

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author

TESIS DOCTORAL
**Caracterización armónica de dispositivos
de iluminación de eficiencia energética**



Autor: Julio César Molina Guzmán

Barcelona, diciembre de 2014

Caracterización armónica de dispositivos de iluminación de eficiencia energética

Julio César Molina Guzmán

Tesis presentada para obtener el título de Doctor por la
Universitat Politècnica de Catalunya

Grupo de investigación en Calidad del Suministro Eléctrico

Programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial de Barcelona

Barcelona, diciembre de 2014

Director: Dr. Luis Sainz Sopera



Curso académico:

Acta de calificación de tesis doctoral

Nombre y apellidos

Programa de doctorado

Unidad estructural responsable del programa

Resolución del Tribunal

Reunido el Tribunal designado a tal efecto, el doctorando / la doctoranda expone el tema de la su tesis doctoral titulada

_____.

Acabada la lectura y después de dar respuesta a las cuestiones formuladas por los miembros titulares del tribunal, éste otorga la calificación:

APTO APROBADO NOTABLE SOBRESALIENTE

(Nombre, apellidos y firma)		(Nombre, apellidos y firma)	
Presidente/a		Secretario/a	
(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)	(Nombre, apellidos y firma)
Vocal	Vocal	Vocal	Vocal

_____, _____ de _____ de _____

El resultado del escrutinio de los votos emitidos por los miembros titulares del tribunal, efectuado por la Escuela de Doctorado, a instancia de la Comisión de Doctorado de la UPC, otorga la MENCIÓN CUM LAUDE:

 NO

(Nombre, apellidos y firma)		(Nombre, apellidos y firma)	
Presidente de la Comisión Permanente de la Escuela de Doctorado		Secretario de la Comisión Permanente de la Escuela de Doctorado	

Barcelona a _____ de _____ de _____

RESUMEN

La presente Tesis Doctoral se defiende bajo la modalidad de un compendio de seis (6) artículos publicados en revistas indexadas en el *Science Citation Index*. En ella se desarrolla la modelización armónica de algunos de los dispositivos de iluminación de eficiencia energética más habituales en las instalaciones eléctricas (*i.e.* las lámparas de descarga de alta intensidad con balasto magnético HIDLs, las lámparas fluorescentes compactas con balasto integrado CFLs y las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz SSL-LEDs). El objetivo de estos modelos y de las herramientas numéricas desarrolladas, es caracterizar sus emisiones armónicas y poder utilizarlos en programas de flujos de potencia con armónicos (HPF) en redes eléctricas con gran penetración de este tipo de cargas. El trabajo desarrollado contribuye principalmente con modelos de dichas lámparas basados en su circuito equivalente en el dominio de la frecuencia y realiza aportaciones significativas en la estimación de sus parámetros, además de propuestas de variantes y simplificaciones de los modelos.

ABSTRACT

This doctoral thesis is presented as a compendium of six (6) articles published in Science Citation Index journals. The work proposes harmonic models of some of the most common energy efficient lighting devices in electrical installations (*i.e.*, high intensity discharge lamps (HIDLs) with magnetic ballast, compact fluorescent lamps (CFLs) with integrated ballast, and solid state lighting light emitting diodes (SSL-LEDs) luminaries). The aim of these models and the developed numerical tools is to characterize their harmonic emissions for use in harmonic power flow (HPF) studies in networks with high penetration of these loads. The work contributes mainly with the frequency domain equivalent circuit models and makes significant contributions in the model parameter estimation and suggestions on variations and simplifications of the models.

A mis padres y a mi hermana,

A Lucy,

*por su amor, animo y comprensión
durante estos años*

*Si usted cree que la educación es cara,
pruebe con la ignorancia...Derek Curtis Bok*

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, deseo mostrar mi agradecimiento al Dr. Luis Sainz, director de esta Tesis Doctoral por su gran ayuda en estos años de trabajo

Tampoco puedo olvidar la comprensión de mi esposa y mi madre al estar tanto tiempo alejado de ellas

Por último, agradezco al Consejo de Desarrollo Científico y Humanístico de la Universidad Central de Venezuela por el soporte económico que ha aportado

SUMARIO

SUMARIO	XIII
LISTA DE FIGURAS	XV
LISTA DE TABLAS	XVII
GLOSARIO DE ABREVIATURAS, ACRÓNIMOS Y SIGLAS	XVIII
1. INTRODUCCIÓN	20
1.1. PREFACIO	20
1.2. ANTECEDENTES	24
1.3. OBJETIVOS	31
1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS	31
2. LÁMPARAS DE DESCARGA DE ALTA INTENSIDAD CON BALASTO MAGNÉTICO.....	33
2.1. INTRODUCCIÓN	33
2.2. MODELO DE LA LÁMPARA CON TENSIÓN DE ARCO PATRÓN	34
2.2.1. Modelo de la tensión del arco	35
2.2.2. Modelo de la lámpara con tensión de arco patrón	36
2.3. MODELO DE LA LÁMPARA CON TENSIÓN DE ARCO PATRÓN Y BALASTO SATURADO.....	37
2.3.1. Modelo del balasto magnético saturado	37
2.3.2. Modelo de la lámpara con tensión de arco patrón y balasto saturado	37
2.4. MODELO DE LA LÁMPARA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	39
2.4.1. Modelo eléctrico de la lámpara	40
2.4.2. Modelo del balasto magnético saturado	40
2.4.3. Modelo de la tensión del arco	42
3. LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON BALASTO INTEGRADO	44
3.1. INTRODUCCIÓN	44
3.2. MODELO DE LA LÁMPARA	45
3.3. MODELO SIMPLIFICADO DE LAS LÁMPARAS.....	47
3.3.1. Estudio del sistema de las funciones de error.....	48
3.3.2. Estudio de la matriz Y_F	50
3.3.3. Modelos simplificados de la lámpara.....	51
3.4. MÉTODO DE SIMPLE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA.....	52
3.4.1. Estimación de la resistencia R_D	52
3.4.2. Estimación del condensador C	52
3.4.3. Estimación de la resistencia R	53
3.5. MÉTODO NUMÉRICO DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA	53
3.5.1. Ajuste de la curva de la corriente	54
3.5.2. Ajuste de puntos característicos de la corriente	54
4. LÁMPARAS DE ESTADO SÓLIDO DE DIODOS INORGÁNICOS EMISORES DE LUZ.....	57
4.1. INTRODUCCIÓN	57

