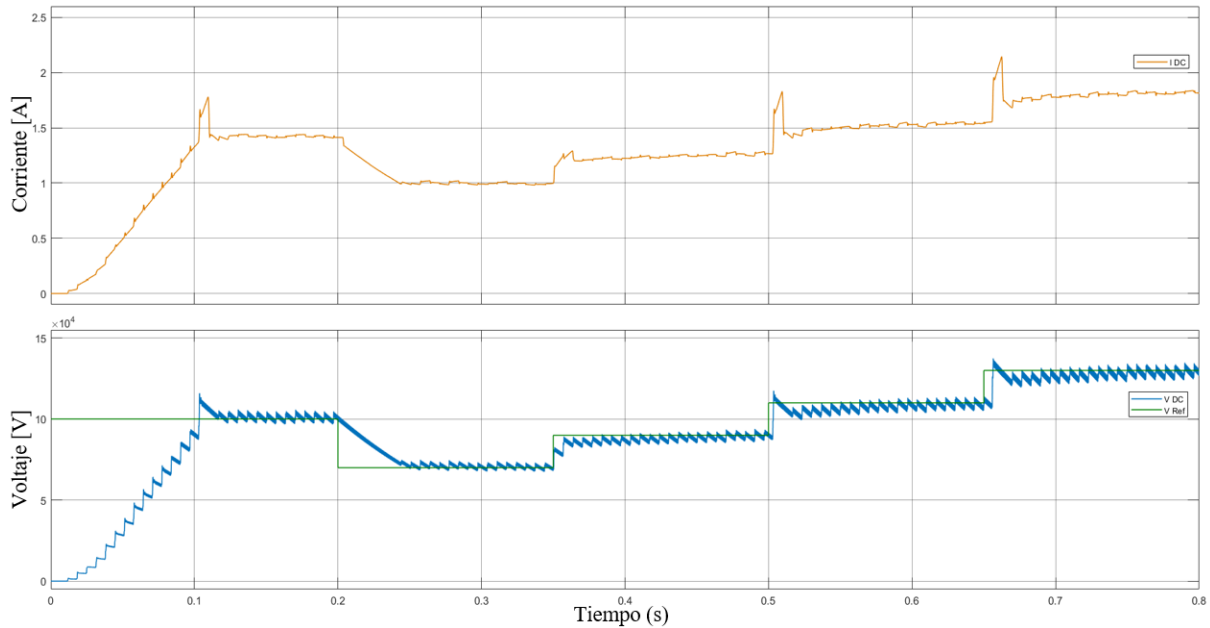


Figura 5.8 SMPS - Operación en LC

5.5. Simulación con Control de Flashover

Al simular un FO en el precipitador, la corriente aumenta súbitamente tanto en el enlace DC como en el ESP. Como consecuencia, el voltaje en ambos presenta una mayor inestabilidad y una disminución en su valor medio. Sin embargo, el control implementado evita el colapso total del voltaje en el enlace DC, permitiendo mantener cierta estabilidad en la operación del sistema. La figura 5.9 ilustra los efectos del FO sobre la SMPS en LC.

