



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE  
HIDALGO**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**TESIS**

**MODELADO Y ANÁLISIS DE FENÓMENOS  
SUPRA-ARMÓNICOS EN DISPOSITIVOS  
CONMUTADOS**

Que para obtener el grado de:

**MAESTRA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Presenta:

Ingeniera en Computación

**Leslye Maria Lorenzo Peñaloza**

Director de Tesis:

Doctor en Filosofía en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

**J. Aurelio Medina Ríos**

Morelia, Michoacán, Diciembre de 2024





## MODELADO Y ANÁLISIS DE FENÓMENOS SUPRA-ARMÓNICOS EN DISPOSITIVOS CONMUTADOS

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de Leslye María Lorenzo Peñaloza.

Dr. Claudio Rubén Fuerte Esquivel  
*Presidente del Jurado*

Dr. J. Aurelio Medina Rios  
*Director de Tesis*

Dr. Antonio Ramos Paz  
*Vocal*

AI D D  
17/10/2016 R. Ramos Paz

Dr. Roberto Tapia Sánchez  
*Vocal*

Dr. Ismael Molina Moreno.  
*Revisor Externo (ITM)*

Ismael Molina Moreno

Dr. J. Aurelio Medina Rios  
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado  
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH  
(Por reconocimiento de firmas)*



*Dedicado a:*

*A Shelby, mi amado perrito, quien fue mi única compañía durante un largo período de mi vida. Por tus desveladas a mi lado hasta la madrugada, mientras trabajaba en tareas y proyectos. Gracias por tu lealtad y amor incondicional que me brindaron consuelo y compañía en cada momento.*

*A Raymundo Aguilar, mi compañero de vida, por creer en mí más de lo que yo misma lo hacía en esos momentos en los que sentía que no podía más. Por tu paciencia infinita, tu apoyo y tu amor inquebrantable que me dieron la fuerza para seguir adelante.*

*A Shiro, mi querido cachorro, quien llegó a mi hogar para llenarlo de alegría y recordarme la importancia de los pequeños momentos de felicidad.*

*A mi abuelito, José Peñaloza, quien desde el cielo me da fuerzas y vela por mí. Gracias por ser mi guía y mi inspiración silenciosa, cuyo amor trasciende el tiempo y la distancia.*

*A mis amigos Karla Rodríguez y Napoleón Delgado, y a sus familias, por estar conmigo en mis momentos más oscuros e iluminar mi camino con su amor y apoyo constante. Sin ustedes, este logro no habría sido posible.*

*Y a Diana Gabriela Guzmán, por ser una amiga incondicional, en las buenas y en las malas. Tu amistad ha sido un faro de luz en mi vida.*



# Agradecimientos

*Al profesor investigador Dr. J. Aurelio Medina Ríos siendo un individuo de integridad, modestia y transparencia, quien brindó un respaldo sustancial durante la realización de mi tesis, además de estimular y alentar a perseverar en la búsqueda de conocimiento.*

*Mi más profundo agradecimiento al Dr. Julio César Godínez Delgado por su inquebrantable apoyo y motivación durante la realización de esta tesis, así como su paciencia y dedicación en cada etapa de este proceso.*

*A los distinguidos profesores e investigadores del Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, en especial al Dr. Antonio Ramos Paz, a quien tengo el honor de conocer y agradecer por su esmero y dedicación al impartir clases y por la minuciosa revisión de este trabajo. Extiendo también mi gratitud al Dr. Claudio Rubén Fuerte Esquivel, al Dr. Roberto Tapia Sánchez y al Dr. Ismael Molina Moreno (ITM-Morelia) por el valioso tiempo que dedicaron a la revisión de esta tesis y por su contribución a mi desarrollo académico y profesional.*

*El respaldo financiero proporcionado por CONAHCYT, el cual otorgan a profesionistas que deseen continuar su formación académica, es fundamental dada la creciente demanda de preparación en el ámbito del desarrollo actual.*

*La totalidad del equipo del posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, que engloba docentes, personal administrativo y colaboradores de respaldo.*

*“Todo el mundo es un genio. Pero si juzgas a un pez por su habilidad para trepar árboles, vivirá toda su vida pensando que es un inútil”*

*(Albert Einstein)*



# Resumen

En esta tesis se presenta el desarrollo de una herramienta digital en el dominio del tiempo para la evaluación de las emisiones de distorsión armónica de equipos electrónicos que operan en circuitos eléctricos de bajo voltaje que emiten señales en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz. Esta herramienta digital se basa en la aplicación de técnicas numéricas, como el análisis de circuitos acompañantes (CCA, por sus siglas en inglés), el cual consiste a partir de la integración numérica en modelos equivalentes discretos para la representación de componentes lineales, mientras que para componentes no lineales son utilizadas resistencias variables discretas. Su representación en el marco de referencia del dominio del tiempo se obtiene por incidencia nodal y su solución se obtiene mediante la técnica de factorización de matrices dispersas, cuyo proceso consiste en descomposición en matrices LU. Este enfoque ofrece los modelos teóricos y experimentales aplicados, así como el análisis comparativo utilizando la herramienta digital de Simulink<sup>®</sup>.

**Keywords.** Análisis de circuito acompañante, calidad de la energía, factorización LU, modelo equivalente discreto, supra-armónicos.



# Abstract

In this thesis, the development of a digital tool in the time-domain for evaluating the harmonic distortion emissions of electronic equipment operating in low-voltage electric circuit emitting signals in the frequency range of 2 to 150 kHz is presented. This digital tool is based on the application of advanced numerical techniques, such as Companion-circuit analysis (CCA), which consists of discrete equivalent models for representing linear components, while discrete variable resistances are used for nonlinear components. Their representation in the time-domain reference frame is obtained through nodal incidence, and their solution is achieved by applying the sparse matrix factorization technique, involving LU matrix decomposition. This approach provides theoretical and experimental models applied, as well as comparative analysis using the digital tool Simulink<sup>®</sup>.

**Keywords.** Companion-circuit analysis, discrete equivalent model, LU factorization, power quality, supraharmonic.



# Contenido

Dedicatoria . . . . .	III
Agradecimientos . . . . .	V
Resumen . . . . .	VII
Abstract . . . . .	IX
Contenido . . . . .	XI
Lista de Figuras . . . . .	XIII
Lista de Tablas . . . . .	XV
Lista de Acrónimos y Símbolos . . . . .	XVII
Lista de Publicaciones . . . . .	XIX
1. Introducción . . . . .	1
1.1. Introducción . . . . .	1
1.2. Antecedentes . . . . .	2
1.2.1. Fenómenos supra-armónicos . . . . .	3
1.3. Objetivos . . . . .	5
1.3.1. Objetivo principal . . . . .	5
1.3.2. Objetivos particulares . . . . .	6
1.4. Justificación . . . . .	6
1.5. Metodología . . . . .	7
1.6. Contribuciones principales . . . . .	8
1.7. Descripción de Capítulos . . . . .	9
2. Modelado de Dispositivos de Conmutación de Bajo Voltaje . . . . .	11
2.1. Introducción . . . . .	11
2.2. Métodos de solución numérica . . . . .	12
2.2.1. Modelos equivalentes discretos . . . . .	12
2.2.2. Análisis de incidencia nodal . . . . .	15
2.2.3. Descomposición de matriz dispersa . . . . .	16
2.3. Descomposición LU . . . . .	17
2.3.1. Aplicación de técnicas numéricas . . . . .	18
2.3.2. Equivalente discreto de dispositivos electrónicos de bajo voltaje . . . . .	19
2.3.2.1. Puente rectificador de diodos . . . . .	19
2.3.2.2. Convertidor reductor-elevador de CD/CD . . . . .	21
2.3.2.3. Carga eléctrica: Cadena de LEDs . . . . .	24

---

2.3.2.4. Modelado de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico . . . . .	25
2.4. Conclusiones . . . . .	28
3. Evaluación de Fenómenos Supra-armónicos	29
3.1. Introducción . . . . .	29
3.2. Caso de estudio 1: Solución de dispositivos conmutados de bajo voltaje . . .	31
3.2.1. Resultados del análisis de la simulación . . . . .	31
3.3. Caso de estudio 2: Evaluación de emisiones de fenómenos supra-armónicos.	34
3.4. Conclusiones . . . . .	36
4. Conclusiones Generales y Trabajos Futuros de Investigación	39
4.1. Conclusiones Generales . . . . .	39
4.2. Trabajos Futuros de Investigación . . . . .	40
A. Parámetros y diagrama: Casos de Estudio	43
Referencias	47

# Lista de Figuras

2.1.	Diagrama esquemático de modelo equivalente discreto de Norton. . . . .	13
2.2.	Proceso de solución de técnicas numéricas en el dominio del tiempo. . . . .	18
2.3.	Diagrama esquemático de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD/CD, e) Capacitor de enlace de CD y f) Carga eléctrica (cadena de LED). . . . .	19
2.4.	Configuración interna de dispositivo DBR aplicando resistencias variables discretas: a) Semiciclo positivo y b) Semiciclo negativo. . . . .	20
2.5.	Estados de operacion del convertidor reductor-elevador CD-CD: a) Encendido y b) Apagado. . . . .	21
2.6.	Estados de operación de cadena de LED: a) Encendido y b) Apagado. . . . .	24
2.7.	Circuito equivalente discreto de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD/CD, e) Enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED). . . . .	25
3.1.	Modelo equivalente discreto: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) convertidor reductor-elevador de CA, e) Enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED). . . . .	31
3.2.	Forma de onda de voltaje $v_I$ y corriente $i_{L_I}$ consumida por la carga eléctrica (cadena de LED). . . . .	32
3.3.	Ampliación de la forma de onda de corriente $i_{L_I}$ . . . . .	33
3.4.	Componentes armónicos de bajo orden. . . . .	33
3.5.	Emisiones primarias de corrientes supra-armónicos de dispositivo de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico. . . . .	35
3.6.	Ampliación de corriente supra-armónicos en el rango de frecuencia hasta 150 kHz. . . . .	36
A.1.	Diagrama de bloques equivalente de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD, e) Capacitor de enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED). . . . .	45



# Lista de Tablas

2.1. Modelos equivalentes discretos y resistencia equivalente de componentes eléctricos pasivos. . . . .	14
2.2. Estados de operación. . . . .	20
2.3. Estados de operación del convertidor reductor-elevador CD-CD. . . . .	23
2.4. Estrategia de control para el cálculo de corriente de entrada $i_{Ldc}$ del convertidor. . . . .	23
2.5. Operación interna de cadena de LED basada en resistencias variables discretas. . . . .	25
2.6. Lógica de conmutación de los diodos de la Figura 2.7. . . . .	26
3.1. Tiempos de ejecución del CPU (segundos). . . . .	34
A.1. Parámetros: Cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico. . . . .	44



# Lista de Acrónimos y Símbolos

Apagado	a
Capacitancia (Faradio)	$C$
<i>Central Processing Unit</i>	CPU
<i>Companion-Circuit Analysis</i>	CCA
Conductancia equivalente	$g$
Corriente Alterna	CA
Corriente Directa	CD
Corriente histórica $k$ - $m$	$I_{H_{km}}$
Corriente de rama entre $k$ - $m$	$i_{km}$
<i>Diode Bridge Rectifier</i>	DBR
<i>Discrete Fourier Transform</i>	DFT
Ecuación Algebraica Ordinaria	EAO
Ecuación Diferencial Ordinaria	EDO
<i>ElectroMagnetic Transients including DC</i>	EMTDC
<i>ElectroMagnetic Transients Program</i>	EMTP
Encendido	e
Fuerza Bruta	FB
Función	$f$
<i>Graphics Processing Unit</i>	GPU
Inductancia (Henrio)	$L$
Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos	IEEE
<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>	IGBT
Kilohercio	kHz
Lenguaje C más más	C++
Lower	L
Lower-Upper	LU
Matriz de conductancias	$G$
MATrix LABoratory	MATLAB
Ohm	$\Omega$
Paso de tiempo	$\Delta t$
Periodo de tiempo	$T$
<i>Power Systems Computer Aided Design</i>	PSCAD
Regla trapezoidal	RT

---

Resistencia (Ohm)	$R$
Resistencia variable discreta (Encendido)	$R_e$
Resistencia variable discreta (Apagado)	$R_a$
Resistencia variable discreta (Diodo)	$R_D$
Resistencia variable discreta (switch)	$R_{sw}$
State-Space Model	SSM
Standard	Std
Switch	SW
Tiempo	$t$
Upper	U
Variable de estado	$\mathbf{x}$
Vector de voltajes nodales	$v$
Vector de corrientes de ramas	$\mathbf{I}$
Vector de fuentes de corriente externas	$\mathbf{i}$
Voltaje en el nodo $k$	$v_k$
Voltaje en el nodo $m$	$v_m$

# Lista de Publicaciones

Artículo de conferencia indexado por el ISI Thompson:

- Leslye Maria Lorenzo-Peñaloza, Aurelio Medina-Rios, Julio Cesar Godinez-Delgado, Rafael Cisneros-Magaña, “**Assessment of Supraharmonics Emissions in Low-Voltage Devices within the Frequency Range from 2 to 150 kHz,**” *2024 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2024)*, Ixtapa, Mexico, pp. 1-6, 2024, (Aceptado).



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Introducción

La creciente demanda de suministro de energía, así como el desarrollo e instalación de tecnologías basadas en electrónica de potencia han llevado al uso generalizado de dispositivos conmutados en una gran variedad de aplicaciones industriales y de usos domésticos como aires acondicionados, lámparas LED, cargadores de baterías para vehículos eléctricos, entre otros. Usualmente estos dispositivos tecnológicos utilizan como interfaz de conexión dispositivos como inversores, rectificadores, convertidores, y rectificadores de puente diodo (DBR, por sus siglas en inglés), en su mayoría son utilizados para regular el control del suministro de la energía eléctrica, y por ende evitar afectaciones en el suministro, la estabilidad, el deterioro y la seguridad [Waniek *et al.*, 2017].

Por ello, aunque actualmente se desarrollan nuevas tecnologías para mejorar aún más su eficiencia, estos dispositivos se hacen cada vez más susceptibles a interferencias y distorsiones generadas por fenómenos como los supra-armónicos. Estas implicaciones en general están asociadas con fenómenos adversos de la calidad de la energía que son alteraciones no deseadas de la forma de voltaje y corriente durante el suministro de energía eléctrica. Uno de éstos fenómenos adversos de calidad de la energía, más usual y muy analizado es la distorsión armónica [Arrillaga y Watson, 2003]. Sin embargo, existe una gran variedad de este tipo de fenómenos adversos, tales como: disturbios, transitorios, huecos de voltaje,

sobrevoltajes temporales, fluctuaciones de voltaje, entre otros. Algunos de estos fenómenos son clasificados y regulados en magnitud y tiempo de duración por diversos estándares internacionales [IEEE Standards Association, EIC y otros, 2019].