4.2. MODELO DE LA LÁMPARA	57
4.3. MÉTODO SIMPLE DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA	61
4.3.1. Estimación de la corriente I_D	61
4.3.2. Estimación del condensador C	61
4.3.3. Estimación de la resistencia la R	62
4.4. MÉTODO NUMÉRICO DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA	63
4.4.1. Ajuste de la curva de la corriente	63
4.4.2. Ajuste de puntos característicos de la corriente.	64
4.5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DEL MODELO Y LOS MÉTODOS DE ESTIMACIÓN.....	64
4.5.1. Validación del modelo con los parámetros estimados por el procedimiento PE_S	64
4.5.2. Validación del modelo con los parámetros estimados por los procedimientos PE_{CF} y PE_P	67
5. APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....	70
5.1. APORTACIONES	71
5.2. CONCLUSIONES.....	72
5.3. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	73
6. REFERENCIAS	75
6.1. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	75
6.2. ARTÍCULOS PUBLICADOS DURANTE EL DESARROLLO DE LA TESIS	79
APÉNDICE: ALGUNOS DETALLES DE LOS ESTUDIOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES REALIZADOS.....	81
A. LÍMITES DE LOS RATIOS X_{CN} Y R_N DEL MODELO DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS	81
B. LÍMITES DE LOS RATIOS X_{CN} Y R_N DEL MODELO DE LAS LÁMPARAS DE ESTADO SÓLIDO DE DIODOS INORGÁNICOS EMISORES DE LUZ	81
C. EQUIPOS DE LABORATORIO.....	82
ANEXO: PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA TESIS	84

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Consumo global de electricidad en iluminación por sectores [1].....	20
Figura 2	Distribución de la eficacia luminosa promedio por sectores [4]	21
Figura 3	Medidas realizadas sobre una lámpara de alta intensidad de descarga de halogenuros metálicos de 400 W: a) Tensión y corriente alterna. b) Relación tensión-corriente en el bulbo	25
Figura 4	Modelo de la lámpara de alta intensidad de descarga con balasto lineal y tensión de arco cuadrada: a) Circuito equivalente de la lámpara. b) Formas de ondas en función del tiempo. c) Relación tensión-corriente del arco.	26
Figura 5	Modelos de las lámparas fluorescentes compactas: a) Fuente de corriente. b) Fuente equivalente Norton	27
Figura 6	Circuito típico de una lámpara fluorescente compacta. (Adaptada de [38])	28
Figura 7	Modelización de la lámpara fluorescente compacta de balasto simple: a) Circuito equivalente de la lámpara b) Medidas de las formas de onda de una lámpara Philips de 14 W	28
Figura 8	Formas de onda de la corriente medida en el laboratorio para diferentes lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz	29
Figura 9	Circuito típico de una lámpara de estado sólido de diodos emisores de luz con balasto electrónico	30
Figura 10	Modelización de las lámparas de descarga de alta intensidad con balasto magnético: a) Montaje de la lámpara. b) Circuito equivalente. c) Forma de onda de la tensión de arco. d) Curva de saturación del balasto. e) Forma de onda de la tensión y la corriente de alterna	34
Figura 11	Tensiones del arco patrón: a) Lámpara de alta intensidad de descarga de halogenuros metálicos de 400 W. b) Lámpara de alta intensidad de descarga de sodio de alta presión de 400 W	35
Figura 12	Caracterización a tramos de la curva de saturación del balasto magnético: a) Tramos lineales de la curva. b) Estudio de la forma de onda de la corriente	37
Figura 13	Circuitos equivalentes de la modelación de las lámparas de alta intensidad de descarga en PSpice: a) Circuito eléctrico. b) Circuito magnético del balasto. c) Circuito de la tensión del arco	40
Figura 14	Modelización de las lámparas compactas fluorescentes con balasto integrado: a) Circuito equivalente. b) Formas de onda de la tensión suministrada, la corriente consumida y la tensión de continua	44
Figura 15	Circuito equivalente del modelo armónico completo (M_F) de las lámparas fluorescentes compactas	47
Figura 16	Pdfs de los perfiles de tensión: a) Distribuciones de Weibull de las distorsiones armónicas individuales. b) Distribuciones de la distorsión armónica total	49
Figura 17	Pdfs de las diferencias de los ángulos de conmutación obtenidos para los perfiles de las tensiones armónicas especificadas en la tabla 2	49
Figura 18	Estimación de los parámetros de la lámpara fluorescente compacta: a) Estimación del ratio X_{CN} . b) Estimación del ratio R_N	52
Figura 19	Detalles de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Circuito electrónico equivalente. b) Medidas de la corriente y la tensión de una lámpara de 9W Beneito & Faure Lighting (Led #1)	57
Figura 20	Modelización de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Circuito equivalente. b) Formas de onda de la tensión suministrada, la corriente consumida y la tensión de continua	58
Figura 21	Estimación de los parámetros del circuito equivalente de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Estimación del condensador C . b) Estimación de la resistencia R	61
Figura 22	Ajuste de los coeficientes de la función de estimación del ratio R_N en la caracterización de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz	62

Figura 23	Medidas experimentales de lámpara 9 W Beneito & Faure Lighting LED (Led #1): a).....65 Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud (izquierda) y ángulo de fase (derecha) del espectro armónico de la corriente
Figura 24	Lámpara 8 W Roblan LED (Led #2): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de.....66 suministro. b) Magnitud (izquierda) y ángulo de fase (derecha) del espectro armónico de la corriente
Figura 25	Medidas experimentales de lámpara 12 W Beneito & Faure Lighting LED (Led #3): a).....66 Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud (izquierda) y ángulo de fase (derecha) del espectro armónico de la corriente
Figura 26	Medidas experimentales de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores.....68 de luz (Prueba #1): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud del espectro armónico de las corrientes
Figura 27	Medidas experimentales de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores.....68 de luz alimentadas (Prueba #5): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud del espectro armónico de las corrientes
Figura 28	Balance de potencias activas en el circuito equivalente de las lámparas de fluorescentes.....80 compactas
Figura 29	Lámpara de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Tensión de continua.....81 b) Balance de potencias activas en el circuito equivalente
Figura 30	Ensayo sobre una lámpara de descarga de alta intensidad HPS de 400 W con una fuente de.....81 tensión AC ELGAR Smart-wave 4.5 kVA y un osciloscopio digital YOKOGAWA DL 780E