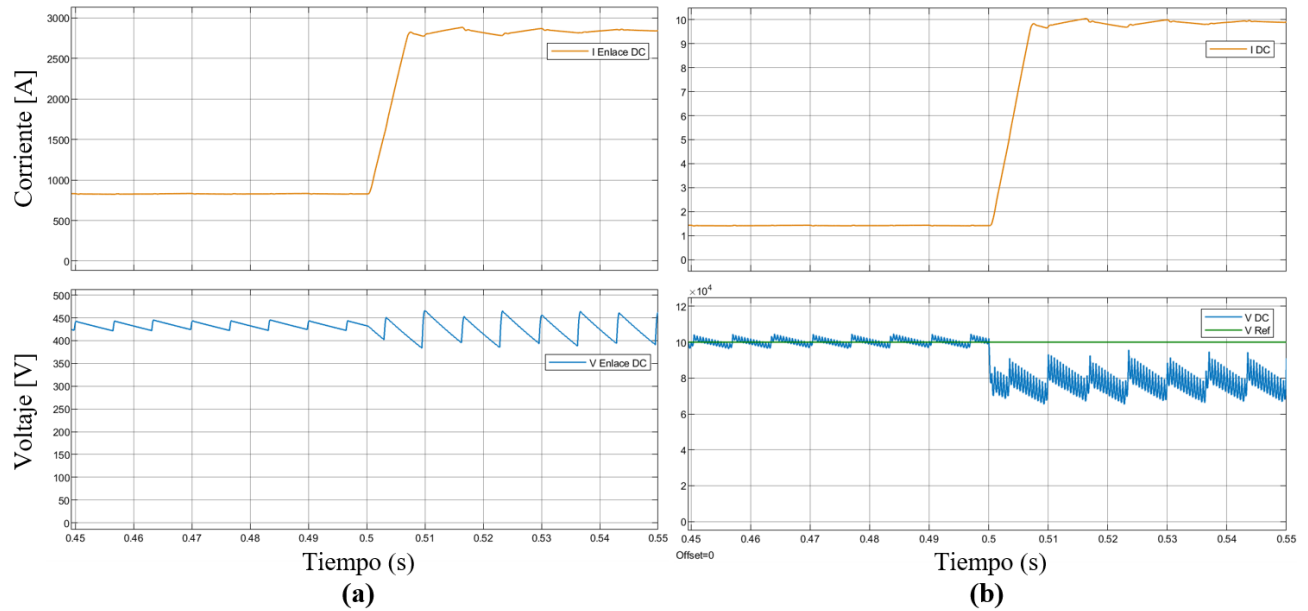


Figura 5.9 SMPS – Flashover en LC

(a) I_E y V_E – Enlace DC

(b) I y V - ESP

Para evitar los efectos de la sobrecorriente durante un FO, se diseña un control tal que, al detectar la falla, detiene la conmutación de los transistores en el inversor, bloqueando así el flujo de corriente desde el enlace DC hacia el resto del convertidor. De esta manera el voltaje en la salida es cero y se posibilita la extinción del arco dentro del ESP. Durante este proceso, el control mantiene el voltaje en el enlace DC conforme a la referencia. Pasados unos instantes, el inversor vuelve a operar y el voltaje en la salida se reestablece.

Para implementar este mecanismo, se introduce un tercer estado en la operación del sistema, el cual corresponde a la detención temporal de la conmutación en el inversor, asegurando al mismo tiempo el control del voltaje en el enlace DC. La figura 5.10 presenta el diagrama de estados del control de FO implementado para la SMPS.

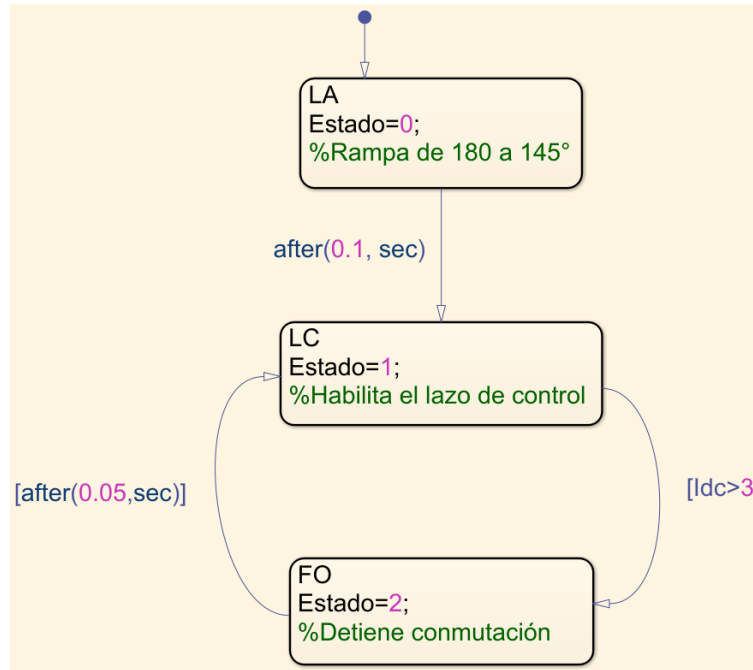


Figura 5.10 SMPS - Diagrama de estados FO

A continuación, se presentan los resultados de las simulaciones de corriente y voltaje en el ESP, incluyendo control de FO. La figura 5.11 presenta la respuesta de la SMPS a la ocurrencia de FO durante una operación a voltaje variable.