Por ejemplo, en el análisis de la distorsión armónica en equipos de bajo voltaje los límites permisibles están presentes en frecuencia de hasta 2 kHz, considerando hasta el armónico 40 [ANSI, 2014]. No obstante, en investigaciones recientes se ha descrito y enfocado un análisis de contenido armónico en el rango de frecuencias de 2 hasta 150 kHz, el cual se ha denominado como rango supra-armónico [Bollen *et al.*, 2014]. Estos supra-armónicos pueden extenderse en un rango de frecuencias hasta 150 kHz, lo que hace muy importante su análisis. Los estándares en este tipo de fenómenos aun consideran cambios importantes para su regulación [IEC-61000-3-2, 2018]. [IEC-61000-4-16, 2016].

En este tipo de análisis la aplicación y desarrollo de técnicas numéricas, herramientas computacionales y/o simuladores son indispensables para realizar estudios eficientes y precisos. Cabe destacar que estas implementaciones contribuirán en gran medida en marcos de referencia para posibles regulaciones de este tipo de fenómenos. Por lo tanto, en esta tesis se propone el desarrollo y aplicación del modelado de circuitos conmutados de baja tensión en el dominio del tiempo para el análisis de supra-armónicos en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz, el cual implica la aplicación de diversas técnicas numéricas.

## 1.2. Antecedentes

El análisis de fenómenos supra-armónicos en circuitos eléctricos con dispositivos de bajo voltaje, en especial a las emisiones en alta frecuencia (150), ha allanado el camino para una mejor comprensión de cómo estas frecuencias afectan la calidad de la energía eléctrica y la operación de otros dispositivos conectados a la misma red. Este conocimiento es fundamental para el diseño de circuitos eléctricos más robustos y eficientes, y actualmente se requiere de nuevas formas de regulación, así como técnicas para su estudio que permitan un desarrollo óptimo de dispositivos basados en electrónica de potencia. De manera concisa se describen algunas aplicaciones e investigaciones que han caracterizado estas emisiones en el rango de frecuencia de 0 a 150 kHz en circuitos eléctricos con dispositivos de bajo voltaje.

### 1.2.1. Fenómenos supra-armónicos

En [Redl *et al.*, 1997], se describen distintas aplicaciones asociadas con fenómenos, así como los diversos efectos ocasionados por convertidores con emisiones de contaminación de alta frecuencia en el rango entre 100 kHz y 100 MHz, los cuales puede presentar efectos que dañan el funcionamiento de los equipos electrónicos.

En [Gretsch y Neubauer, 1998] se ha propuesto un método para la medición de impedancias internas en circuitos eléctricos de bajo voltaje. Se ha utilizado una señal multiespectral, optimizada para un factor de cresta mínimo, en lugar de utilizar una única frecuencia. Este enfoque permite la reducción de errores y variabilidades en las mediciones, lo que facilita una caracterización más precisa y estable de las impedancias, mejorando así la calidad y la fiabilidad de los resultados obtenidos considerablemente durante la simulación.

En [Larsson *et al.*, 2006] se describe el análisis de las mediciones de voltaje y corriente obtenidas en lámparas fluorescentes con balastro de alta frecuencia. Este análisis se ha realizado en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo-frecuencia (híbrido). Se consideran algunos componentes de alta frecuencia (transitorios recurrentes, señales invariantes en el tiempo de banda estrecha y señales dependientes del tiempo) aumentando el número de lámparas.

También en [Larsson y Bollen, 2009] se presenta una visión más general de algunas normas para clasificar los límites de las emisiones de fenómenos supra-armónicos. En este caso, la aplicación se propone en el dominio del tiempo, la cual describe límites y además, se presentan propuestas para distintas perturbaciones y emisiones de banda estrecha, emisión de banda ancha y oscilaciones recurrentes.

En [Larsson *et al.*, 2010] se considera la aplicación de distintos métodos para el análisis de la propagación de la distorsión de la forma de onda de voltaje y corriente en dispositivos de bajo voltaje como lámparas fluorescentes suministradas por balastos de alta frecuencia (HF, por sus siglas en inglés). Los autores argumentan que la aplicación de un método en el dominio híbrido (tiempo-frecuencia) da como resultado un análisis más amplio que si son aplicados de forma separada cada dominio.

En [Schottke *et al.*, 2014] se muestra una descripción general para el estudio de las emisiones de la propagación de efectos supra-armónicos, cuyos efectos pueden ser producidos

durante la utilización de carga de vehículos eléctricos, cuyos resultados describen pruebas que permiten la medición de cargas de vehículos eléctricos en condiciones controladas. En este enfoque se ilustran métodos de medición y análisis teórico-práctico.

En [Waniek *et al.*, 2017] se detallan algunas características principales para el análisis de las emisiones de supra-armónicos, considerando dispositivos electrónicos, por ejemplo, cargadores de vehículos eléctricos e interacciones con circuitos eléctricos. Este enfoque emplea un modelo de simulación simple y se incluyen mediciones de campo para analizar distintos dispositivos electrónicos basados en su topología, estrategia de control y la corrección activa del factor de potencia (FP).

Además, en [Klatt *et al.*, 2019] se presenta un enfoque en el dominio de la frecuencia aplicado en dispositivos monofásicos basados en modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Esta aplicación es considerada utilizando modelos de caja negra que representan algunos dispositivos de baja tensión como inversores fotovoltaicos residenciales y cargadores de vehículos eléctricos que consisten en equivalentes de Thévenin: fuente de voltaje e impedancia. La validación de los casos de estudio demuestra una eficiencia razonable respecto al modelo detallado en general.

Otra aplicación de este enfoque es descrita en [Grevener *et al.*, 2020], el cual resume distintos criterios obtenidos a partir del análisis de la representación de diversos electrodomésticos en el dominio del tiempo. Los resultados son fundamentales para apoyar la normalización y clasificación de las emisiones de alta frecuencia (150 kHz).

En [Slangen *et al.*, 2020] se enfoca al estudio y aumento de emisiones supra-armónicos en circuitos eléctricos de bajo voltaje considerando el aumento y uso de vehículos eléctricos (VE) y fuentes fotovoltaicas. El estudio incluye mediciones prácticas realizadas en un laboratorio que simulan condiciones domésticas. Los resultados obtenidos permiten lograr una mejor comprensión de propagación de emisiones supra-armónicos, así como su impacto de eficiencia.

En [Torquato *et al.*, 2021] se presenta el estudio e impacto del funcionamiento de inversores fotovoltaicos en circuitos eléctricos de bajo voltaje instalados en azoteas, presentando las principales características de emisión y propagación de distorsiones de alta frecuencia, principalmente en dispositivos de bajo voltaje (electrodomésticos). El estudio

destaca que, al conectar una impedancia de red equivalente, se puede mitigar significativamente esta propagación de distorsión, lo que sugiere que el problema de calidad de la energía podría no ser generalizado o severo bajo estas condiciones.

En [Collin *et al.*, 2023a] se considera la evaluación de emisiones supra-armónicos para altas frecuencias, a partir de topologías de convertidores en modo conmutado en circuitos eléctricos con cargas monofásicas de baja tensión. Se presenta un análisis experimental de una carga constituida por un convertidor de frecuencia de conmutación en el dominio del tiempo, frecuencia e híbrido (tiempo-frecuencia). La aplicación de la técnica híbrida muestra una mejor eficiencia computacional, aunque no es muy precisa. Posteriormente en [Collin *et al.*, 2023b] se aplica el método de análisis armónico iterativo (IHA, por sus siglas en inglés) para la evaluación de efectos y perturbaciones hasta 150 kHz en dispositivos de bajo voltaje. Este estudio presenta simulaciones numéricas, así como una solución precisa. La eficiencia computacional del método se destaca, permitiendo una evaluación de perturbaciones y efectos armónicos, lo que resulta en un ahorro significativo de tiempo y recursos en comparación con métodos tradicionales más demandantes computacionalmente.

También en diversos grupos de trabajo se abordan aspectos importantes referentes a la representación de convertidores electrónicos para el análisis de la distorsión y/o perturbación de circuitos eléctricos conmutados de alta frecuencia. Por ejemplo, en el grupo de trabajo descrito en [Collin *et al.*, 2024], detalla una revisión en el estado del arte y se discute la aplicación en los dominios del tiempo, frecuencia e híbrido (tiempo-frecuencia). El caso de estudio, describe el modelo de un convertidor, y se obtiene su solución en los tres dominios, demostrando que la aplicación híbrida es la más eficiente pero no la más precisa.

## 1.3. Objetivos

### 1.3.1. Objetivo principal

- Desarrollo y aplicación de herramienta digital para la evaluación de fenómenos supra armónicos en el rango de frecuencia desde 0 hasta 150 kHz en dispositivos conmutados de bajo voltaje en el dominio del tiempo.

### 1.3.2. Objetivos particulares

- Desarrollo e implementación de una representación en el dominio del tiempo basada en el análisis de circuitos acompañantes, cuyo modelo consiste en la sustitución de elementos lineales y no lineales mediante modelos equivalentes discretos, los cuales permiten la unificación de las variables de estado.
- Aplicación y combinación de modelos equivalentes discretos y técnicas de factorización de matrices dispersas, para la solución eficiente de dispositivos conmutados de bajo voltaje, así como la evaluación de su impacto como fenómeno adverso de calidad de la energía.
- Aplicación y combinación de la transformada discreta de Fourier para el análisis de los espectros de los efectos supra-armónicos en dispositivos conmutados de bajo voltaje.
- Desarrollo y aplicación de herramienta digital para la evaluación de fenómenos supra-armónicos en el rango de frecuencia hasta 150 kHz en dispositivos conmutados en el dominio del tiempo.
- Validación de los resultados obtenidos mediante la aplicación de la herramienta digital, en comparación directa con los resultados obtenidos por Simulink.

## 1.4. Justificación

Durante la revisión de avances en investigación y de la literatura asociada sobre estudios realizados acerca de la propagación y generación de efectos supra-armónicos en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz en dispositivos de conmutación en circuitos de bajo voltaje, se observa que los métodos de análisis aplicados incluyen modelos basados en ecuaciones diferenciales, ecuaciones algebraicas, así como modelos implementados en simuladores digitales del tipo EMTP, MATLAB (Simulink), entre otros. Este tipo de análisis se utiliza actualmente para el estudio de este tipo de fenómeno de calidad de la energía, el cual considera, en general, la aplicación en los dominios del tiempo, frecuencia e híbrido (tiempo-frecuencia).

Por ejemplo, en algunas aplicaciones en el dominio de la frecuencia se emplean señales multispectrales o se utiliza una representación de los dispositivos electrónicos como

“cajas negras”, cuyo modelo permite omitir una representación detallada de los dispositivos de conmutación. Por otro lado se ha reportado en [Collin *et al.*, 2023a], la aplicación del enfoque híbrido (tiempo-frecuencia) como la más eficiente en términos de capacidad para capturar la dinámica de los fenómenos transitorios. Sin embargo, este enfoque, en diversas aplicaciones como en [Collin *et al.*, 2023a], produce soluciones poco precisas.

No obstante, estas aplicaciones no consideran el marco de referencia del dominio del tiempo, ya que carecen de un modelo detallado de dispositivos de conmutación que permiten el análisis de los efectos supra-armónicos en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz. Por ello, esta tesis presenta el desarrollo y aplicación de una representación basada en modelos equivalentes discretos de dispositivos conmutados en el dominio del tiempo. Este enfoque resulta necesario; sin embargo, en muchas aplicaciones se considera ineficiente, ya que la simulación requiere un tamaño de paso numérico pequeño para realizar un análisis en el rango de 150 kHz, requiriendo un esfuerzo computacional considerable. El marco de análisis más adecuado debido a su precisión intrínseca es el dominio del tiempo.

Por lo tanto, la formulación en el dominio del tiempo utilizada en esta tesis está basada en la utilización de circuitos acompañantes (CCA, por sus siglas en inglés) [Godinez-Delgado *et al.*, 2020]. Este modelo se basa en la representación de modelos equivalentes discretos para componentes eléctricos y, en el caso de componentes y/o dispositivos electrónicos, se representa a través de resistencias equivalentes discretas. Este enfoque permite reducir el número de variables de estado, y su solución se obtiene aún más eficientemente mediante la combinación de una técnica de factorización de matrices dispersas [Brameller, 1976] y la transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés), las cuales son utilizadas para el procesamiento de matrices con alto grado de dispersidad y el análisis del espectro de frecuencia, respectivamente.

## 1.5. Metodología

El desarrollo de la metodología es aplicada mediante los siguientes puntos:

**Paso 1. Planteamiento de la investigación:** Definir claramente los objetivos, alcance y enfoque de la investigación sobre supra-armónicos en dispositivos conmutados.

**Paso 2. Revisión de la literatura:** Realizar una revisión de la literatura relacionada con el análisis de fenómenos supra-armónicos en dispositivos conmutados, incluyendo investigaciones previas, métodos y/o técnicas de simulación.

**Paso 3. Modelado y solución en el dominio del tiempo:** A partir de la información recopilada durante la revisión de la literatura, se obtiene el desarrollo de una representación, así como su solución numérica en el dominio del tiempo de dispositivos conmutados de bajo voltaje, para la evaluación de efectos supra-armónicos de alta frecuencia (150 kHz).

**Paso 4. Implementación de modelo en Simulink:** Implementación del modelo desarrollado en Simulink para la evaluación del comportamiento de dispositivos conmutados, cuyos resultados son comparados con los resultados obtenidos con el modelo desarrollado numéricamente.

**Paso 5. Aplicación de técnicas numéricas:** Implementación de técnica de factorización para el proceso de matrices dispersas, basada en descomposición LU.

**Paso 6. Análisis de Fourier:** Incorporar la técnica de transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés), para el análisis de los espectros de frecuencia supra-armónicos hasta 150 kHz en dispositivos conmutados.

**Paso 7. Análisis y comparación de resultados:** Los resultados obtenidos a partir de la simulación de los casos de estudio aplicando la herramienta digital desarrollada y la implementación en Simulink son comparados en relación a los resultados descritos en [Collin *et al.*, 2023a].

## 1.6. Contribuciones principales

- Utilización y aplicación de metodología en el dominio del tiempo para la representación y solución de circuitos eléctricos con componentes conmutados de bajo voltaje.
- Aplicación en metodología de técnicas numéricas de factorización de matriz dispersa para una rápida y precisa evaluación de efectos de la distorsión armónica.
- Implementación de metodología en el dominio del tiempo para estudios de efectos de la distorsión armónica en circuitos eléctricos con componentes conmutados de bajo voltaje en el rango de frecuencia de 0 a 150 kHz.