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 Datos de las SSL-LEDs ensayadas en el laboratorio.....	30
Tabla 2 Perfiles de la distorsión de tensiones del estudio de Monte Carlo.....	48
Tabla 3 Parámetros de la distribución de Weibull de los armónicos m_k	48
Tabla 4 Modelos simplificados de las lámparas fluorescentes compactas	51
Tabla 5 Especificaciones de las SSL-LEDs ensayadas en el laboratorio	58
Tabla 6 Parámetros de la función de estimación de R_N del modelo de las SSL-LEDs	63
Tabla 7 Parámetros estimados de las SSL-LEDs por diferentes métodos	65

GLOSARIO DE ABREVIATURAS, ACRÓNIMOS Y SIGLAS

ANSI:	Instituto Nacional Estadounidense de Estándares	<i>(American National Standards Institute)</i>
CE:	Comisión Europea	
CFLs:	Lámparas fluorescentes compactas	<i>(Compact Fluorescent Lamps)</i>
FFT:	Transformada rápida de Fourier	<i>(Fast Fourier Transform)</i>
FLs:	Lámparas fluorescentes lineales	<i>(Fluorescent Lamps)</i>
EMI:	Interferencia electromagnética	<i>(ElectroMagnetic Interference)</i>
ESR:	Resistencia serie equivalente	<i>(Equivalent Series Resistance)</i>
HIDLs:	Lámparas de descarga de alta intensidad	<i>(High Intensity Discharge Lamps)</i>
HPF:	Flujo de potencia armónico	<i>(Harmonic Power Flow)</i>
HPS:	Sodio de alta presión	<i>(High Pressure Sodium)</i>
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional	<i>(International Electrotechnical Commission)</i>
ILs:	Lámparas incandescentes	<i>(Incandescent Lamps)</i>
IRC:	Índice de Reproducción Cromática	
MH:	Halogenuros metálicos	<i>(Metal halide)</i>
OCDE:	Organización para la Cooperación y Desarrollo Económico	
PCC:	Punto de acoplamiento común	<i>(Point of Common Coupling)</i>
Pdf:	Función de densidad de probabilidad	<i>(Probability density function)</i>
SCI:	Base de datos documental	<i>(Science Citation Index)</i>
SSL-LEDs:	Lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz	<i>(Solid State Lamps Light Emitting Diodes)</i>
THD:	Distorsión armónica total	<i>(Total Harmonic Distortion)</i>

Capítulo 1: Introducción

1. INTRODUCCIÓN

1.1. PREFACIO

La iluminación artificial fue el primer servicio ofrecido por las empresas eléctricas en sus inicios y hoy en día continúa siendo una de las mayores aplicaciones de la electricidad. Globalmente, la iluminación representa aproximadamente el 20% del consumo de toda la electricidad en los países de la Unión Europea (UE) y de los Estados Unidos (EU), mientras que en los países denominados emergentes y pobres esta fracción del consumo es algo mayor. La figura 1 muestra la distribución aproximada del consumo global de energía en iluminación por sectores [1]. Las estimaciones de la Agencia Internacional de la Energía (*International Energy Agency*, IEA) indican que los sistemas de iluminación en el mundo producen unas emisiones aproximadas de 1900 Mt de CO₂ por año, siendo esta cifra el equivalente al 70% de todas las emisiones de los vehículos ligeros en el mundo. El 80% de estas emisiones por iluminación están asociadas con la generación de electricidad, mientras que el 20% proviene de la combustión directa de la parafina y lámparas de aceite usadas por 1.6 billones de personas que no tienen acceso a la electricidad [2], [3].

En este contexto, el aumento en la conciencia mundial por la protección del medio ambiente y la conservación de la energía ha incentivado el desarrollo de soluciones de iluminación de alta eficiencia. Así, el uso de dispositivos de iluminación de alta eficiencia energética junto con la sustitución de las lámparas de combustibles líquidos por lámparas eléctricas son medidas dirigidas a hacer frente a la problemática del ahorro de energía y la reducción de las emisiones de efecto invernadero. En este sentido, hay que considerar que la eficacia promedio de los sistemas de iluminación ha ido aumentando significativamente en las últimas décadas. En 1960, dicha eficacia estaba alrededor de 18 lm/W, mientras que para el año 2005 esta cifra había aumentado a cerca de 50 lm/W y las proyecciones para el 2030 consideran un aumento alrededor de 60 lm/W [1], [4]. Gracias a estas mejoras en las tecnologías de iluminación y a la aplicación de medidas para fomentar

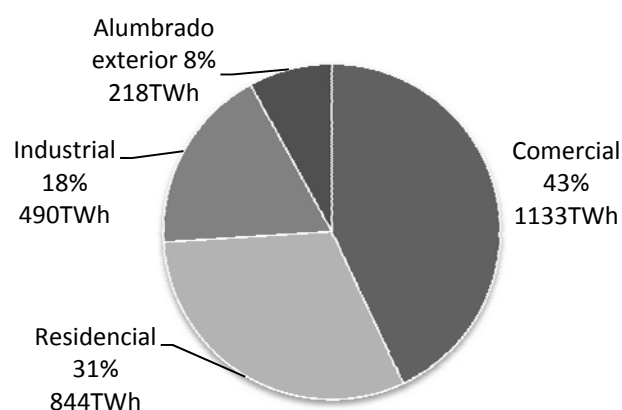


Figura 1 Consumo global de electricidad en iluminación por sectores [1].

su utilización, se estima que durante el periodo 1990 a 2005 se habían logrado ahorrar 2960 TWh (8% del consumo acumulado de energía en iluminación en dicho periodo) y reducir 1670 Mt de CO₂ en emisiones [3], [4]. Sin embargo tal como muestra la figura 2, la eficacia luminosa promedio de los sistemas de iluminación depende del sector debido a las diferentes necesidades y tecnologías utilizadas en cada uno de ellos.