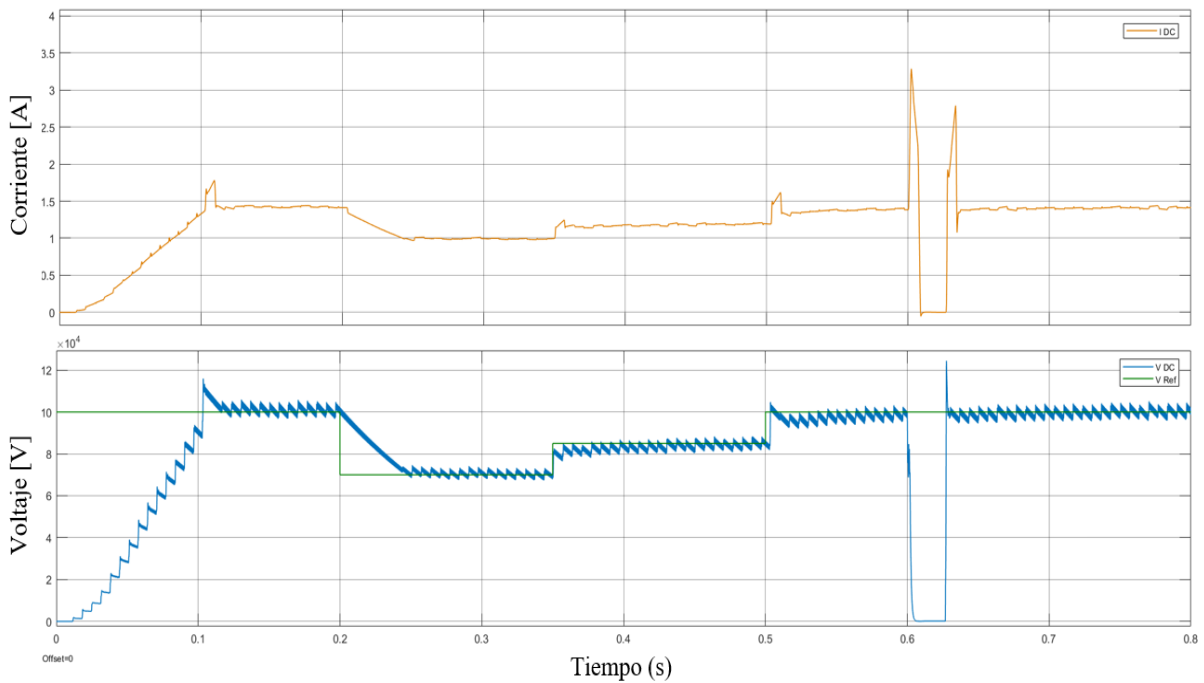


Figura 5.11 SMPS – Operación con control de FO

Por su parte, la figura 5.12 muestra la respuesta del control a la ocurrencia de FO sucesivos, siguiendo una referencia de voltaje constante.