## 1.7. Descripción de Capítulos

El Capítulo 2 describe las técnicas numéricas para el análisis de dispositivos conmutados en el dominio del tiempo. Estas técnicas están basadas en modelos equivalentes discretos para la representación de componentes lineales y no lineales, cuya aplicación en el dominio del tiempo se combina con una técnica de factorización de matrices con alto grado de dispersidad. Además, se presenta el modelado de dispositivos conmutados de bajo voltaje en el dominio del tiempo. Esta presentación se detalla a partir del análisis de circuito acompañante. Se desarrolla su representación mediante modelos equivalentes discretos para componente lineales y no lineales de un circuito de bajo voltaje basado en una cadena de LEDs suministrada por una fuente de CA de uso doméstico.

El Capítulo 3 presenta, mediante casos de estudio, la aplicación y solución a partir del modelo desarrollado de dispositivos conmutados de bajo voltaje en el dominio del tiempo. Se introduce la importancia de las técnicas numéricas en la simulación y el análisis de fenómenos supra-armónicos hasta 150 kHz, destacando los métodos específicos como la factorización de matrices LU y el análisis de Fourier, cuya aplicación se utilizan para la solución eficaz en el análisis de simulaciones de alta frecuencia.

El Capítulo 4 resume las conclusiones generales obtenidas a partir de la aplicación de la herramienta desarrollada en distintos casos de estudio, así como su verificación con simuladores digitales. Se destacan puntos importantes adquiridos durante el desarrollo de ésta tesis de investigación y se sugieren diversos trabajos de investigación futuros en el mismo campo de investigación.



## Capítulo 2

# Modelado de Dispositivos de Conmutación de Bajo Voltaje

### 2.1. Introducción

El enfoque de este capítulo se centra en el desarrollo de una formulación para la representación de distintos componentes eléctricos en el dominio del tiempo. Los métodos numéricos aplicados a la integración de modelos equivalentes discretos, el uso de técnicas de factorización de matrices dispersas y la solución general en el dominio del tiempo, proporcionan una herramienta digital para el análisis de distintos fenómenos adversos de calidad de la energía en circuitos eléctricos, en particular, el estudio de la propagación de fenómenos supra-armónicos en dispositivos conmutados.

En [Collin *et al.*, 2023a], se demuestra la importancia de modelar el comportamiento de dispositivos conmutados, cuya solución está en términos de precisión y esfuerzo computacional. Por ende, se contempla la aplicación de una representación en el dominio del tiempo para la evaluación de las emisiones de distorsión armónica de dispositivos conmutados que operan en circuitos eléctricos de baja voltaje que emiten señales en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz. Este tipo de fenómeno ha sido clasificado y estandarizado como perturbaciones de alta frecuencia denominadas supra-armónicos. Sin embargo, aunque está bien identificado aun está en desarrollo su regulación. Durante este proceso de análisis, el

primer paso es comprender y analizar su efecto utilizando herramientas numéricas avanzadas y computacionales. Estas herramientas consisten en aplicaciones teóricas-prácticas y/o simuladores digitales, las cuales tendrán como resultado representaciones simplificadas.

Una aplicación para este tipo de análisis es la basada en el análisis de circuito acompañante ampliamente descrita en [Godínez-Delgado *et al.*, 2020]. Este enfoque utiliza modelos equivalentes discretos de Norton para componentes lineales (inductor  $L$  y capacitor  $C$ ) y resistencias variables discretas para componentes no lineales (dispositivos conmutados). Estas representaciones tienen origen y forman parte de la estructura interna de simuladores del tipo EMTP [Dommel, 1969], [Dommel, 1996]. Los modelos se aplican para demostrar su simplicidad a partir del circuito eléctrico que contiene dispositivos conmutados, según son descritos y presentados en [Collin *et al.*, 2023a].

## 2.2. Métodos de solución numérica

Las representaciones para el análisis de circuitos eléctricos en el dominio del tiempo más utilizadas consisten en modelo en espacio de estado (SSM, por sus siglas en inglés) y el análisis de circuito acompañante (CCA, por sus siglas en inglés). En [Díaz-Araujo *et al.*, 2018] el enfoque SSM consiste en un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias EDOs obtenidas a partir del análisis de nodos y mallas, cuya solución está dada mediante fuerza bruta (FB) aplicando un método de integración numérica, tales como Euler, Runge Kutta, regla trapezoidal (RT), entre otros. Por el contrario, el enfoque CCA establece un conjunto de ecuaciones algebraicas ordinarias (EAOs) obtenidas por la representación de modelos equivalentes discretos [Dommel, 1969]. Estos enfoques han sido descritos y aplicados en [Godínez-Delgado y Medina-Ríos, 2021], cuyos resultados han demostrado que la representación más eficiente es el enfoque CCA.

### 2.2.1. Modelos equivalentes discretos

La Figura 2.1 muestra el modelo equivalente discreto de Norton que describe la estructura para los elementos lineales como el inductor y capacitor ( $L$  y  $C$ , respectivamente), cuyo diagrama esquemático consiste de una conductancia equivalente interconectada en paralelo a una fuente de corriente [Dommel, 1996].

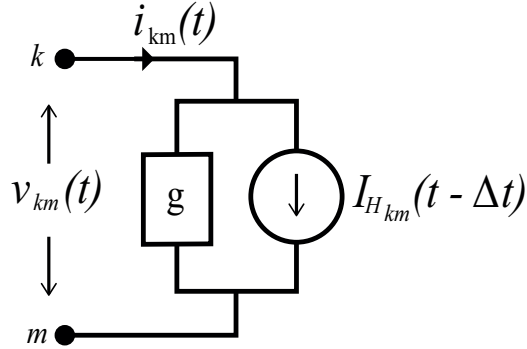


Figura 2.1: Diagrama esquemático de modelo equivalente discreto de Norton.

Si consideramos el comportamiento dinámico de los elementos eléctricos a partir de las ecuaciones diferenciales de primer orden que establecen su dinámica de la forma

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t) \quad (2.1)$$

se puede obtener los modelos equivalentes mediante la integración numérica a partir de Euler hacia adelante en componentes eléctricos que almacenan energía, tales como inductor ( $L$ ) y condensador ( $C$ ), cuyos modelos equivalentes discretos se describen a continuación:

Para el elemento eléctrico la ecuación diferencial que representa el funcionamiento del componente inductivo está dado a partir de

$$\mathbf{v}_L = L \frac{d\mathbf{i}_{L_{km}}}{dt} \quad (2.2)$$

si integramos (2.2), se obtiene la corriente de rama entre el nodo  $k$  y  $m$  dado por

$$\mathbf{i}_{L_{km}}(t) = \mathbf{i}_{L_{km}}(t - \Delta t) + \frac{1}{L} \int_{t-\Delta t}^t (\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_m) dt \quad (2.3)$$

ahora, reorganizamos y se resuelve entre el tiempo  $t$  y  $\Delta t$ , la corriente de rama equivale a

$$\mathbf{i}_{L_{km}}(t) = \mathbf{I}_{L_H}(t - \Delta t) + \mathbf{g}_L(\mathbf{v}_{km}(t)) \quad (2.4)$$

y la corriente histórica es equivalente a la forma

$$\mathbf{I}_{L_H}(t - \Delta t) = -\mathbf{i}_{L_{km}}(t - \Delta t) + \mathbf{g}_L(\mathbf{v}_{km}(t - \Delta t)) \quad (2.5)$$

donde  $\mathbf{i}_{L_{km}}(t - \Delta t)$ ,  $\mathbf{v}_{km}(t - \Delta t)$ ,  $\mathbf{I}_{L_H}(t - \Delta t)$  y  $\mathbf{g}_L = \Delta t / L$  es la corriente de rama actual, corriente de histórica, el voltaje nodal  $k$ - $m$  y la conductancia equivalente, respectivamente, según se describe en la Tabla 2.1, columna 1 [Watson y Arrillaga, 2007].

Además, otro componente eléctrico de almacenamiento de energía, por ejemplo, la corriente del condensador se puede representar por una ecuación diferencial como

$$i_{C_{km}}(t) = C \frac{d(v_k(t) - v_m(t))}{dt} \quad (2.6)$$

donde a partir (2.6) se integra y obtenemos la siguiente expresión

$$v_{km}(t) = (v_k(t - \Delta t) - v_m(t - \Delta t)) + \frac{1}{C} \int_{t-\Delta t}^t i_{C_{km}} dt \quad (2.7)$$

por lo que si resolvemos en el instante  $t$  y  $\Delta t$  resulta el modelo equivalente de corriente de rama por

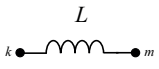
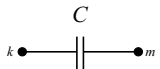
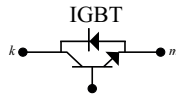
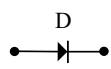
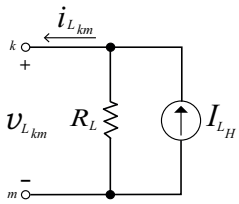
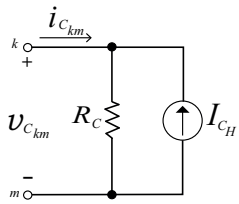
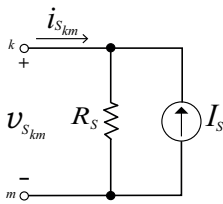
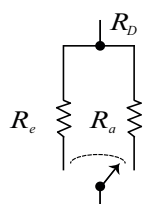
$$i_{C_{km}}(t) = I_{C_H}(t - \Delta t) + g_C(v_{km}(t)) \quad (2.8)$$

y

$$I_{C_H}(t - \Delta t) = g_C(v_{km}(t - \Delta t)) \quad (2.9)$$

donde el modelo equivalente discreto del capacitor se ilustra en la Tabla 2.1, columna 2.

Tabla 2.1: Modelos equivalentes discretos y resistencia equivalente de componentes eléctricos pasivos.

Inductor	Capacitor	Transistor	Diodo
			
			
$R_L = \frac{L}{\Delta t}$	$R_C = \frac{\Delta t}{C}$	$R_S = \frac{L}{\Delta t} = \frac{\Delta t}{C}$	$R_e = \text{encendido}$
$I_{L_H} = -i_{L_{km}}(t-\Delta t) + g_L v_{L_{km}}(t-\Delta t)$	$I_{C_H} = \frac{C}{\Delta t} v_{C_{km}}(t-\Delta t)$	$I_S = \begin{cases} 1 \rightarrow i_{L_{km}} \\ 0 \rightarrow \frac{C}{\Delta t} v_{C_{km}}(t-\Delta t) \end{cases}$	$R_a = \text{apagado}$

Ahora, se describe el modelado del componente electrónico IGBT, cuya representación se ilustra en la Tabla 2.1, columna 3. Este modelo discreto equivalente es el basado en [Estrada *et al.*, 2019] el cual considera una corriente variable para la acción de conmutación de la compuerta del IGBT según se observa en la Tabla 2.1, columna 3, filas 3 y 5. Ahora bien, su funcionamiento en la acción de la compuerta del IGBT se considera una condición establecida en [Estrada *et al.*, 2019] la cual esta basada en dos condiciones. La acción de conmutación determinada por una frecuencia inicial establece que cuando el IGBT conduce (valor 1) el interruptor está cerrado y el valor de esa fuente de corriente es igual a  $i_{L_{km}}$ , mientras que si la compuerta está abierto (valor 0) la fuente de corriente es igual a  $I_{CH}$  como se describe en la Tabla 2.1, columna 4, fila 5 [Estrada *et al.*, 2019].

También, en este enfoque es considerado el modelo básico de dispositivos conmutados (diodo), basados en la representación de interruptores ideales que forman parte del conjunto de modelos equivalentes mediante resistencias equivalentes controladas por interruptores mediante estrategia de control. La  $R_D$  está compuesta por la conexión de dos resistencias en paralelo:  $R_e$  y  $R_a$ , que representan los interruptores ideales de encendido y apagado, respectivamente, según se muestra en la Tabla 2.1, columna 4. Las resistencias  $R_e$  y  $R_a$  equivalen a un valor cercano a cero y un valor cercano a infinito, respectivamente [Dommel, 1996].

### 2.2.2. Análisis de incidencia nodal

El modelado de un circuito eléctrico se puede obtener mediante el análisis de incidencia nodal [Dommel, 1969], cuya representación consiste en una relación matricial que involucra una matriz de conductancias  $\mathbf{G}$ , un vector de voltajes nodales  $\mathbf{V}$  y un vector de corrientes de rama  $\mathbf{I}$ , lo que da como resultado la siguiente expresión

$$[\mathbf{G}]\mathbf{V} = \mathbf{I} \quad (2.10)$$

ahora, si consideramos que  $\mathbf{I} = \mathbf{I} + \mathbf{I}_H$ , donde  $\mathbf{i}$  son las fuentes de corriente actual y  $\mathbf{I}_H$  son las fuentes de corrientes históricas y, además, sustituyendo  $\mathbf{I}$  en (2.10), se obtiene

$$[\mathbf{G}]\mathbf{V} = \mathbf{I} + \mathbf{I}_H \quad (2.11)$$

donde partir de (2.11) se obtiene la solución, la cual considera como variables de estado los voltajes nodales  $\mathbf{V}$ . En el caso de la matriz de conductancias equivalente  $\mathbf{G}$ , deberá considerar un proceso de factorización de descomposición LU para el manejo de matrices dispersas, ya que aplicando las técnicas tradicionales el proceso de solución será ineficiente [Press *et al.*, 2007]. A continuación se describe de manera concisa la factorización de matrices dispersas basado en un proceso de descomposición LU [Brameller, 1976].

### 2.2.3. Descomposición de matriz dispersa

En el análisis de circuitos eléctricos, una representación de ecuaciones lineales de la forma  $[\mathbf{G}]\mathbf{V} = \mathbf{I}$  permite obtener un enfoque general de su estructura interna (interconexión de sus componentes eléctricos). Una característica principal a considerar durante el proceso de formulación, es la matriz  $[\mathbf{G}]$ , ya que puede presentar una estructura densa o dispersa, entre ellas se encuentran matrices del tipo diagonal, diagonal en bloque, bandas diagonales, tridiagonal, tridiagonal en bloque, entre otras [Zollenkopf, 1971]. Debido a la presencia de estas estructuras los métodos tradicionales tuvieron cambios importantes para su procesamiento. La factorización de matrices dispersas basada en descomposición LU es utilizada para el proceso y solución, ya que en su representación mediante ecuaciones matriciales, un elevado porcentaje de los elementos de su matriz de coeficientes son cero y solo se requiere procesar aquellos que son distintos de cero [Brameller, 1976].