Los sectores industrial y de alumbrado exterior abarcan aproximadamente el 25% del consumo global de iluminación (figura 1) y son los que tienen mayor promedio de eficacia luminosa (figura 2). Estos niveles de eficacia se debe a los altos valores de rendimiento y eficiencia de los dispositivos de iluminación usados en estos sectores, cuyas tecnologías han estado en uso durante mucho tiempo y han alcanzado un grado de madurez que permite disponer hoy en día de lámparas eficientes. Usualmente, las lámparas fluorescentes lineales (*Fluorescent Lamps*, FLs) y las lámparas de descarga de alta intensidad (*High Intensity Discharge Lamps*, HIDLs) son las tecnologías con mayores niveles de penetración en estos sectores, teniendo rangos de eficacia de entre 25 lm/W a 118 lm/W y 40 lm/W a 150 lm/W, respectivamente [5]. Se estima que tan solo en los EU el volumen de FLs y HIDLs en el sector industrial es del 89% y del 10% respectivamente, mientras que en el sector de alumbrado exterior la distribución es del 16% y del 52% [6]. Entre las políticas promovidas para la mejora de la eficiencia en estos sectores, se prohibió en los EU y en los países de la UE la comercialización de las HIDLs de baja eficiencia (v.g. lámparas de vapor de mercurio) y se establecieron valores mínimos de eficiencia para los balastos de las HIDLs [7]–[9].

Otro sector con una importante cuota en la demanda global de energía por iluminación es el sector residencial (alrededor del 30%, figura 1). Este sector tiene el nivel promedio de eficacia más bajo (figura 2) al estar basada su iluminación principalmente en las lámparas de luz incandescente (*Incandescent Lamps*, ILs). Estas lámparas tienen una baja eficiencia (por debajo del 5%) y un bajo rendimiento luminoso (entre 11 lm/W y 14 lm/W), por lo que usualmente solo convierten entre el 1% el 5% de la electricidad que consumen en luz visible mientras que el resto de la energía se convierte en calor. Así, uno de los principales focos de atención en las estrategias de ahorro energético está dirigido

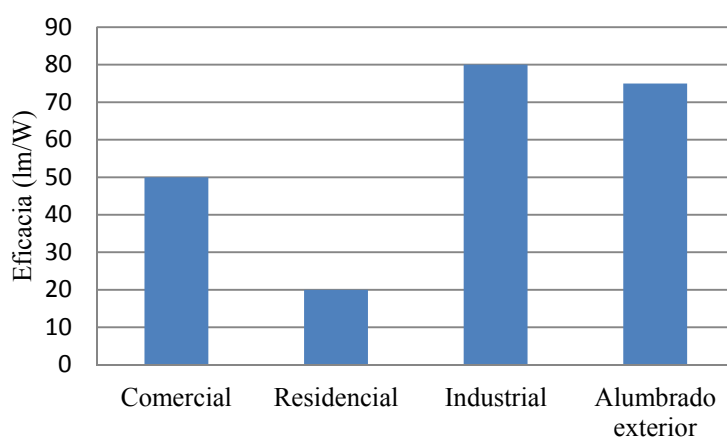


Figura 2 Distribución de la eficacia luminosa promedio por sectores [4].

a la elevar la eficacia luminosa promedio del sector residencial y en consecuencia han surgido diversos programas de sustitución de las ILs por lámparas eficientes. En ese sentido, a principios del año 2007 casi todos los gobiernos de la OCDE acordaron políticas dirigidas a la eliminación gradual de las ILs en sus jurisdicciones y a fomentar el uso de nuevas fuentes de luz de alta eficiencia, además de poner en práctica políticas dirigidas a educar a los consumidores sobre el concepto de ahorro de energía en la iluminación. Así, durante los años 2012 a 2013 se dejaron de producir y distribuir en el mercado de los EU las ILs de 100 W y 75 W, y a principios del año 2014 se culminó el proceso con las ILs de 40 W y 60 W. La eliminación de las ILs en los países de la UE comenzó en septiembre de 2009 con la prohibición de la fabricación y distribución de las ILs de 100 W culminando el proceso en septiembre de 2012 con las ILs de 40 W y 25 W. Políticas similares han sido aplicadas también en otros países [10], [11]. Los programas de sustitución de las ILs han promovido el uso de las lámparas fluorescentes compactas (*Compact Fluorescent Lamps, CFLs*) debido a sus mayores niveles de eficacia luminosa y eficiencia energética, además de su larga vida útil. Sin embargo las mejoras en el rendimiento luminoso y la reducción del costo de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz (*Solid State Lamps-Light Emitting Diodes, SSL-LEDs*), ha hecho que esta tecnología se incorpore también de forma acelerada al proceso de sustitución de las ILs. El rendimiento promedio de las lámparas CFLs y SSL-LEDs comerciales (v.g. Philips) son bastantes similares (58 lm/W y 52 lm/W, respectivamente), mientras que sus máximas eficacias son de 76 lm/W y 93 lm/W [5]. En cuanto a otros parámetros comparativos, una CFL típica (v.g. una CFL de 13 W, 800 lm) tiene un costo de 2 \$/Klm y una vida útil de 12000 h, mientras que una SSL-LEDs típica (v.g. una SSL-LEDs A19 – 60 W, 800 lm regulable) tiene un costo de 16 \$/Klm y una vida útil de 25000 h. A pesar de los datos anteriores, se espera que las tecnologías de las SSL-LEDs logren disminuir sus costos a 4 \$/Klm y aumenten su eficacia a 200 lm/W para el 2020 ocupando una importante cuota del mercado de iluminación a futuro [12].

En definitiva, se constata un impulso progresivo en el desarrollo del mercado de la iluminación de alta eficiencia relacionado con las mejoras en los balastos electrónicos de las FLs junto a una nueva generación de tubulares (T8 y T5) y mayores niveles de eficiencia de los balastos (electrónicos y magnéticos) de las HIDLs. De manera similar, se incluye una nueva generación de CFLs sin y con balasto integrado, de lámparas halógenas de bajo consumo y de SSL-LEDs como otra alternativa de lámparas de alta eficiencia.