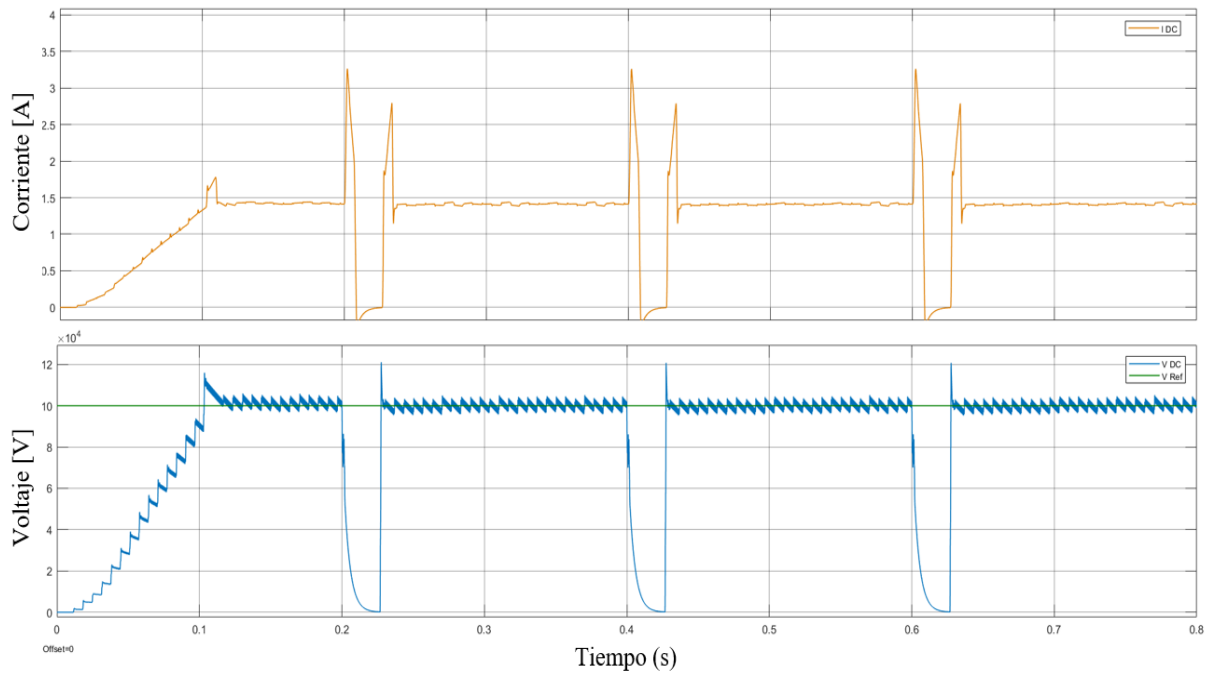


Figura 5.12 SMPS – Operación con control de FO sucesivos

De las simulaciones realizadas, se concluye que el control diseñado para la SMPS regula eficazmente el voltaje suministrado al precipitador según referencias variables y responde de manera óptima ante la ocurrencia de uno o múltiples FO sucesivos. El sistema logra extinguir el arco y restablecer rápidamente la operación tras cada evento, cumpliendo con los criterios establecidos en el diseño.

Capítulo 6. Conclusiones

6.1. Resumen de Resultados

El presente trabajo aborda la modelación y análisis de tres topologías de convertidores AC/HVDC aplicados a precipitadores electrostáticos (ESP): el transformador-rectificador (TR) monofásico, el TR trifásico y la fuente de poder conmutada (SMPS). Se desarrollaron modelos para cada topología, incluyendo sus respectivos sistemas de control en lazo cerrado y estrategias de mitigación de flashover (FO). Las simulaciones realizadas permitieron evaluar el desempeño de cada convertidor en función de parámetros clave como el contenido de ripple, la capacidad de regulación de voltaje y la respuesta ante descargas disruptivas. La tabla 6.1 resume los resultados de las simulaciones realizadas.

	TR Monofásico	TR Trifásico	SMPS
Voltaje de alimentación	381 [V] Monofásico	660 [V] Trifásico	660 [V] Trifásico
Potencia	~68 [kW]	~140 [kW]	~140 [kW]
Voltaje	55 [kV]	100 [kV]	100 [kV]
Ripple de voltaje	~40%	~3%	~5%
Rango de voltaje estable	40 – 56 [kV]	30 – 110 [kV]	20 – 200 [kV]
Tiempo de restauración tras FO	~0.4 [s]	~0.2 [s]	~0.05 [s]

Tabla 6.1 Resumen de resultados

La figura 6.1 compara la dinámica de recuperación del voltaje luego del FO, de las tres topologías estudiadas.