Por ejemplo, si consideramos que la matriz  $\mathbf{G}$  es equivalente a un sistema de  $n$  elementos descrito por

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{1,1} & \mathbf{g}_{1,2} & \cdots & \mathbf{g}_{1,m} \\ \mathbf{g}_{2,1} & \mathbf{g}_{2,2} & \cdots & \mathbf{g}_{2,m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{g}_{n,1} & \mathbf{g}_{n,2} & \cdots & \mathbf{g}_{n,m} \end{bmatrix} ; \left\{ \begin{array}{l} n=m=3, 4, \dots, j \end{array} \right. \quad (2.12)$$

se puede descomponer en  $n$  matrices factor equivalentes a las matrices L y U. Utilizando el proceso de eliminación de Gauss en la matriz  $\mathbf{G}$ , el cual está asociado con  $n$  matrices factor  $L_n$ . Este proceso de obtener las matrices factor considera inicialmente a  $L_n$  como una matriz unitaria, donde su estructura cambia durante el proceso de eliminación de Gauss.

La eliminación de la primera columna de la matriz  $\mathbf{G}$  se selecciona el primer elemento  $\mathbf{g}_{1,1}$  y se divide la columna entre el mismo elemento, según se expresa como

$$\mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} 1/\mathbf{g}_{n,m} & 0 & \cdots & 0 \\ -\mathbf{g}_{2,m}/\mathbf{g}_{n,m} & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\mathbf{g}_{l,m}/\mathbf{g}_{n,m} & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} ; \begin{cases} n=m=1 \\ l=3, 4, \dots, j \end{cases} \quad (2.13)$$

donde los elementos correspondiente de la columna del primer elemento de la matriz  $\mathbf{G}$  se eliminan, da como resultado la siguiente matriz

$$\mathbf{G}^1 = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{g}_{1,2}^{(l)} & \cdots & \mathbf{g}_{1,m}^{(l)} \\ 0 & \mathbf{g}_{2,2}^{(l)} & \cdots & \mathbf{g}_{2,m}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \mathbf{g}_{n,2}^{(l)} & \cdots & \mathbf{g}_{n,m}^{(l)} \end{bmatrix} ; \begin{cases} \mathbf{g}_{1,m}^{(1)} = \frac{\mathbf{g}_{1,m}}{\mathbf{g}_{1,1}}; \begin{cases} n=3, 4, \dots, r \\ m=1, 2, \dots, p \end{cases} \\ \mathbf{g}_{n,m}^{(1)} = \mathbf{g}_{n,m} - \frac{\mathbf{g}_{n,l}\mathbf{g}_{l,m}}{\mathbf{g}_{l,l}}; \begin{cases} l=1 \end{cases} \end{cases} \quad (2.14)$$

este proceso se lleva a cabo posteriormente en los elementos de cada columna de la matriz resultante en los elementos  $\mathbf{G}^1$ ,  $\mathbf{G}^2$  hasta  $\mathbf{G}^{n-1}$ . Este proceso obtiene las matrices factor  $\mathbf{L}_n$  y  $\mathbf{G}^n$ . La factorización de matrices basado en descomposición LU está dada a continuación:

### 2.3. Descomposición LU

Las matrices  $\mathbf{L}_n$  y  $\mathbf{G}^n$  obtenidas durante el proceso de eliminación de Gauss son equivalentes a la forma

$$\mathbf{G}^1 \mathbf{G}^2 \dots \mathbf{G}^{n-1} \mathbf{G}^n = \mathbf{L}_n \mathbf{L}_{n-1} \dots \mathbf{L}_2 \mathbf{L}_1 \mathbf{G} \quad (2.15)$$

si consideramos despejar la variable  $\mathbf{G}$  de (2.15), otenemos

$$\mathbf{G} = \mathbf{L}_1^{-1} \mathbf{L}_2^{-1} \dots \mathbf{L}_{n-1}^{-1} \mathbf{L}_n^{-1} \mathbf{G}^n \mathbf{G}^{n-1} \dots \mathbf{G}^2 \mathbf{G}^1 \quad (2.16)$$

donde

$$\mathbf{G}^n \mathbf{G}^{n-1} \dots \mathbf{G}^2 \mathbf{G}^1 = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_{n-1} \dots \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_1 \quad (2.17)$$

ahora, si la expresión descrita en (2.17) se sustituye en (2.16) da como resultado las matrices LU dado por

$$\mathbf{G} = L_1^{-1}L_2^{-1}\dots L_{n-1}^{-1}L_n^{-1}U_nU_{n-1}\dots U_2U_1 \quad (2.18)$$

### 2.3.1. Aplicación de técnicas numéricas

A partir de la aplicación de técnicas numéricas se obtiene la solución en el dominio del tiempo de circuitos eléctricos con dispositivos conmutados de bajo voltaje.

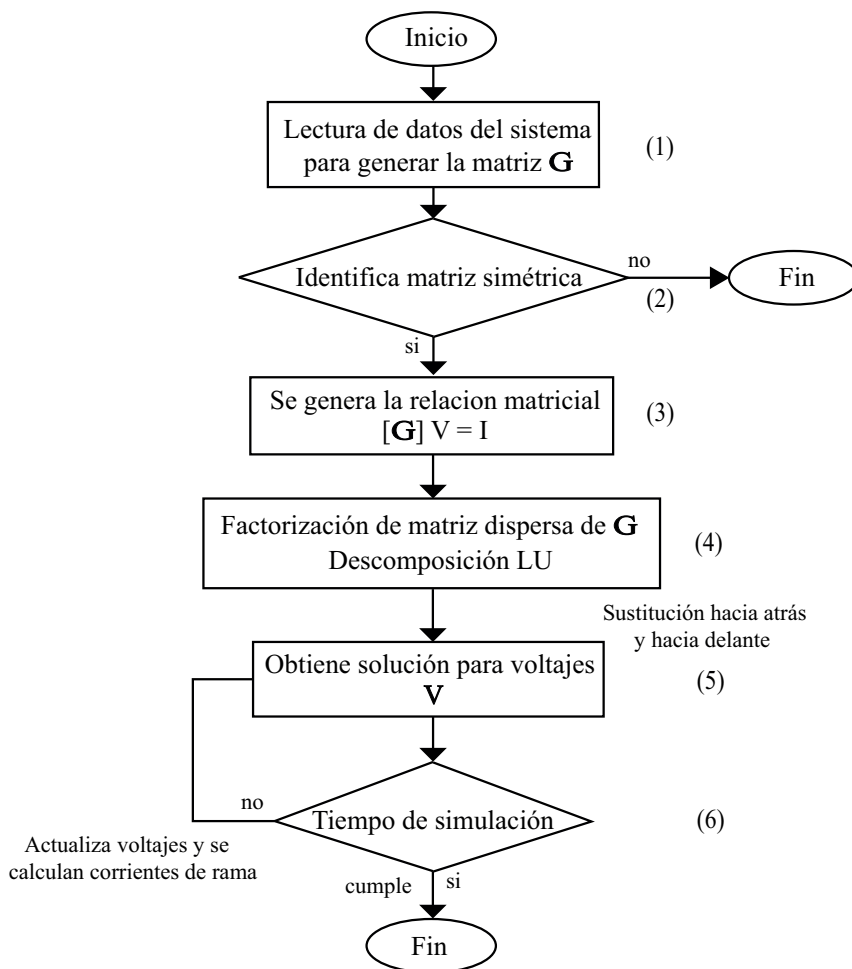


Figura 2.2: Proceso de solución de técnicas numéricas en el dominio del tiempo.

En el bloque 1 se identifica los parámetros del sistema para la generación de la matriz  $\mathbf{G}$ , cuya estructura se identifica en el bloque 2, si la matriz  $\mathbf{G}$  es simétrica avanza al bloque 3, en caso contrario finaliza el proceso. Después, en el bloque 3 se genera la relación

matricial para formar el modelo general del sistema analizado. Una vez formado el sistema en el bloque 3 se aplica la factorización de matriz dispersa mediante descomposición LU en el bloque 4 para avanzar al bloque 5 y obtener la solución calculando voltajes. En el bloque 6 se determina el tiempo de solución deseado por el usuario. Finalmente, entre los bloques 5 y 6 se determina la solución calculando voltajes nodales.

### 2.3.2. Equivalente discreto de dispositivos electrónicos de bajo voltaje

El diagrama esquemático de un circuito eléctrico de bajo voltaje que se muestra en la Figura 2.3 está representado a partir de la interacción de distintos dispositivos basados en electrónica de potencia, tales como una fuente de CA de uso doméstico, un puente rectificador de diodos de puente completo (DBR, por sus siglas en inglés), un filtro, un convertidor reductor-elevador de CD, un capacitor de enlace de CD y una carga eléctrica representada por una cadena de LED [Collin *et al.*, 2023a].

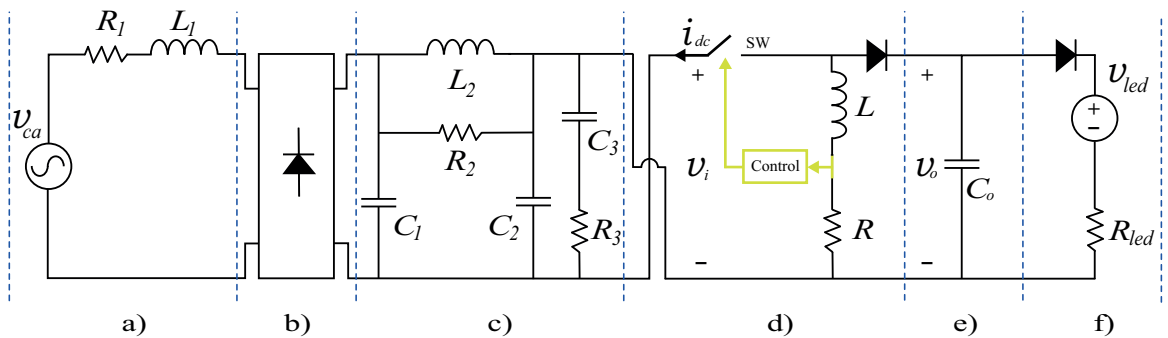


Figura 2.3: Diagrama esquemático de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD/CD, e) Capacitor de enlace de CD y f) Carga eléctrica (cadena de LED).

El modelo basado en equivalentes discretos de Norton del circuito eléctrico de la Figura 2.3 se detalla de la siguiente manera:

#### 2.3.2.1. Puente rectificador de diodos

El modelo equivalente del dispositivo que se muestra en la Figura 2.3b se obtiene a partir de la configuración interna de un puente rectificador de diodos (DBR, por sus siglas en inglés), el cual consiste de un arreglo interconectado de 4 diodos. Cada diodo es

representado por una resistencia variable discreta  $R_D$ , según se muestra en la Figura 2.4, que internamente consiste de dos resistencias:  $R_e$  and  $R_a$ , resistencias de encendido y apagado, respectivamente.

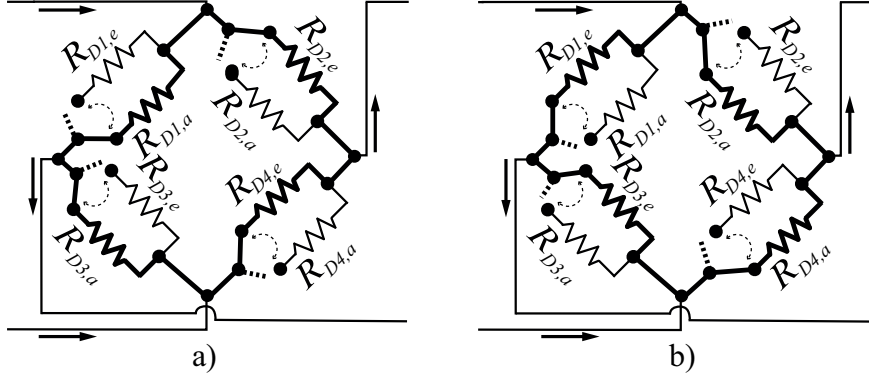


Figura 2.4: Configuración interna de dispositivo DBR aplicando resistencias variables discretas: a) Semiciclo positivo y b) Semiciclo negativo.

En la Tabla 2.2 se resume el funcionamiento de este dispositivo (DBR).

Tabla 2.2: Estados de operación.

Semiciclo positivo		Semiciclo negativo	
Encendido	$R_{D2,e}, R_{D4,e}$	Encendido	$R_{D2,a}, R_{D4,a}$
	$R_{D1,a}, R_{D3,a}$		$R_{D1,e}, R_{D3,e}$
Apagado	$R_{D2,a}, R_{D4,a}$	Apagado	$R_{D2,e}, R_{D4,e}$
	$R_{D1,e}, R_{D3,e}$		$R_{D1,a}, R_{D3,a}$

Partiendo del diagrama de la Figura 2.7, el conjunto de ecuaciones de la Figura 2.4 se muestra a continuación:

$$V_2 \left( \frac{1}{R_{D1}} + \frac{1}{R_{D2}} \right) - V_3 \left( \frac{1}{R_{D2}} \right) - V_6 \left( \frac{1}{R_{D1}} \right) = -i_a \quad (2.19)$$

$$V_3 \left( \frac{1}{R_{D2}} + \frac{1}{R_{D4}} \right) - V_2 \left( \frac{1}{R_{D2}} \right) = -i_b \quad (2.20)$$

$$V_6 \left( \frac{1}{R_{D1}} + \frac{1}{R_{D3}} \right) - V_2 \left( \frac{1}{R_{D1}} \right) = -i_c \quad (2.21)$$

donde:

$i_a$  es la corriente que fluye del nodo 2 al 1.

$i_b$  es la corriente que fluye del nodo 3 al filtro

$i_c$  es la corriente que fluye del nodo 6 al filtro.

Por ejemplo en la Figura 2.4a se considera la configuración a partir de la aplicación de una señal de corriente alterna en el semiciclo positivo, donde las resistencias  $R_{D2}$  y  $R_{D4}$  están polarizadas directamente;  $R_{D2,e}$  y  $R_{D4,e}$  están en modo encendido, mientras que  $R_{D1}$  y  $R_{D3}$  están polarizadas de forma inversa;  $R_{D1,a}$  y  $R_{D3,a}$  están en modo apagado, y por lo tanto, se permite el paso de corriente eléctrica a través de  $R_{D2}$  y  $R_{D4}$ . Además, durante la aplicación del semiciclo negativo se obtiene la configuración de las resistencias variables discretas, según se ilustra en la Figura 2.4b, donde las resistencias  $R_{D1}$  y  $R_{D3}$  se polarizan directamente, lo cual indica que  $R_{D1,e}$  y  $R_{D3,e}$  están en modo encendido, respectivamente, mientras que  $R_{D2}$  y  $R_{D4}$  están polarizadas inversamente y  $R_{D2,a}$  y  $R_{D4,a}$  están en modo apagado, y de esta manera la corriente eléctrica fluye a través de  $R_{D1}$  y  $R_{D3}$ .