A pesar de los beneficios evidentes que aporta el uso de las lámparas de eficiencia energética, así como otros aspectos relacionados con el confort asociado a las diversas aplicaciones en la vida cotidiana, se debe considerar que, en general, estas tecnologías de iluminación de alta eficiencia son cargas no lineales que consumen corrientes altamente distorsionadas pudiendo “contaminar” las instalaciones eléctricas con la presencia de armónicos de tensión y corriente. En realidad, la emisión de armónicos de una única lámpara es reducida debido a su bajo consumo, pero el conjunto de estas

lámparas conectadas en un mismo punto de la red (*Point of Common Coupling*, PCC) puede llegar a constituir una carga agregada cuya emisión de armónicos debe ser tenida en cuenta. Por este motivo, se considera importante el estudio y modelización de este tipo de lámparas con el objeto de caracterizar su emisión de armónicos y poder determinar el impacto que puede llegar a producir su conexión en las instalaciones eléctricas.

Considerando los aspectos ya discutidos hasta el momento, la finalidad de esta tesis doctoral es estudiar y caracterizar la emisión de corrientes armónicas de los dispositivos de iluminación de eficiencia energética predominantes en los distintos sectores de consumo de energía de iluminación y cuya presencia puede llegar a significar un importante impacto en sus instalaciones. Así, el foco de atención de este trabajo se dirigirá al estudio de las HIDLs con balasto magnético de bajas pérdidas, las CFLs con balasto integrado y las SSL-LEDs omnidireccionales.

En primer lugar se estudiará la modelización de las HIDLs con balasto magnético dado que estas tecnologías representa el 25% del consumo en energía de iluminación y el 30% del flujo luminoso (lm) a nivel global [1], y una importante cuota de ese consumo se debe a las lámparas con balasto magnético. En general, estas lámparas son usadas en aplicaciones de iluminación de alumbrado de grandes naves industriales, aparcamientos, alumbrado de calles e instalaciones deportivas ofreciendo eficiencias promedios más altas que otras tecnologías. Esto hace que actualmente sea difícil la penetración en este nicho del mercado de nuevas tecnologías como las SSL-LEDs. Por ejemplo, para el alumbrado público de calles las HIDLs de sodio de alta presión ocupan una mayor cuota respecto a otras tecnologías al ofrecer un alto rendimiento luminoso de entre 70 lm/W a 150 lm/W, estimándose que globalmente la penetración de las SSL-LEDs es menor del 1% del sector de alumbrado de calles (considerando los 1300 millones de postes de alumbrado público instalados en todo el mundo, las SSL-LEDs representan sólo 870000 unidades) [1]. Ahora bien, considerando la totalidad del sector de alumbrado exterior (*i.e.* alumbrado de fachadas, parques y jardines,...) algunos estudios indican que las tecnologías de HIDLs y SSL-LEDs se reparten el 83% y el 9% de este sector, en tanto que se estima para 2020 una distribución del 23% y del 74% [11]. Por otra parte otros informes indican que en el sector industrial las HIDLs continuarán teniendo una importante cuota de penetración al estimarse que ésta solo pasará de un 23% a un 19% para el 2020 [11]. Por último, es importante destacar que se ha fomentado el uso de balastos electrónicos en las HIDLs como sustituto de los balastos magnéticos (particularmente en la UE), debido a que tienen mayor eficiencia energética, ofrecen la posibilidad de mantener el flujo luminoso constante durante su vida útil y permiten la regulación y supervisión en tiempo real. No obstante, las HIDLs con balastos magnéticos de bajas pérdidas siguen siendo ampliamente usadas debido a sus bajos costos, su larga vida útil y su mayor robustez a las condiciones ambientales [13]. Además, el rango de operación de los balastos electrónicos está limitado a lámparas de media potencia (aunque hay dispositivos de 400 W)

para evitar el fenómeno de la resonancia acústica que se puede presentar debido a las altas frecuencias que se utilizan para alimentar el bulbo de las lámparas de potencias elevadas [14].

Posteriormente se estudiará la modelización de las CFLs con balasto integrado y las SSL-LEDs omnidireccionales, ambas de base o zócalo tipo Edison (E14 y E27), por ser los dispositivos dirigidos a sustituir progresivamente las ILs, vaticinándose a largo plazo una presencia en el sector residencial del 20% y del 69% respectivamente [15].

Se debe comentar finalmente que este trabajo doctoral se presenta bajo la modalidad de compendio de artículos, los cuales fueron publicados en revistas indexadas en el SCI (*Science Citation Index*, SCI), por ello el texto de los capítulos será un resumen de los estudios desarrollados para las HIDLs y las CFLs, dejando al lector la posibilidad de revisar directamente en los artículos el desarrollo en profundidad dichos estudios y la discusión de los resultados. En cuanto a las SSL-LEDs, se expondrá su modelización con mayor detalle ya que para la fecha de redacción de este trabajo las publicaciones relacionadas con este tipo de lámparas están en fase de edición por parte del doctorando o en fase de revisión en alguna revista indexada en el SCI.

1.2. ANTECEDENTES

Tal como se ha presentado en el punto anterior los tres dispositivos de iluminación de alta eficiencia energética estudiados en la presente tesis son: Las lámparas de descarga de alta intensidad (HIDLs) con balasto magnético, los fluorescentes compactos (CFLs) con balasto integrado y las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz (SSL-LEDs).