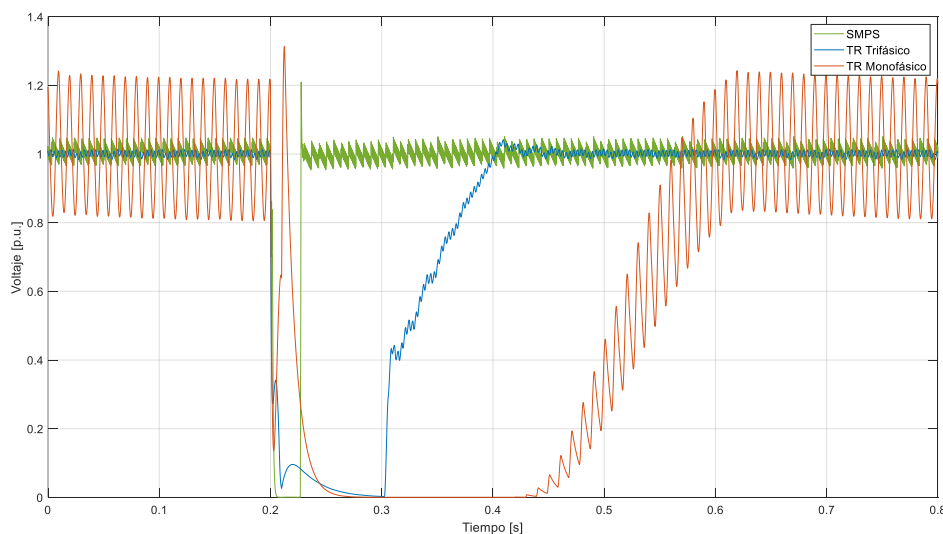


Figura 6.1 Respuestas a FO

El TR monofásico, siendo la topología clásica utilizada en ESP, presenta un contenido de ripple elevado, superior al 40%, lo que afecta negativamente la eficiencia de recolección de material particulado (MP). Esta condición obliga a operar con un voltaje medio inferior al voltaje pico para minimizar la ocurrencia de FO. Además, su tiempo de recuperación tras un FO resulta ser el más prolongado entre las tres opciones estudiadas, limitando su capacidad de mantener un voltaje estable en el ESP para una recolección continua de MP.

El TR trifásico demuestra una reducción significativa en el contenido de ripple del voltaje, 37% menos que el TR monofásico, mejorando la estabilidad operativa del ESP. La menor fluctuación en el voltaje permite ajustar la tensión de operación más cercana al límite de ruptura dieléctrica, optimizando la captura de MP. Además, la respuesta ante FO es aproximadamente un 50% más rápida en comparación con el TR monofásico, lo que resultó en una mayor energía inyectada al campo durante la operación, reduciendo el tiempo fuera de servicio tras un FO y mejorando la eficiencia en la recolección de MP.

Por último, la SMPS muestra una notable capacidad operativa al ofrecer un amplio rango de voltaje con bajo contenido de ripple, 20-200 [kV] para el caso simulado. El tiempo de recuperación ante FO es 87.5% menor al TR monofásico y 75% menor al TR trifásico, una ventaja significativa frente a las demás topologías. Su diseño basado en conmutación de alta frecuencia permite maximizar la eficiencia de recolección del ESP, al proporcionar un voltaje estable y cercano al límite de ruptura, con tiempos de interrupción mínimos.

6.2. Conclusiones

A partir del trabajo desarrollado, se concluye lo siguiente.

1. De las topologías revisadas en la literatura, se seleccionaron el TR monofásico, el TR trifásico y la SMPS de hard switching, debido a su aplicabilidad en todos los campos del ESP y la facilidad de modelado que presentan. En este estudio no se incluyeron las topologías de fuente de pulsos de microsegundos ni SMPS de resonant switching.
2. El software Matlab Simulink demostró ser una herramienta eficaz para la modelación y simulación de la operación del precipitador electrostático y de las fuentes HVDC. Su capacidad para representar los sistemas en lazo abierto y cerrado permitió el diseño de controladores de voltaje y estrategias de manejo de flashover, facilitando un análisis detallado y preciso del desempeño de cada topología.

3. De las simulaciones realizadas, se determinó que el TR monofásico presenta el mayor contenido de ripple, lo que afecta la estabilidad del voltaje y la eficiencia de recolección de material particulado. El TR trifásico redujo significativamente el ripple, permitiendo operar a un voltaje más cercano al límite de flashover y mejorando la estabilidad operativa. La SMPS mostró el mejor desempeño, proporcionando un voltaje de salida estable en un amplio rango, con bajo ripple y rápida recuperación tras flashover.
4. Se comprobó que la SMPS es una mejor alternativa que los TR monofásico y trifásico para energizar un precipitador electrostático. La rectificación de alta frecuencia permite suministrar un voltaje más estable, con menor ripple y una respuesta más rápida ante FO, optimizando así la potencia suministrada y, por consecuencia, la eficiencia de recolección de material particulado. En síntesis, la SMPS representa una alternativa más eficiente y confiable para mejorar la operación de los ESP y cumplir con normativas ambientales más exigentes.

6.3. Trabajos Futuros

Como trabajos futuros se proponen:

1. Validación experimental del modelo de ESP y desarrollo de modelos dinámicos que respondan a efectos prácticos como cambios en las propiedades del gas, acumulación de MP en los electrodos y efecto de corona invertida.
2. Optimización de control mediante el uso de técnicas avanzadas como control predictivo o basado en inteligencia artificial para mejorar la adaptabilidad y eficiencia del sistema.
3. Estudio de costos de implementación y operación con el fin de determinar la viabilidad económica de la SMPS en distintas aplicaciones industriales.
4. Incorporar al estudio comparativo las topologías SMPS en conmutación resonante y fuentes de micropulsos.