### 2.3.2.2. Convertidor reductor-elevador de CD/CD

El funcionamiento del convertidor reductor-elevador de CD/CD de la Figura 2.5 consiste en una estrategia de control sw que tiene un conjunto de límites para el tiempo de conmutación  $T_{lim}$  descrito en [Collin *et al.*, 2023a]. A partir de la Figura 2.7, el conjunto

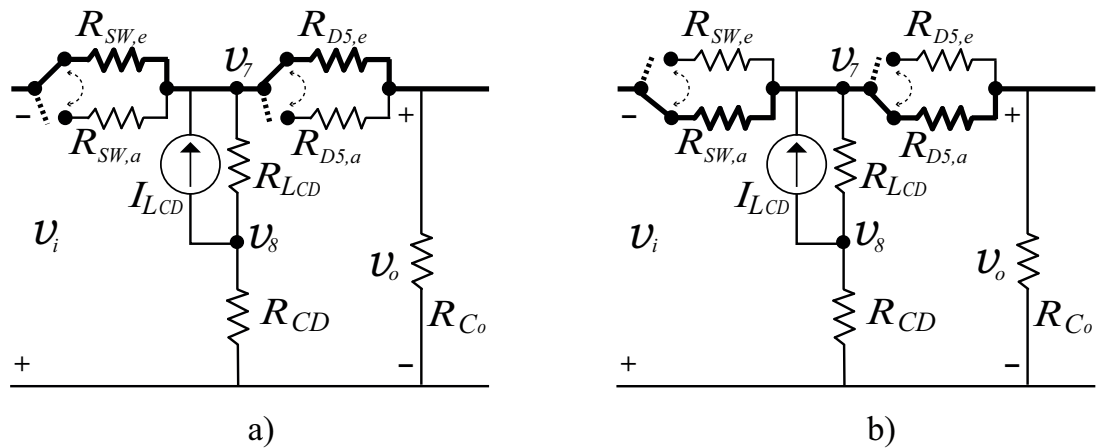


Figura 2.5: Estados de operacion del convertidor reductor-elevador CD-CD: a) Encendido y b) Apagado.

de ecuaciones del diagrama de la Figura 2.5 es el siguiente:

$$V_7 \left( \frac{1}{R_{SW}} + \frac{1}{R_{LCD}} + \frac{1}{R_{D5}} \right) - V_6 \left( \frac{1}{R_{SW}} \right) - V_8 \left( \frac{1}{R_{LCD}} \right) - V_9 \left( \frac{1}{R_{D5}} \right) = I_{LCD} \quad (2.22)$$

$$V_8 \left( \frac{1}{R_{LCD}} + \frac{1}{R_{CD}} \right) - V_7 \left( \frac{1}{R_{LCD}} \right) - V_5 \left( \frac{1}{R_{CD}} \right) = -I_{LCD} \quad (2.23)$$

$$V_9 \left( \frac{1}{R_{Co}} + \frac{1}{R_{D5}} \right) - V_5 \left( \frac{1}{R_{Co}} \right) - V_7 \left( \frac{1}{R_{D5}} \right) = -i_d \quad (2.24)$$

$$V_6 \left( \frac{1}{R_{SW}} \right) - V_7 \left( \frac{1}{R_{SW}} \right) = -i_f \quad (2.25)$$

$$V_5 \left( \frac{1}{R_{CD}} + \frac{1}{R_{Co}} \right) - V_8 \left( \frac{1}{R_{CD}} \right) - V_9 \left( \frac{1}{R_{Co}} \right) = -i_e - i_g \quad (2.26)$$

donde:

$i_d$  es la corriente que fluye del nodo 9 a la cadena de led.

$i_e$  es la corriente que fluye del nodo 5 a al filtro

$i_f$  es la corriente que fluye del nodo 6 al filtro.

$i_g$  es la corriente que fluye del nodo 5 a la cadena de led.

El modelo equivalente de este dispositivo se ilustra en la Figura 2.5, cuyo funcionamiento se basa en la estrategia identificada a partir de los datos de referencia en [Driver-chip, pdf]. Los límites establecidos  $T_{lim}$  según se detallan en la Tabla 2.4, cuyos límites están dados por  $T_{e,min}$ ,  $T_{e,max}$ ,  $T_{a,min}$  y  $T_{a,max}$ , equivalentes a la parte de control del dispositivo convertidor reductor-elevador CD-CD, donde son considerados como los tiempos mínimo y máximo de encendido y apagado que establece el algoritmo utilizado y descrito en [Collin *et al.*, 2023a].

La estrategia de control está dada a partir de los valores establecidos de los límites de frecuencia  $T_{lim}$ , donde la resistencia variable discreta de conmutación  $R_{sw}$  está compuesta internamente por dos resistencias en paralelo (resistencia modo encendido y apagado, ver Figura 2.5). La resistencia  $R_{sw}$  está sincronizada con los valores de voltaje  $v_i$ , por ejemplo, cuando  $R_{sw}$  está en modo encendido ( $R_{sw,e}$ ) la corriente  $i_{dc}$  es igual a la corriente del inductor  $i_L$ . Cuando  $R_{sw}$  está en modo apagado ( $R_{sw,a}$ ) la corriente  $i_{dc}$  es igual a cero y el voltaje  $v_o$  es igual al voltaje del inductor. La Figura 2.5 muestra los estados de conmutación del dispositivo  $R_{D5}$ , los cuales están representados por las resistencias  $R_{D5,e}$  y  $R_{D5,a}$ . El funcionamiento de  $R_{D5,e}$  es complementario con  $R_{D5,a}$ , es decir; si  $R_{D5}$  está en modo encendido,

entonces se activa  $R_{D5,e}$  (ver Figura 2.5a) y como complemento  $R_{D5}$  estará en modo apagado, si se activa  $R_{D5,a}$ , según se ilustra en la Figura 2.5b. La Tabla 2.3 resume los estados de operación del convertidor reductor-elevador CD-CD. Una descripción de los estados de conmutación de  $R_{sw}$  está relacionada con la sincronización a la resistencia variable  $R_{D5}$ .

Tabla 2.3: Estados de operación del convertidor reductor-elevador CD-CD.

Resistencias	Modo encendido	Modo apagado
$R_{sw}, R_{D5}$	$R_{sw,e}, R_{D5,e}$	$R_{sw,a}, R_{D5,a}$

Tabla 2.4: Estrategia de control para el cálculo de corriente de entrada  $i_{Ldc}$  del convertidor.

if $sw == 1$	if $sw == 1$
$V_i = V_i$	if $(i_{Ldc} >= I_{max}, T_{sw} >= T_{e,min})    T_{sw} >= T_{e,max}$
$i_{Ldc} = (G_{Ldc} * V_i) + I_{Ldc}$	Reset $sw, T_{sw}$
$I_{Ldc} = i_{Ldc}$	$G_{sw} = R_{sw,a}$
else	else ;
$V_i = -V_o$	Incrementa $T_{sw}$ ;
$i_{Ldc} = (G_{Ldc} * V_i) + I_{Ldc}$	end
$I_{Ldc} = i_{Ldc}$	else
end	if $(i_{Ldc} <= 0, T_{sw} >= T_{e,min})    T_{sw} >= T_{a,max}$
	Reset $sw, T_{sw}$
	$G_{sw} = R_{sw,e}$
	else
	Incrementa $T_{sw}$
	end
	end

### 2.3.2.3. Carga eléctrica: Cadena de LEDs

La representación de una carga eléctrica equivalente a una cadena de LEDs descrita en [Collin *et al.*, 2023b], según se ilustra en la Figura 2.3; consiste en el modelo equivalente a través de una resistencia variable discreta  $R_{D6}$  mostrada en la Figura 2.6. Partiendo

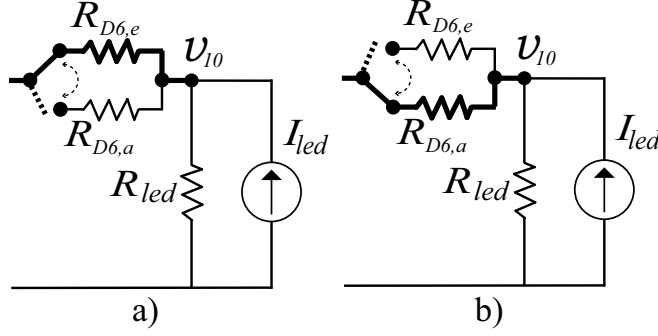


Figura 2.6: Estados de operación de cadena de LED: a) Encendido y b) Apagado.

del diagrama de la Figura 2.7, el conjunto de ecuaciones de la Figura 2.6 se muestra a continuación:

$$V_{10} \left( \frac{1}{R_{led}} + \frac{1}{R_{D6}} \right) - V_5 \left( \frac{1}{R_{led}} \right) - V_9 \left( \frac{1}{R_{D6}} \right) = -I_{led} - i_k \quad (2.27)$$

$$V_5 \left( \frac{1}{R_{led}} \right) - V_{10} \left( \frac{1}{R_{led}} \right) = -i_h - I_{led} \quad (2.28)$$

donde:

$i_k$  es la corriente que fluye del nodo 9 al convertidor.

$i_h$  es la corriente que fluye del nodo 5 al filtro y al convertidor

En la Tabla 2.5 se resumen los estados de operación, los cuales están sincronizados con la configuración de la estrategia de control del convertidor reductor-elevador de CD-CD. Por ejemplo, en la Figura 2.6a el estado de operación de  $R_{sw}$  es complementario con  $R_{D6}$ , el cual ocurre cuando  $R_{sw}$  está en modo encendido ( $R_{sw,e}$ ) y por ende la resistencia  $R_{D6}$  se activa ( $R_{D6,e}$ ), mientras que, si  $R_{sw}$  está en modo apagado ( $R_{sw,a}$ ), la resistencia  $R_{D6}$  se desactiva ( $R_{D6,a}$ ) como se muestra en la Figura 2.6b.

Finalmente se obtienen los modelos equivalentes adicionales de los componentes de la fuente de CA de uso doméstico, el filtro y el enlace de CD que se ilustran en las Figuras

Tabla 2.5: Operación interna de cadena de LED basada en resistencias variables discretas.

Resistencias	Modo encendido	Modo apagado
$R_{sw}, R_{D6}$	$R_{sw,e}, R_{D6,e}$	$R_{sw,a}, R_{D6,a}$

2.3a, 2.3c y 2.3e, respectivamente. Estos modelos se obtienen sustituyendo modelos equivalentes discretos para cada dispositivo electrónico [Godinez-Delgado *et al.*, 2020], dando como resultado los componentes discretos que se muestran en las Figuras 2.7a, 2.7c y 2.7e.

### 2.3.2.4. Modelado de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico

La Figura 2.7 muestra el diagrama esquemático del circuito equivalente de dispositivos conmutados de bajo voltaje, los cuales son representados mediante el enfoque CCA que utiliza modelos equivalentes discretos de Norton y resistencias variables discretas.

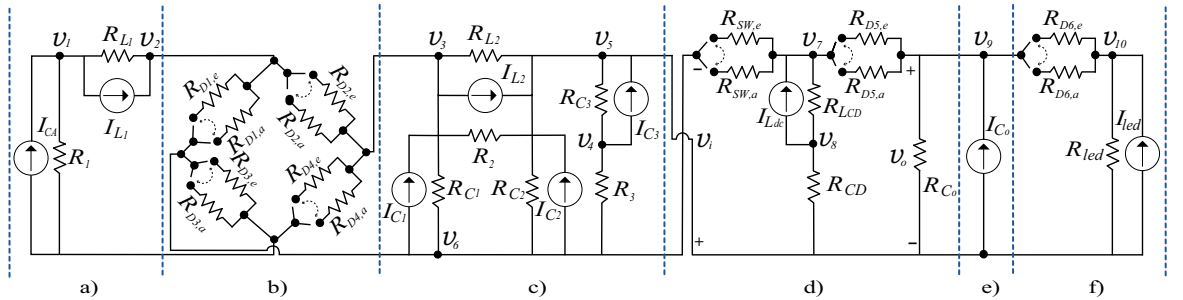


Figura 2.7: Circuito equivalente discreto de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD/CD, e) Enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED).

Aplicando análisis nodal al circuito equivalente representado en la Figura 2.7, se obtiene una relación matricial mostrada en (2.29), que consiste en una matriz de conductancias equivalentes de orden  $10 \times 10$ , un vector de voltajes nodales de  $10 \times 1$  y un vector de fuente de corrientes de rama de  $10 \times 1$ . En particular, la matriz de conductancias equivalentes es simétrica, real en valor numérico y presenta una estructura de bandas diagonales, según puede observarse de la Ecuación (2.29). Cabe destacar, que la matriz de conductancias  $\mathbf{G}$  obtenida del circuito eléctrico mostrado, considera cada conmutación involucrada en un

circuito puede cambiar significativamente la topología y, por lo tanto, las propiedades del circuito. Esto significa que cada configuración o estado del circuito después de cada acción de conmutación generará una matriz de conductancias equivalente diferente.

La conmutación de los diodos  $R_{D1}$ ,  $R_{D2}$ ,  $R_{D3}$ ,  $R_{D4}$ ,  $R_{D5}$  y  $R_{D6}$  se rigen por las expresiones de la Tabla 2.6

Tabla 2.6: Lógica de conmutación de los diodos de la Figura 2.7.