El **primer estudio** desarrollado corresponde a la modelización de las HIDLs con balasto magnético. En general, las HIDLs tienen un rango de potencia que usualmente está entre 70 W y 500 W presentando diferentes tecnologías de iluminación (*i.e.* lámparas de vapor de mercurio, lámparas de sodio de alta y baja presión, lámparas de halogenuros metálicos y halogenuros cerámicos). Estas lámparas son ampliamente utilizadas en la iluminación de exteriores (*v.g.* alumbrado urbano, instalaciones deportivas,...) así como en la iluminación de grandes espacios interiores con techos altos (*v.g.* instalaciones industriales) debido a sus elevadas prestaciones en cuanto a flujo luminoso (7000 lm a 40000 lm), rendimiento (40 lm/W a 150 lm/W), vida útil (5000 h a 22000 h) e índice de reproducción cromática (IRC) (15 a 93 ó más alto) [16]. Entre todas las aplicaciones anteriores, el sistema de alumbrado urbano es donde el estudio de la emisión de armónicos de las HIDLs con balasto magnético y electrónico tiene mayor interés [13], [17] y [18]. Así, aunque la emisión de armónicos de las HIDLs con balasto electrónico es mayor que las emisiones de las HIDLs con balasto magnético, existen diferentes estudios de armónicos que analizan el comportamiento y modelización de estas últimas debido a que todavía hay un gran número de este tipo de lámparas conectadas en el PCC de la red de alumbrado. Por esta razón, muchos trabajos de modelización de

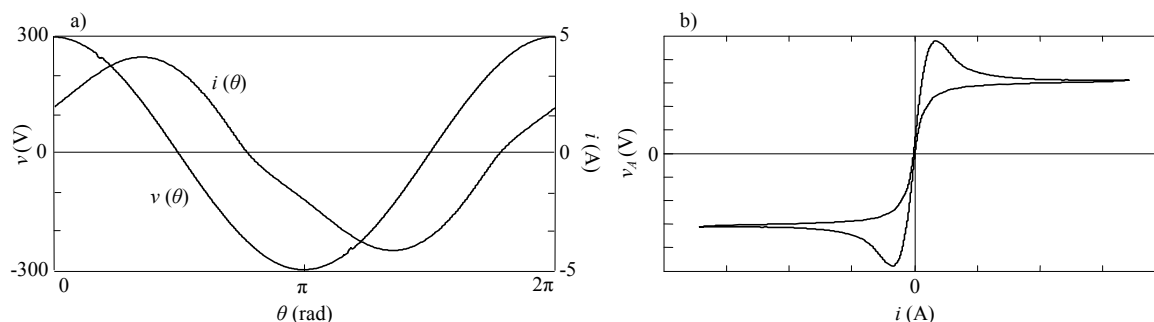


Figura 3 Medidas realizadas sobre una lámpara de alta intensidad de descarga de halogenuros metálicos de 400 W: a) Tensión y corriente alterna. b) Relación tensión-corriente en el bulbo.

HIDLs con balasto magnético intentan determinar las corrientes armónicas que se inyectan en el sistema [19]–[27].

La referencia [19] utiliza el concepto de resistencia no lineal generalizada para caracterizar la relación no lineal entre la tensión de suministro y la corriente de las HIDLs (figura 3(a)), estimando la corriente consumida mediante una serie de potencias impares de la tensión. En [20] y [21] proponen una ecuación para obtener la resistencia no lineal del arco de descarga (figura 3(b)) como una función de las características físicas del bulbo (longitud del arco, sección transversal que cruza el arco, conductividad eléctrica y temperatura) lo que permite caracterizar el comportamiento de la lámpara involucrando la resolución simultánea de la ecuación diferencial de su circuito y las ecuaciones de balance de energía, resistencia del arco, caída de tensión en el electrodo y pérdidas por radiación y conducción térmica.

Las referencias [22] a [24] proponen la modelización de las HIDLs a partir de su circuito equivalente constituido por la impedancia del balasto (considerada lineal) en serie con una fuente tensión de onda cuadrada que caracteriza la tensión del arco eléctrico en el bulbo, como se muestra en la figura 4. En [22] y [23], se desarrolla el modelo anterior considerando la tensión de alimentación sinusoidal mientras que en [24] se amplía el estudio considerando su posible distorsión armónica pero sin tener en cuenta la resistencia del balasto. La referencia [25] añade al modelo presentado en [24] la resistencia del balasto y desarrolla en el dominio temporal y frecuencial las expresiones analíticas de la corriente consumida por la lámpara. Además, incide en el concepto de invariantes (o parámetros normalizados) para caracterizar de forma unívoca su comportamiento. Las referencias [26] y [27] comparan las mediciones realizadas en dos HIDLs diferentes respecto a los resultados obtenidos con el modelo presentado en [25], y se muestra como las hipótesis habituales de impedancia lineal del balasto y tensión de arco cuadrada pueden no caracterizar correctamente el comportamiento de la lámpara y por tanto llevar al cálculo incorrecto de su emisión de armónicos.

Frente a lo comentado anteriormente, la presente tesis estudia la modelización de las HIDLs con balasto magnético con el objetivo de mejorar los modelos propuestos en [22] - [25] al considerar la saturación del balasto y caracterizar de forma más precisa la tensión del arco.

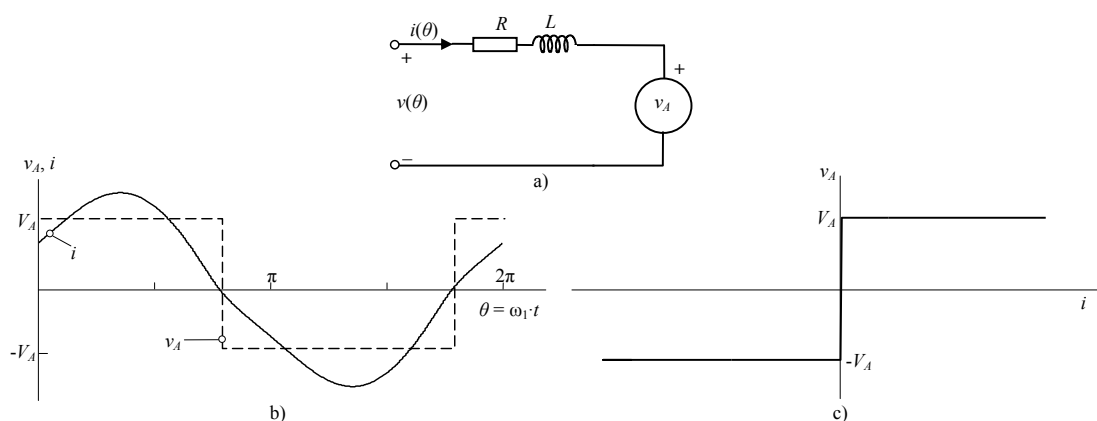


Figura 4 Modelo de la lámpara de alta intensidad de descarga con balasto lineal y tensión de arco cuadrada: a) Circuito equivalente de la lámpara. b) Formas de ondas en función del tiempo. c) Relación tensión-corriente del arco.