Referencias

- [1] F. G. Cottrell, "Art of separating suspended particles from gaseous bodies". U.S. Patent 895729. 1908.
<https://patents.google.com/patent/US895729A/en>
- [2] N. García, "Implementación del Impuesto Verde en Chile", Asesoría Técnica Parlamentaria. Biblioteca del Congreso Nacional de Chile. 2018.
https://www.bcn.cl/asesoriasparlamentarias/detalle_documento.html?id=74065
- [3] J. Katz, "The Art of Electrostatic Precipitation". New York: Pergamon Press, 1979.
- [4] G. Bacchiega, I. Gallimberti, V. Arrondel, N. Caraman, and M. Hamlil, "Back-corona model for prediction of ESP efficiency and voltage-current characteristics". Int. Conf. on Electrostatic Precipitation (ICESP). Cairns, Australia. 2006.
<https://www.researchgate.net/publication/229021695>
- [5] M. Nannestad, B. Bidoggia, Z. Zhang, T.-G. Zsurzsan, and K. Skriver, "Modeling of transformer-rectifier sets for the energization of electrostatic precipitators using Modelica". Proceedings of the 13th International Modelica Conference. Regensburg, Germany. 2019.
<https://doi.org/10.3384/ecp19157221>
- [6] N. Grass, "150kV/ 300kW High Voltage Supply with IGBT Inverter for Large Industrial Electrostatic Precipitators". 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting. New Orleans, USA. 2007.
<https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.127>
- [7] N. Grass, W. Hartmann and M. Romheld, "Microsecond pulsed power supply for electrostatic precipitators". Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. Chicago, USA. 2001.
<https://doi.org/10.1109/IAS.2001.955975>
- [8] N. Grass, W. Hartmann and M. Klockner, "Application of Different Types of High Voltage Supplies on Industrial Electrostatic Precipitators". Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. Pittsburgh, USA. 2002.
<https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1044099>

- [9] ANDRITZ, "SIR4 product information". Andritz. 2022.
<https://www.andritz.com/resource/blob/462248/1343a48ec6bfdaf30683e1b2c677321b/andritz-sir-leaflet-a4-maerz22-web-data.pdf>
- [10] N. Grass, A. Zintl and E. Hoffmann, "Electrostatic Precipitator Control Systems". IEEE Industry Applications Magazine. 2010.
<https://doi.org/10.1109/MIAS.2010.936967>
- [11] N. Santos, M. Chaves, P. Gamboa, A. Cordeiro, N. Santos, and S. F. Pinto, "High Frequency Transformers for Solid-State Transformer Applications". Applied Sciences. 2023.
<http://dx.doi.org/10.3390/app13127262>
- [12] U.S. Environmental Protection Agency, "Particulate Matter Controls: Electrostatic Precipitators" en "EPA Air Pollution Control Cost Manual". USEPA. 1999.
<https://www3.epa.gov/ttnca1/cica/files/cs6ch3.pdf>
- [13] IEEE, "Standard Definitions of Terms Relating to Corona and Field Effects of Overhead Power Lines" en "IEEE Std 539-2020". IEEE. 2021.
<https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2021.9513501>
- [14] B. Bidoggia, M. Larsen, K. Poulsen, and K. Skriver, "Coromax micro-pulse power supplies (MPPSs) replace switch-mode power supplies (SMPSs) at an Estonian power plant". Proceedings 15th International Conference on ESP (ICESP). Charlotte, USA. 2018.
<https://www.researchgate.net/publication/328305989>
- [15] U. Kogelschatz, W. Egli, and E. A. Gerteisen, "Avanzados instrumentos de cálculo para precipitadores electrostáticos". Revista ABB. Manno, Suiza, 1999.
<https://library.e.abb.com/public/b46d8d67832a8a09c1256ddd0034711d/33-42m491.pdf>
- [16] LDX Solutions, "Wet ESP: Limits of Deutsch Equation". 2023.
<https://www.ldxsolutions.com/wet-esp-limits-of-deutsch-equation/>