Resistencia	Modo encendido	Modo apagado
$R_{D1}$	$(V_6 - V_2) > 0$	$(V_6 - V_2) < 0$
$R_{D2}$	$(V_2 - V_3) > 0$	$(V_6 - V_3) < 0$
$R_{D3}$	$(V_6) > 0$	$(V_6) < 0$
$R_{D4}$	$(-V_3) > 0$	$(-V_3) < 0$
$R_{D5}$	$(V_7 - V_9) > 0$	$(V_7 - V_9) < 0$
$R_{D6}$	$(V_9 - V_{10}) > 0$	$(V_9 - V_{10}) < 0$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \frac{1}{R_{L2}} + \frac{1}{R_{dc}} + \frac{1}{R_{Co}} + \frac{1}{R_{led}} & \dots & \frac{1}{-R_{C2}} & \dots & \frac{1}{-R_{C2}} & \dots & \frac{1}{-R_{C2}} & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \frac{1}{-R_{C2}} & \dots & \frac{1}{R_{D1}} + \frac{1}{R_{D3}} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{sw}} & \dots & \frac{1}{R_{D1}} + \frac{1}{R_{D3}} + \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{sw}} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{1}{R_{Co}} + \frac{1}{R_{D5}} + \frac{1}{R_{D6}} & \dots & \frac{1}{-R_{D6}} & \dots & \frac{1}{-R_{D6}} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{1}{-R_{D6}} & \dots & \frac{1}{R_{D6}} + \frac{1}{R_{led}} & \dots & \frac{1}{R_{D6}} + \frac{1}{R_{led}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_9 \\ \mathbf{v}_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ac} - \mathbf{I}_{L1} \\ \vdots \\ -\mathbf{I}_{L2} + \mathbf{I}_{C2} - \mathbf{I}_{Co} \\ -\mathbf{I}_{led} + \mathbf{I}_{C3} \\ -\mathbf{I}_{C1} + \mathbf{I}_{C2} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{Co} \\ \mathbf{I}_{led} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

## 2.4. Conclusiones

Este capítulo describió la importancia de emplear técnicas numéricas para el modelado y la simulación de circuitos eléctricos que incluyen dispositivos conmutados. La herramienta unificada resultante permite su representación y solución en el dominio del tiempo, basada en el enfoque CCA, mediante modelos equivalentes discretos. Su solución está dada a partir de la relación matricial descrita en la Ecuación (2.29) a través de un proceso de factorización de matriz dispersa (descomposición LU), cuya aplicación eficiente que se permite un ahorro significativo en tiempo de ejecución y el uso de memoria. El modelo desarrollado se presenta para su análisis y su solución en el dominio del tiempo en el capítulo siguiente, cuya aplicación demostrará su eficiencia y precisión. En general, esta aplicación tiene como objetivo el estudio de fenómenos supra-armónicos en circuitos eléctricos que incluyen dispositivos conmutados de bajo voltaje en el rango de frecuencia hasta 150 kHz.

## Capítulo 3

# Evaluación de Fenómenos Supra-armónicos

### 3.1. Introducción

Este capítulo presenta la aplicación de los modelos equivalentes discretos descritos en el Capítulo 2, Sección 2.2.1. Estos modelos son aplicados a partir del análisis de circuito acompañante (CCA, por sus siglas en inglés) en el marco de referencia de dominio del tiempo en el circuito eléctrico con dispositivos conmutados de bajo voltaje mostrado en la Figura 2.3: cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico. La presentación de los resultados obtenidos en esta aplicación permite el estudio de fenómenos supra-armónicos en circuitos eléctricos con dispositivos conmutados en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz. Los modelos equivalentes discretos son obtenidos y además se han combinado con una técnica numérica avanzada basada en la factorización de matriz dispersa que utiliza un proceso de descomposición LU para la solución eficiente y evaluación de los casos de estudios presentados.

Los enfoques y/o técnicas combinados se han aplicado en el dominio del tiempo en dos casos de estudio que se describen de la siguiente manera:

- **El Caso de Estudio No. 1** presenta la solución en el dominio del tiempo del circuito eléctrico con dispositivos conmutados de bajo voltaje, mostrado en la Figura 2.3, apli-

cando la combinación de los modelos equivalentes discretos para la representación y la factorización de la matriz dispersa resultante para su solución. Además, se ha considerado el estudio de la distorsión armónica menor a 2 kHz. El análisis de la solución eficiente se considera aplicando distintos métodos numéricos con respecto a la respuesta obtenida mediante Simulink. Su comparación está dada en términos de precisión y tiempo de ejecución de CPU con respecto a la respuesta en [Collin *et al.*, 2023a]. Además, aunque la comparación se da directamente entre los resultados obtenidos en [Collin *et al.*, 2023a] considerando mismas condiciones de operación como el paso de integración y el método de integración numérica, sin embargo, existen variantes que no se han considerado para determinar una comparación más rigurosa y equilibrada, por ejemplo, el equipo de cómputo utilizado para la ejecución de MATLAB (Simulink) versión 2020a en esta aplicación fue la disponible en esta institución: División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica (DEP-FIE) de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo (UMSNH), ya que cuenta con una licencia vigente, en cambio en la aplicación de [Collin *et al.*, 2023a] si bien describen el tipo de cómputo utilizado más no la versión de MATLAB (Simulink).

- **El Caso de Estudio No. 2** detalla la aplicación de los enfoques combinados que incluyen la técnica de transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) para el análisis del impacto asociado de las emisiones de la distorsión armónica en el circuito eléctrico con dispositivos conmutados de bajo voltaje (cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico) en el rango de frecuencia de 2 hasta 150 kHz.

Los parámetros de los casos de estudios descritos en este Capítulo, así como la implementación del diagrama de bloques en Simulink del circuito eléctrico con dispositivos conmutados de bajo voltaje están dados en el Apéndice A, respectivamente. Los algoritmos desarrollados con base al estudio de las emisiones de la distorsión armónica en circuitos eléctricos con dispositivos conmutados en el rango de frecuencia hasta 150 kHz, han sido implementados en lenguaje de entorno de computación numérica de MATLAB versión de MathWorks (64 bits), mientras que las simulaciones del diagrama de bloques han sido elaboradas utilizando la ventana de Simulink, versión: 2020a con número de licencia 40899738,

instalado en el servidor de alto rendimiento ubicado en la DEP-FIE de la UMSNH de Morelia, Michoacán, México: Intel, Xenon, E5-4627 de gama alta, 4 procesadores, 2.60 GHz de velocidad de CPU y 192 GB de RAM.

### 3.2. Caso de estudio 1: Solución de dispositivos conmutados de bajo voltaje

La Figura 3.1 muestra el circuito eléctrico equivalente discreto de una cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico, cuyo modelo consiste de una fuente de CA de uso doméstico, un puente rectificador de diodos de puente completo (DBR, por sus siglas en inglés), un filtro, un convertidor reductor-elevador de CD, un capacitor de enlace de CD y una carga eléctrica equivalente a una cadena de LED.

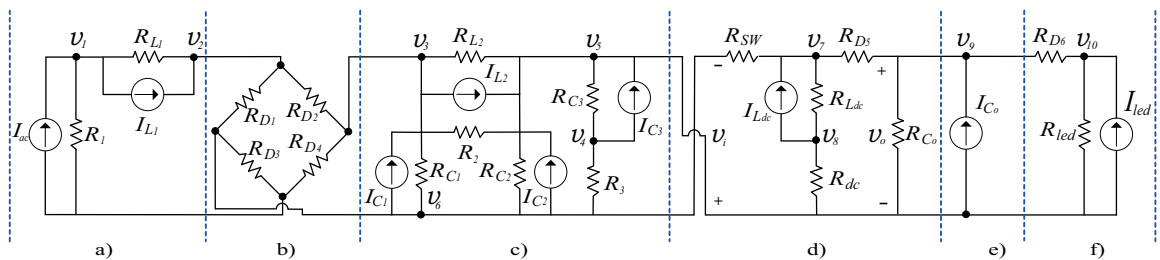


Figura 3.1: Modelo equivalente discreto: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) convertidor reductor-elevador de CA, e) Enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED).

A partir de la aplicación del CCA por incidencia nodal en el circuito eléctrico mostrado en la Figura 3.1 se obtiene el modelo que se muestra en el Capítulo 2, Subsección 2.2.4.4, cuya representación consta de 10 variables de estado equivalentes a los voltajes nodales, donde la relación matricial consiste en una matriz de conductancias de  $10 \times 10$ , un vector columna de voltajes nodales de  $10 \times 1$  y un vector columna de corrientes de rama de  $10 \times 1$ . Cabe destacar que la matriz de conductancias es simétrica y real en valor numérico.

#### 3.2.1. Resultados del análisis de la simulación

Se considera la simulación en el dominio del tiempo, a partir del proceso de solución del circuito eléctrico de la Figura 3.1, cuyos resultados ilustran perturbaciones durante el consumo de carga eléctrica de una cadena de LED de bajo voltaje. Estas formas de onda

presentan una característica de distorsión armónica debido al proceso de conmutación de los dispositivos detallados de alta frecuencia. Se muestra un período de tiempo en la Figura 3.1, en donde se detallan las formas de onda de voltaje y corriente consumidas por la cadena de LED, cuyas magnitudes se miden en valores instantáneos.

Las respuestas presentadas para las magnitudes de corriente y voltaje en la Figura 3.2, color azul y rojo, respectivamente, se obtienen mediante la aplicación y simulación del enfoque CCA, el modelo de diagrama de bloques desarrollado en la ventana de Simulink y la respuesta obtenida en la investigación descrita en [Collin *et al.*, 2023a], cuyos resultados han demostrado diferencias en la magnitud de corriente consumida por la cadena de LED en el circuito eléctrico presentado en este trabajo de investigación.

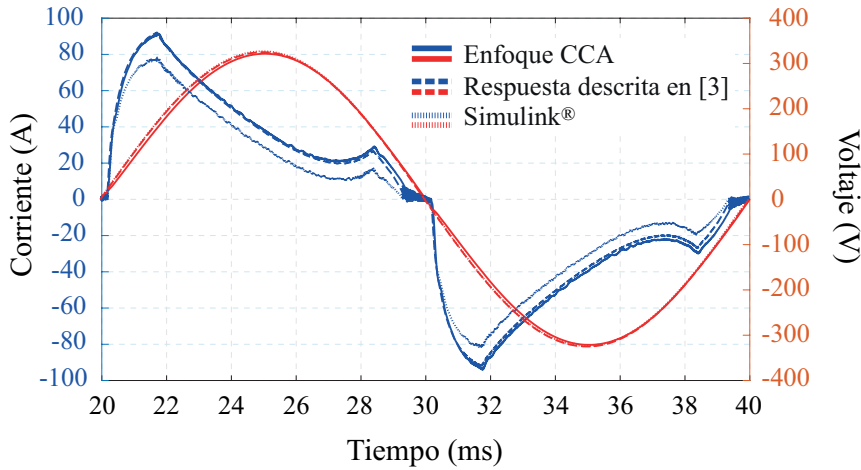


Figura 3.2: Forma de onda de voltaje  $v_l$  y corriente  $i_{L_l}$  consumida por la carga eléctrica (cadena de LED).

La respuesta ampliada entre 20 y 30 *ms* mostrada en la Figura 3.3, muestra una diferencia notoria entre las formas de onda de corriente en la simulación del circuito eléctrico implementado en Simulink en comparación con la aplicación del enfoque CCA y los resultados descritos en [Collin *et al.*, 2023a]. Es importante mencionar que las respuestas presentadas para las magnitudes de corriente en la Figura 3.3 se muestran con gran diferencia debido a la ausencia y/o desconocimiento de diversos parámetros que no están especificados en [Collin *et al.*, 2023a]. Sin embargo, las respuestas muestran un comportamiento de estrecha coincidencia de las formas de onda de voltaje y corriente. En promedio, el error máximo relativo entre la aplicación del enfoque CCA y la respuesta en [Collin *et al.*, 2023b]

es aproximadamente del 0.57 %, mientras que la respuesta del enfoque CCA y la evaluación de la respuesta en Simulink, se presenta un error máximo relativo es de alrededor del 9.82 %. Destacando que la respuesta mediante la codificación de los algoritmos en el dominio del tiempo presentan una mejor concordancia con la respuesta descrita en [Collin *et al.*, 2023a].

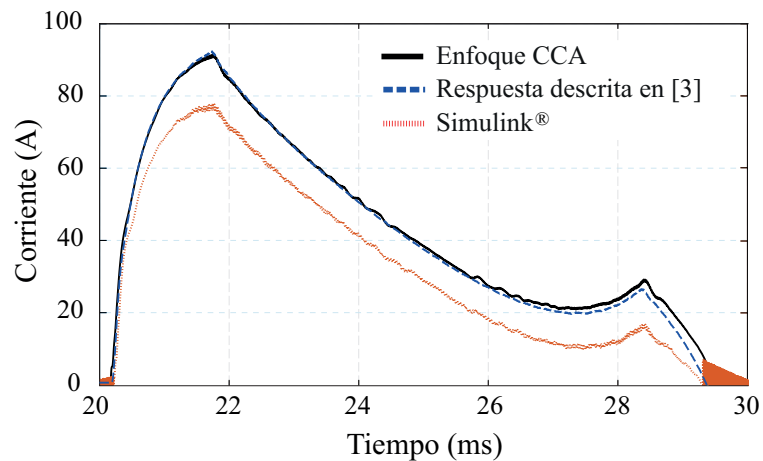


Figura 3.3: Ampliación de la forma de onda de corriente  $i_{L_1}$ .

A partir del análisis de la distorsión armónica en el rango de frecuencia menor a 2 kHz, los resultados obtenidos están dados mediante la aplicación del enfoque CCA en el dominio del tiempo que incorpora la técnica de transformada de Fourier discreta para la evaluación del contenido armónico de la forma de onda de la corriente  $i_{L_1}$ . La Figura 3.4 muestra la magnitud de los componentes armónicos obtenidos menores en el rango de baja frecuencia de 0 a 2 kHz.

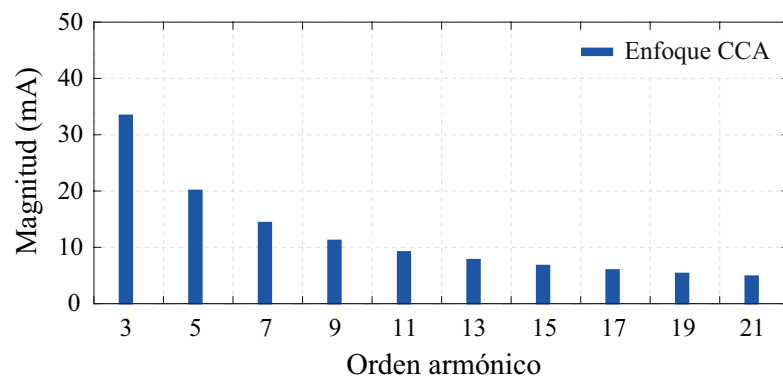


Figura 3.4: Componentes armónicos de bajo orden.

El contenido armónico obtenido de la forma de onda de corriente  $i_{L_i}$  se presenta y compara con respecto a los límites permisibles de la norma IEEE Std 519-2014 [ANSI, 2014]. Si comparamos los armónicos más relevantes del 3<sup>ro</sup> al 9<sup>no</sup>, se establece que los armónicos no cumplen con los límites permisibles, ya que están por encima del 5 %, mientras que los armónicos de orden superior como 11<sup>vo</sup> al 21<sup>vo</sup> tampoco cumplen ya que son superiores al 2 %, respectivamente.

La Tabla 3.1 resume el tiempo de ejecución de CPU requerido mediante la aplicación de los enfoques del CCA en el dominio del tiempo, los resultados obtenidos en [Collin *et al.*, 2023b] y la simulación del diagrama de bloques en Simulink.

Tabla 3.1: Tiempos de ejecución del CPU (segundos).