El **segundo estudio** desarrollado en este trabajo doctoral corresponde a la modelización de las CFLs con balasto electrónico integrado (dispositivos diseñados fundamentalmente para reemplazar las ILs al usar la misma base o zócalo tipo Edison). La integración del balasto dentro de la lámpara fue posible con el desarrollo de balastos electrónicos que operan en una banda de frecuencias de 20 kHz a 50 kHz lo que permite disminuir el volumen y peso de su inductancia. Adicionalmente, al alimentar el tubo fluorescente con tensiones en alta frecuencia se obtienen otras ventajas como un incremento cercano al 10% del rendimiento luminoso [28] y la supresión del flicker producto de las fluctuaciones de la tensión de suministro. Estas lámparas son básicamente utilizadas en la iluminación residencial y usualmente tienen un flujo luminoso de 800 lm, rendimiento de 50 lm/W a 70 lm/W, vida útil de 8000 h a 10000 h y un IRC de 82 a 85 [5]. Existen en la literatura diversos trabajos que estudian su comportamiento y modelización a fin de caracterizar su emisión de armónicos [29]–[42].

Los primeros trabajos se llevaron a cabo mediante mediciones, analizándose las emisiones armónicas de distinto tipo de CFLs [29], [30], y estudiándose el impacto de la distorsión de la tensión de alimentación en dichas emisiones [31], [32]. Posteriormente, los primeros estudios sobre su modelización representan las CFLs como fuentes ideales de corriente (figura 5(a)) cuya emisión de armónicos es previamente caracterizada a partir de mediciones de las lámparas a la tensión nominal para ser posteriormente escalada en función de la tensión obtenida del flujo de cargas a frecuencia fundamental [33]–[35]. Este procedimiento, denominado método de inyección de corrientes armónicas, es utilizado en [33] y [34] para analizar los efectos de conjuntos agregados de CFLs en los sistemas de distribución de media tensión y en [35] para estudiar el impacto de la sustitución de ILs por CFLs, siendo el principal inconveniente de los trabajos anteriores el no considerar la interacción armónica o dependencia del comportamiento de la lámpara con las tensiones armónicas de las instalaciones eléctricas. En la línea de los trabajos anteriores, [36] considera la lámpara como una “caja negra” y determina las fuentes de corriente proponiendo unas expresiones exponenciales que permiten caracterizar la forma de onda de la corriente absorbida en función del valor eficaz de la tensión fundamental aplicada. El estudio anterior es completado en [37] con un procedimiento para

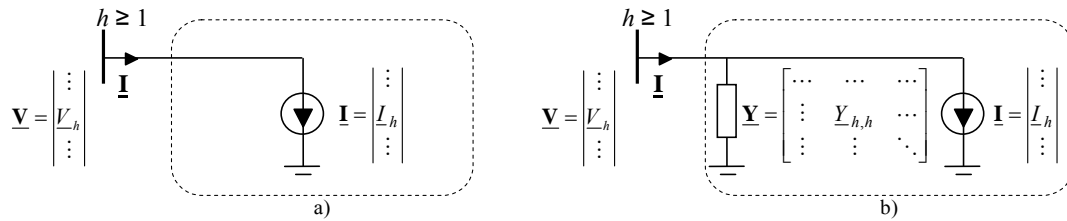


Figura 5. Modelos de las lámparas fluorescentes compactas: a) Fuente de corriente. b) Fuente equivalente Norton.

estimar los parámetros de las funciones exponenciales a partir de medidas experimentales de la corriente consumida por las lámparas y con el desarrollo de las expresiones analíticas de las corrientes armónicas derivadas de las funciones exponenciales propuestas.

La limitación que presentan los estudios anteriores al no considerar la interacción armónica es abordada en [38] y [39], clasificando las CFLs en cuatro categorías según su balasto electrónico (simple, filtro pasivo, valley-fill y filtro activo), asociando dichas categorías a cuatro tipos de espectro armónico característico (pobre, medio, bueno y excelente, respectivamente) y centrando finalmente el estudio en las CFLs con balasto simple y espectro armónico pobre, concordando esto último con [40] y [41] en cuanto al tipo de CFLs predominante en el mercado. En [38] y [39] se caracteriza el comportamiento armónico de este tipo de CFLs a partir de circuitos equivalentes Norton (figura 5(b)) cuyas admitancias permiten introducir la interacción armónica en el modelo. Estas admitancias son determinadas por simulaciones sobre el circuito equivalente de las CFLs de balasto simple de la figura 6 sin considerar la primera etapa de filtrado pasivo. A partir de las simulaciones anteriores, los autores plantean la hipótesis de que las tensiones armónicas solo provocan pequeñas variaciones de la tensión de suministro alrededor de un punto de operación y proponen la linealización de las admitancias del modelo introduciendo el concepto de tensores armónicos para caracterizar el comportamiento de las lámparas. En [42] se propone un nuevo modelo de las CFLs con balasto simple basado en su circuito equivalente (figura 6), sin considerar la impedancia de entrada y representando el conjunto formado por el inversor-oscilador de alta frecuencia y el tubo fluorescente con una resistencia equivalente R_D . Esto permite caracterizar este tipo de lámparas a partir del circuito equivalente típico de los rectificadores monofásicos con filtro capacitivo (figura 7(a)) y aprovechar los múltiples trabajos y estudios que existen sobre este dispositivo [22]–[24], [43]–[47]. En el trabajo desarrollado en [42] se presentan las expresiones analíticas de la corriente consumida por la lámpara en el dominio de la frecuencia y se obtiene la matriz de admitancia armónica que caracteriza su comportamiento. A su vez, se propone también un procedimiento simple para estimar los valores de los parámetros del circuito equivalente de las CFLs de 120 V y 60 Hz. Finalmente, a partir del modelo desarrollado, se analizan las magnitudes relativas de los términos de la matriz de admitancias armónica para proponer un modelo aproximado de las lámparas y se estudia también la interacción armónica y el fenómeno de la atenuación. El modelo desarrollado en [42], aun representando aceptablemente el comportamiento de las CFLs, no considera la impedancia en la entrada de su