Enfoque aplicada	Segundos
CCA-Factorización de matriz convencional LU	46.82
<b>CCA-Factorización de matriz dispersa LU</b>	<b>6.55</b>
Simulink	17.81
Respuesta descrita en [Collin <i>et al.</i> , 2023a]	12.33

En la Tabla 3.1, fila 3, columnas 1 y 2, se muestra que el enfoque CCA es 11.72, 2.71 y 1.88 veces más rápido que la factorización de matriz convencional (descomposición LU), Simulink, y la respuesta descrita en [Collin *et al.*, 2023b], respectivamente. En particular, el método que muestra el mejor rendimiento es la aplicación en el dominio del tiempo mediante el enfoque CCA que utiliza factorización [Brameller, 1976].

### 3.3. Caso de estudio 2: Evaluación de emisiones de fenómenos supra-armónicos.

Este caso de estudio se presenta la evaluación de las emisiones de corrientes supra-armónicas en el rango de frecuencia de 2 a 150 kHz en circuitos eléctricos con dispositivos conmutados de bajo voltaje. Las emisiones primarias de supra-armónicos son generadas por la emisión interna del mismo dispositivo de conmutación. Existen varios factores que

producen esta emisión, tales como el funcionamiento del dispositivo (conmutación), la impedancia de bajo nivel en el punto de acoplamiento, la presencia de resonancias, entre otros [Cuk y Cobben, 2017]. En este caso, se considera el análisis de las emisiones primarias del circuito eléctrico presentado en este capítulo.

El análisis está dado a partir de la aplicación del enfoque CCA en el dominio del tiempo, en donde se obtienen las formas de onda de corriente, mientras que la respuesta de emisiones primarias de supra-armónicos resulta a partir de la DFT en el dominio de la frecuencia. Este espectro armónico permite obtener una representación detallada de las emisiones primarias de corrientes supra-armónicos transmitidas por el dispositivo de cadena LED (carga eléctrica). En este caso se excluyen los componentes armónicos de orden inferior (rango de 0 a 2 kHz).

La Figura 3.5 describe la evaluación de la distorsión armónica en el rango de frecuencia hasta 150 kHz, cuya respuesta presenta dos emisiones primarias.

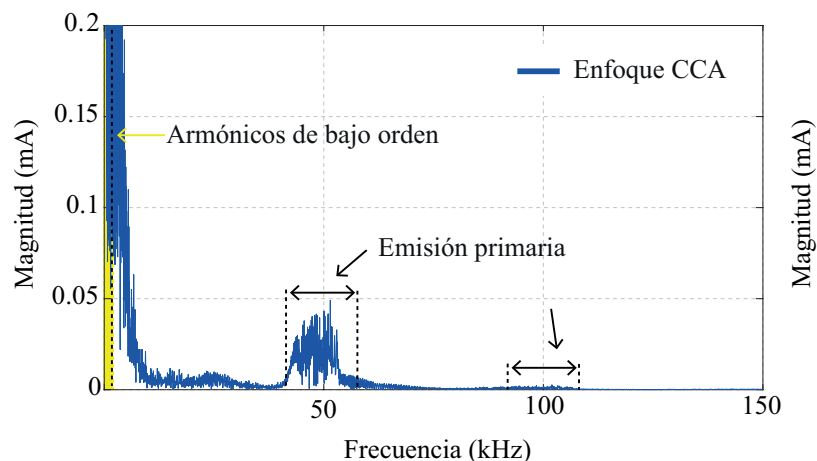


Figura 3.5: Emisiones primarias de corrientes supra-armónicas de dispositivo de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico.

El espectro supra-armónico de la corriente de la cadena LED se ilustra en la Figura 3.5, en donde se observa la presencia de dos emisiones primarias que se originan de los efectos supra-armónicos en el rango entre 40 y 110 kHz. La primera emisión primaria con magnitud menor al 0.05 % de la frecuencia fundamental se contempla en el rango entre 40 y 60 kHz, mientras que existe la presencia de una segunda emisión primaria de corriente supra-armóni-

co en el rango de frecuencia de 90 a 110 kHz. Este espectro supra-armónico debe considerar algunos niveles de ensayo preferenciales en el rango de frecuencias mayores a 2 kHz, los cuales se presentan en estándares de unidad como el IEC 61000-3-2 [IEC-61000-3-2, 2018]. Sin embargo, aunque las normas existentes sobre niveles de magnitud para los efectos de las emisiones primarias no se consideran a detalle, ya que las magnitudes de los componentes armónicos están por debajo de los valores permisibles de la norma [ANSI, 2014] a partir de los armónicos mayores a 2 kHz. Usualmente se sigue considerando como referencia los límites permisibles de la norma [ANSI, 2014].

Además, el espectro supra-armónico más alto oscila entre 40 y 60 kHz, en donde se puede resaltar que las corrientes supra-armónicas ilustradas en una ampliación de la Figura 3.6 son múltiplos del espectro supra-armónico más alto, ya que la emisión primaria supra-armónica oscila alrededor de 50 kHz y posteriormente la segunda emisión primaria ocurre en aproximadamente en 100 kHz pero con menor magnitud.

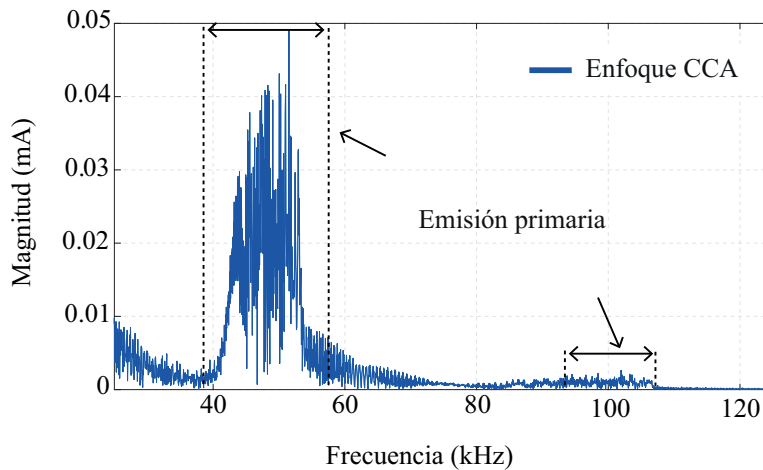


Figura 3.6: Ampliación de corriente supra-armónicos en el rango de frecuencia hasta 150 kHz.

### 3.4. Conclusiones

Este capítulo ha planteado la aplicación y solución de una representación desarrollada en el dominio del tiempo para la evaluación de fenómenos supra-armónicos en sistemas eléctricos con dispositivos de conmutación de bajo voltaje en el rango de frecuencia hasta 150 kHz. Esta aplicación en general permite obtener de manera rápida y precisa el modelado

mediante modelos equivalentes discretos de diversos dispositivos de conmutación aplicando la integración numérica de Euler hacia adelante, mientras que su solución se obtuvo de manera eficiente por descomposición basada en factorización LU. Se demuestra que la combinación de estas técnicas han establecido el desarrollo de una herramienta digital para su representación, así como la solución de circuitos eléctricos con dispositivos de conmutación de bajo voltaje.

El Caso de Estudio No. 1 ha demostrado que la aplicación de modelos equivalentes discretos a partir del CCA utilizados la representación de dispositivos de conmutación es altamente eficaz, ya que se ha obtenido la respuesta en el dominio del tiempo con una cercana coincidencia del 0.57% con respecto a la respuesta descrita recientemente en [Collin *et al.*, 2023a], mientras que en términos de eficiencia y rapidez demostró ser alrededor de 1.8 veces más rápido. Se destaca que esta aplicación esta dada en el dominio del tiempo y la reciente investigación de [Collin *et al.*, 2023a] en el dominio híbrido (tiempo-frecuencia).

También se ha demostrado en el Caso de Estudio No. 2 que la herramienta digital basada en la combinación de los enfoques en el dominio del tiempo y además, la incorporación de la DFT resulta eficiente para la evaluación de los efectos supra-armónicos en dispositivos conmutados de bajo voltaje en el rango de frecuencia hasta 150 kHz.

En general, los resultados obtenidos de esta herramienta digital destacan su eficacia y precisión ante las respuestas obtenidas por métodos tradicionales y simuladores propuestos en este capítulo.



## Capítulo 4

# Conclusiones Generales y Trabajos Futuros de Investigación

### 4.1. Conclusiones Generales

En esta tesis se ha desarrollado y aplicado diversos enfoques y/o técnicas utilizados para la representación y la solución de circuitos eléctricos con dispositivos conmutados de bajo voltaje en el rango de frecuencia de 0 hasta 150 kHz. Esta herramienta digital se utiliza para la evaluación de la solución y de los efectos supra-armónicos presentes que consideran emisiones primarias en dispositivos de conmutación de bajo voltaje. Los enfoques basados en modelos equivalente discretos obtenidos por integración numérica de Euler y posteriormente su solución mediante descomposición LU usando matriz dispersa logran su solución.

Se destaca que esta aplicación en el dominio del tiempo, ya que en diversas aplicaciones como en [Collin *et al.*, 2023a] describen que la aplicación en el marco de referencia de dominio híbrido (tiempo-frecuencia) es más eficiente. No obstante, en esa aplicación se detalla que la solución convencional en el marco de referencia del dominio del tiempo, aunque es el más adecuado y preciso no es el más rápido ya que el paso de integración para su solución puede ser pequeño. Sin embargo, el trabajo realizado en esta investigación ha demostrado que su implementación en el dominio del tiempo es de mayor eficiencia y precisión si se combinan y aplican en su conjunto con técnicas numéricas para su solución.

En términos de precisión la herramienta digital tiene una cercana concordancia de aproximadamente 0.57% en comparación con la respuesta descrita en [Collin *et al.*, 2023a].

En términos de eficiencia la herramienta digital resultó ser 1.8 veces más rápida que la aplicación en [Collin *et al.*, 2023a] y más del doble mediante la aplicación de métodos tradicionales y simuladores.

En general, la aplicación propuesta en este trabajo de tesis permitió la evaluación en circuitos eléctricos con dispositivos de conmutación de bajo voltaje de la propagación de la distorsión de la formas de onda en el rango de frecuencia entre 0 y 2 kHz, mientras que en estudios más rigurosos como la evaluación de los efectos supra-armónicos en el rango de frecuencia de 0 hasta 150 kHz demostró ser muy eficaz y precisa en su análisis y representación.

## 4.2. Trabajos Futuros de Investigación

Derivado de este trabajo de tesis, la investigación futura puede abordar algunas sugerencias de aplicaciones y trabajos de investigación en esta línea de análisis:

- Modelos equivalentes discretos mediante la integración numérica de diversas técnicas como regla trapezoidal, Runge Kutta, entre otros, para la representación en el dominio del tiempo de circuitos eléctricos con dispositivos de conmutación.
- Modelos equivalentes discretos en dispositivos de conmutación monofásicos y trifásicos en el dominio del tiempo.
- Desarrollo de algoritmos y aplicación de diversas técnicas en el dominio del tiempo en lenguaje de alto nivel tipo C++. Aplicación de técnicas computacionales avanzadas en el proceso de solución, tal como procesamiento en paralelo basado de unidades de procesamiento gráfico (GPUs, por sus siglas en inglés).
- Implementación de los algoritmos para su aplicación en tiempo real utilizando el simulador OPAL-RT.
- Análisis de diversos casos de estudio para analizar el aumento de dispositivos emisores de supra-armónicos, tales como, cadenas de LED, lámparas LED, equipos de visualización instalados en bajo voltaje para verificar el efecto sobre el circuito eléctrico.

- Estudio de casos de estudios en circuitos eléctricos con diversos dispositivos de conmutación de bajo voltaje para el análisis de las emisiones primarias y secundarias de los efectos supra-armónicos.



## Apéndice A

# Parámetros y diagrama: Casos de Estudio

Tabla A.1 presenta los parámetros del caso de estudio 1 y 2, los cuales han sido considerados a partir de una cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico descrita en [Collin *et al.*, 2023a]. Sin embargo, algunos de los parámetros se han considerados dentro de un determinado rango, ya que no se detallan en el caso de estudio. La estrategia de control utilizada para el funcionamiento del convertidor elevador-reductor de CD establece su secuencia de conmutación a partir de los datos de estudio del dispositivo, tomando como referencia los límites de frecuencia mínima  $t$  máxima descritos en [Driver-chip, pdf]. Las simulaciones han utilizado un paso de integración de  $1e^{-7}$  segundos.

La implementación del caso de estudio 1 para las simulaciones se llevó a cabo en Simulink de MathWorks versión 2020a instalado en el servidor local de alto rendimiento ubicado en el edificio Omega 2 de la DEP-FIE de la UMSNH. El diagrama esquemático de la Figura A.1 está conformado por una cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico, la cual consiste de un DBR, un filtro, un Convertidor reductor-elevador de CD, un capacitor de enlace de CD y una carga eléctrica (cadena de LED). Las simulaciones se lograron con un paso de integración de  $1 \times 10^{-7}$  segundos. Los parámetros del caso de estudio 1 se muestran en el Apéndice A, Tabla A.1.

Tabla A.1: Parámetros: Cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico.

<b>Fuente de CA de uso doméstico</b>			
$V_{AC}$	230	V	Voltaje (rms)
$R_1$	100	$\Omega$	Resistencia
$L_1$	2	mH	Inductancia
<b>Enlace de CD</b>			
$C_o$	22	nf	Capacitancia
<b>Convertidor reductor-elevador de CD</b>			
$L_{cd}$	2.6	mH	Inductancia
$R_{cd}$	3	$\Omega$	Resistencia
<b>Estrategia de control</b>			
$T_{a,min} , T_{a,max}$	1.5, 40	kHz	Frecuencia
$T_{e,min}, T_{e,max}$	0, 6.2	kHz	Frecuencia
<b>Filtro</b>			
$R_2, R_3$	5000, 1500	m $\Omega$	Resistencia
$L_2$	15	mH	Inductancia
$C_1, C_2, C_3$	22, 110, 240	nf	Capacitancia
<b>Resistencia variable discreta: <math>R_s</math> and <math>R_D</math></b>			
$R_e$	$1e^{-5}$ ,	$\Omega$	Resistencia
$R_a$	$1e^9$	$\Omega$	Resistencia

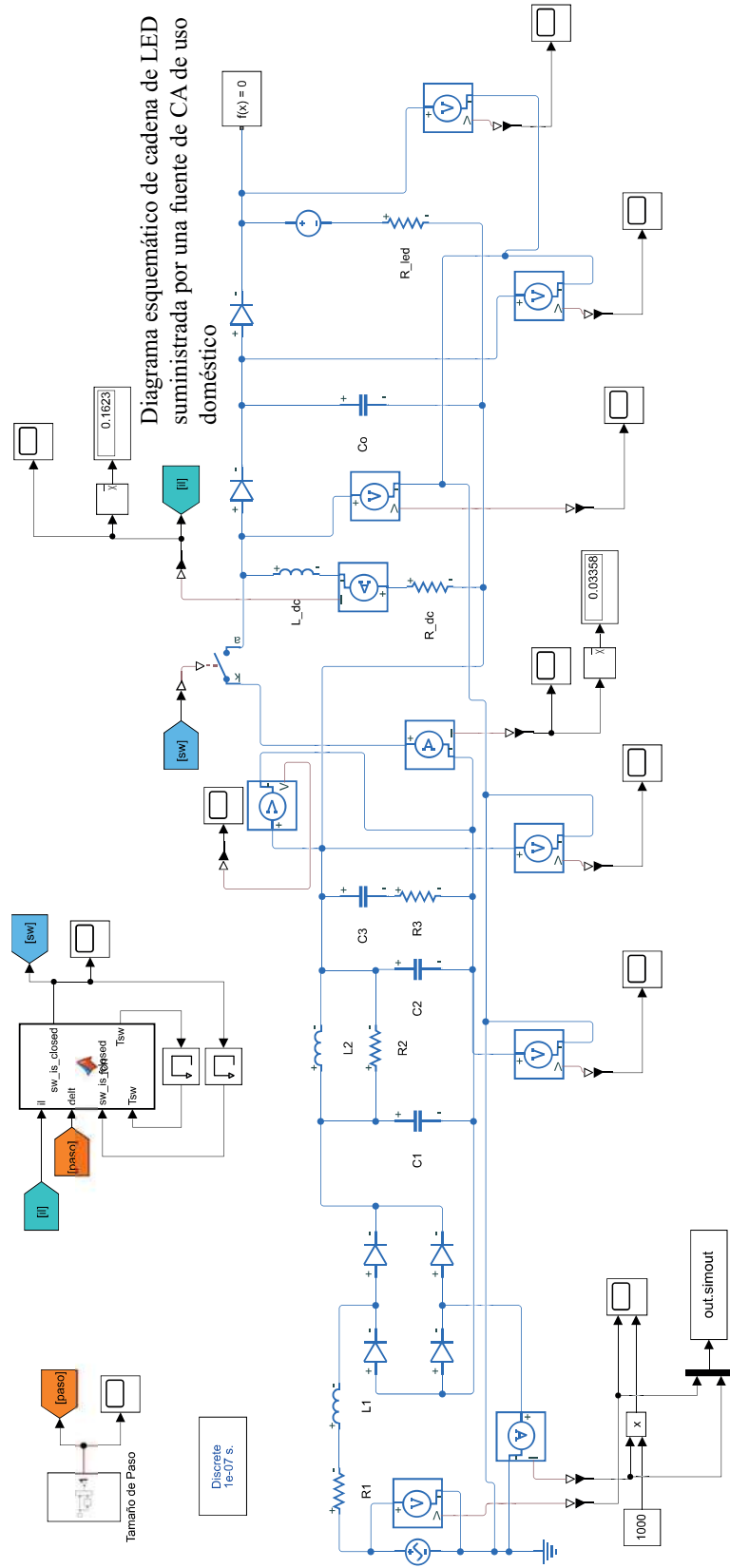


Figura A.1: Diagrama de bloques equivalente de cadena de LED suministrada por una fuente de CA de uso doméstico: a) Fuente de CA de uso doméstico, b) DBR, c) Filtro, d) Convertidor reductor-elevador de CD, e) Capacitor de enlace de CD, f) Carga eléctrica (cadena de LED).



# Referencias

- [ANSI, 2014] ANSI. “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.” in *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, páginas 1–29, 2014.
- [Arrillaga y Watson, 2003] Arrillaga J., Watson N.R. *Power System Harmonics*. 2003.
- [Bollen *et al.*, 2014] Bollen M., Olofsson M., Larsson A., Ronnberg S., Lundmark M. “Standards for Supraharmonics (2 to 150 kHz).” *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, tomo 3:páginas 114,119, 2014.
- [Brameller, 1976] Brameller A. *Sparsity: Its Practical Application to Systems Analysis*. Publishing, London. 1976.
- [Collin *et al.*, 2023a] Collin A.J., Drápela J., Langella R., Testa A. “Emission assessment of single-phase switch-mode PFC loads up to 150 kHz: Experimental analysis and modelling.” *Electric power systems research*, Vol. 220, página 109236, 2023a.
- [Collin *et al.*, 2023b] Collin A.J., Langelia R., Testa A. “Analysis of the propagation of distortion in the frequency range 2-150 kHz using iterative harmonic analysis.” in 27th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2023), páginas 2943–2947, 2023b.
- [Collin *et al.*, 2024] Collin A.J., Meyer J., Davari P., Drapela J., Chang G.W., Langella R. “Modelling the Unintentional Emissions of Single-phase Power Electronic Converters for Distortion Studies in the 2-150 kHz Range.” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Early Access, 2024.

- [Cuk y Cobben, 2017] Cuk V., Cobben J. “A literature survey on power quality disturbances in the frequency range of 2-150 kHz.” *Renewable Energy and Power Quality Journal*, tomo 1:páginas 405–410, 2017.
- [Díaz-Araujo *et al.*, 2018] Díaz-Araujo M.M., Medina A., Cisneros-Magaña R., Ramírez A. “Periodic steady state assessment of microgrids with photovoltaic generation using limit cycle extrapolation and cubic splines.” in *Energies*, Vol. 11. No. 8, página 2096, 2018.
- [Dommel, 1969] Dommel H.W. “Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiphase Networks.” in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-88, No. 4, páginas 388–399, 1969.
- [Dommel, 1996] Dommel H.W. *EMTP Theory Book*. Vancouver, BC, Canada: The Univ. of British Columbia, Dept. Electr. Eng. 1996.
- [Driver-chip, pdf] Driver-chip. “SM7724P LED driver chip (PDF).” *Linkage Goston Electronics Co. Ltd.*, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1134324/LINKAGE/SM7724P.html>, pdf.
- [Estrada *et al.*, 2019] Estrada L.R., Vázquez N.N., Vaquero J.L., Arau J.R., Fuentes C.a.H., Martínez S.V.H. “Estudio de los métodos de solución para simulación en tiempo real de convertidores de potencia.” *Pistas Educativas*, tomo 41:páginas 1–12, 2019.
- [Godínez-Delgado y Medina-Rios, 2021] Godínez-Delgado J.C., Medina-Rios A. “Comparative Analysis of State-Space and Companion-Circuit Methodologies for the Periodic Steady-State Solution in Time-Domain of Nonlinear Electric Networks.” in *IEEE Access*, Vol. 9, páginas 71712–71724, 2021.
- [Godínez-Delgado *et al.*, 2020] Godínez-Delgado J.C., Medina-Rios A., Tapia-Sánchez R. “A Time-Domain Companion-Circuit Newton-Based Methodology Applied to the Harmonic Analysis of Electrical Networks With PV Systems.” *IEEE Access*, tomo 8:páginas 129108–129122, 2020.

- [Gretsch y Neubauer, 1998] Gretsch R., Neubauer M. “Impedancias del sistema y ruido de fondo en el rango de frecuencia de 2 kHz a 9 kHz.” *Euro. Trans. Electr. Power*, Vol. 8, páginas 369–374, 1998.
- [Greverner *et al.*, 2020] Greverner A., Meyer A., Ronnbeng S., Bollen M., Myrzik J. “Survey of supraharmic emission of household appliances.” in 24th International Conference & Exhibition on Electricity Distribution (CIRED), No. 1, páginas 870–874, 2020.
- [IEC-61000-3-2, 2018] IEC-61000-3-2. “IEC 61000-3-2: Electromagnetic compatibility (EMC), Part 3-2: Limits- Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  a per phase).” *Analog European Standard*, 2018.
- [IEC-61000-4-16, 2016] IEC-61000-4-16. “IEC 61000-4-16: Electromagnetic compatibility (EMC), Part 4-16: Testing and measurement techniques-Test for immunity to conducted common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz.” *Analog European Standard*, 2016.
- [IEEE Standards Association, EIC y otros, 2019] IEEE Standards Association, EIC y otros. “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.” in *IEEE Std 1159-2019 (Rev. of IEEE Std 1159-2009)*, 2019.
- [Klatt *et al.*, 2019] Klatt M., Stiegler R., Meyer J., Schegner P. “Generic frequency-domain model for the emission of PWM-based power converters in the frequency range from 2 to 150 kHz.” *IET Gener. Transm. Distrib*, No. 13, páginas 5478–5486, 2019.
- [Larsson *et al.*, 2006] Larsson A., Lundmark C., Bollen M. “Measurement of current taken by fluorescent lights in the frequency range 2-150 kHz.” in *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Montreal, QC, Canada*, páginas 1–6, 2006.
- [Larsson y Bollen, 2009] Larsson E.O.A., Bollen M.H.J. “Emission and immunity of equipment in the frequency range 2 to 150 kHz.” *2009 IEEE Bucharest PowerTech, Bucharest, Romania*), páginas 1–5, 2009.
- [Larsson *et al.*, 2010] Larsson E.O.A., Bollen M.H.J., Wahlberg M.G., Lundmark C.M., Ronnberg S.K. “Measurements of High-Frequency (2-150 kHz) Distortion in Low-

- Voltage Networks.” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 25, No. 3, páginas 1749–1757, 2010.
- [Press *et al.*, 2007] Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., Flannery B.P. *Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing*. 3rd. Ed., Cambridge University, Press. 2007.
- [Redl *et al.*, 1997] Redl R., Tenti P., Daan van Wyk J. “Power electronics’ polluting effects.” in *IEEE Spectrum*, Vol. 34, No. 5, páginas 32–39, 1997.
- [Schottke *et al.*, 2014] Schottke S., Meyer J., Schegner P., Bachmann S. “Emission in the frequency range of 2 kHz to 150 kHz caused by electrical vehicle charging.” *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, páginas 620–625, 2014.
- [Slangen *et al.*, 2020] Slangen T., Van Wijk T., Cuk V., Cobben S. “The Propagation and Interaction of Supraharmonics from Electric Vehicle Chargers in a Low-Voltage Grid.” *Energies* 13, No. 15, 3865, 2020.
- [Torquato *et al.*, 2021] Torquato R., Tessmer Hax G., Freitas W., Nassif A. “Impact Assessment of High-Frequency Distortions Produced by PV Inverters.” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 36, No. 5, páginas 2978–2987, 2021.
- [Waniek *et al.*, 2017] Waniek C., T. W., Myrzik J.M.A., Meyer J., Klatt M., Schegner P. “Supraharmonics: Root causes and interactions between multiple devices and the low voltage grid.” in *2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*, páginas 1–6, 2017.
- [Watson y Arrillaga, 2007] Watson N., Arrillaga J. *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. IET Power and Energy Series 39, UK, 2007.
- [Zollenkopf, 1971] Zollenkopf K. *Bi-factorization Basic computational algorithm and programming techniques*. Large Sparse Sets of Linear Equations, Academic Press. 1971.

# Leslye María Lorenzo Peñaloza

## MODELADO Y ANÁLISIS DE FENÓMENOS SUPRA-ARMÓNICOS EN DISPOSITIVOS CONMUTADOS.pdf

Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

### Detalles del documento

Identificador de la entrega

trn:oid:::3117:402995608

Fecha de entrega

7 nov 2024, 1:29 p.m. GMT-6

Fecha de descarga

7 nov 2024, 1:31 p.m. GMT-6

Nombre de archivo

MODELADO Y ANÁLISIS DE FENÓMENOS SUPRA-ARMÓNICOS EN DISPOSITIVOS CONMUTADOS.pdf

Tamaño de archivo

1.4 MB

68 Páginas




13,344 Palabras

70,196 Caracteres

# 16% Similitud general


El total combinado de todas las coincidencias, incluidas las fuentes superpuestas, para ca...

## Fuentes principales

- 15%  Fuentes de Internet
- 9%  Publicaciones
- 0%  Trabajos entregados (trabajos del estudiante)

## Marcas de integridad

### N.º de alerta de integridad para revisión

-  **Caracteres reemplazados**  
58 caracteres sospechosos en N.º de páginas  
Las letras son intercambiadas por caracteres similares de otro alfabeto.

Los algoritmos de nuestro sistema analizan un documento en profundidad para buscar inconsistencias que permitirían distinguirlo de una entrega normal. Si advertimos algo extraño, lo marcamos como una alerta para que pueda revisarlo.

Una marca de alerta no es necesariamente un indicador de problemas. Sin embargo, recomendamos que preste atención y la revise.

## Formato de declaración de originalidad y uso de Inteligencia Artificial

Coordinación General de Estudios de Posgrado  
Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

Morelia, Mich., a 05 de noviembre de 2024

A quien corresponda,

Por este medio, el/la abajo firmante, bajo protesta de decir verdad, declara lo siguiente:

- que presenta para revisión el manuscrito cuyos detalles se especifican abajo.
- que todas las fuentes consultadas para la elaboración del manuscrito están debidamente identificadas dentro del cuerpo del texto, e incluidas en la lista de referencias.
- que, en caso de haber usado un sistema de inteligencia artificial, en cualquier etapa del desarrollo de su trabajo, lo ha especificado en la tabla que se encuentra en este documento.
- que conoce la normativa de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, en particular los Incisos IX y XII del artículo 85, y los artículos 88 y 101 del Estatuto Universitario de la UMSNH, además del transitorio tercero del Reglamento General para los Estudios de Posgrado de la UMSNH.

Atentamente,

c. Leslye M 2024

Datos del manuscrito que se presenta a revisión		
Programa educativo		
Título del trabajo	Modelado y análisis de fenómenos supra-armonicos en dispositivos conmutados.	
	Nombre	Correo electrónico
Autor/es	Leslye Maria Lorenzo Peralta	1423375E@umich.mx
Director	J. Aurelio Medina Rios	aurelio.medina@umich.mx
Codirector		
Coordinador del programa	Norberto Garcia Barriga	norberto.garcia@umich.mx

Uso de Inteligencia Artificial		
Rubro	Uso (sí/no)	Descripción
Asistencia en la redacción	Sí	Se uso para mejorar la redacción de los textos gráficos y después volver a redactar.
Traducción al español	Sí	Se uso más de un método de traducción de internet para saber cual fue la mejor traducción.
Traducción a otra lengua	No	N/A
Revisión y corrección de estilo	No	Solo se uso para corrección de ortografía o mejorar vocabulario.
Análisis de datos	No	No, todo el análisis de datos fue realizado por mi misma.
Búsqueda y organización de información	No	Todos los artículos e información fue encontrada en otros artículos y de ahí mismo se obtuvieron.
Formateo de las referencias bibliográficas	No	Para las referencias se tomaron de la misma pagina de we explore donde te ofrece hacer referencia al artículo ya en el formato latex.
Generación de contenido multimedia	No	No, todo el contenido multimedia es propio.
Otro		