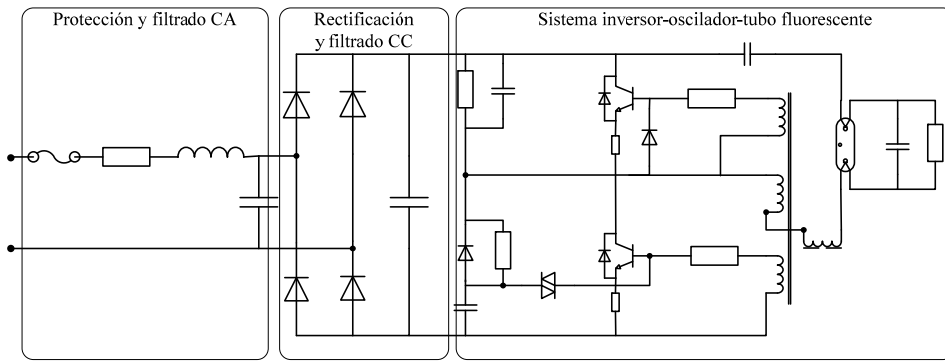


Figura 6. Circuito típico de una lámpara fluorescente compacta. (Adaptada de [38])

circuito equivalente lo que puede llegar a afectar la exactitud de sus resultados (en particular, cuando el ratio entre la reactancia del condensador de filtrado y la resistencia de entrada es inferior a 50). Además, el procedimiento de estimación de los componentes del modelo no es directamente extrapolable a CFLs fabricadas para instalaciones eléctricas distintas de 120 V y 60 Hz.

Todos los estudios anteriores basados en el circuito equivalente de las CFLs de balasto simple van dirigidos (aunque no se indique específicamente) a lámparas de potencias nominales inferiores a 25 W cuya corriente consumida presenta la forma de onda típica mostrada en la figura 7(b), ya que la norma ANSI C82.77-2002 [48], el reglamento CE.244/2009 [49] y los requerimientos del programa ENERGY STAR [50] sólo establecen un factor de potencia mínimo entre 0.5 a 0.55 para dichas lámparas, mientras que las lámparas de potencias nominales superiores a 25 W son generalmente menos contaminantes (*i.e.* sus balastos son de mejor calidad) ya que deben cumplir con los requisitos de emisión para equipos de clase C del estándar IEC 61000-3-2 [51].

Frente a todo lo comentado anteriormente, la presente tesis estudia la modelización de las CFLs de balasto simple con el objetivo de mejorar el modelo propuesto en [42] al considerar la impedancia de entrada del dispositivo. También se desarrolla un procedimiento simple de estimación de los parámetros del modelo y otro más complejo basado en algoritmos de mínimos cuadrados [37],[52], que permite caracterizar cualquier CFL independientemente de sus especificaciones de tensión (120 V, 220 V a 240 V) y frecuencia (50 Hz y 60 Hz). Por último, se proponen modelos aproximados de las CFLs y su ámbito de aplicación en función de la distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion, THD*) de la tensión de alimentación. Estos modelos se justifican a partir de

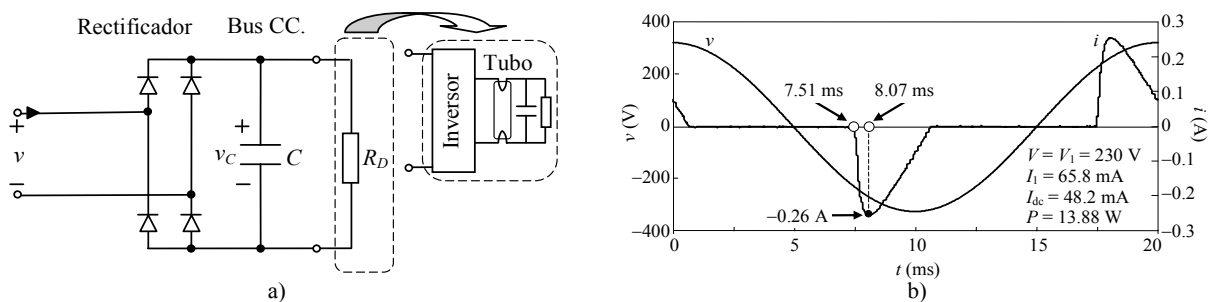


Figura 7. Modelización de la lámpara fluorescente compacta de balasto simple: a) Circuito equivalente de la lámpara b) Medidas de las formas de onda de una lámpara Philips de 14 W.

estudios sensibilidad frente a las tensiones armónicas.

El **tercer y último estudio** abordado en este trabajo doctoral corresponde a la modelización de las SSL-LEDs omnidireccionales diseñadas fundamentalmente para reemplazar las ILs en el sector residencial (base o zócalo tipo Edison, bulbo tipo A). Así, el progresivo incremento de este tipo de lámparas que se espera en el sector residencial justificaría el interés del estudio desarrollado. Una SSL-LEDs es un conjunto integrado que consta de un elemento emisor de luz (LEDs), su controlador y otros componentes ópticos, térmicos, mecánicos y eléctricos. La luz de los LEDs es monocromática por naturaleza y para lograr emitir luz blanca se pueden utilizar diferentes métodos tales como el método de conversión de fósforo, el método de mezcla de colores y el método híbrido. Estas lámparas típicamente tienen flujo luminoso de 800 lm, rendimiento promedio de 64 lm/W, vida útil (de los LEDs) de 35000 h a 50000 h y un IRC de 85 ó superior [5]. Existen en la literatura distintos trabajos que analizan el comportamiento de las SSL-LEDs a fin de caracterizar su emisión de armónicos [53]–[62] y, según lo que el doctorando ha podido averiguar, un único trabajo que estudia su modelización [62].

En los trabajos [53]–[56] se realizan mediciones de las emisiones armónicas en instalaciones donde se han sustituidos las ILs por SSL-LEDs determinando su impacto sobre la red eléctrica. Por otra parte, en [57]–[59] se realizan diversas mediciones de las emisiones armónicas de las SSL-LEDs que permiten distinguir, al igual que en el caso de las CFLs, cuatro tipos de balastos (simple, filtro pasivo, valley-fill y filtro activo) asociados al contenido armónico de las emisiones (pobre, medio, bueno y excelente). La primera categoría corresponde a lámparas que no cumplen con ningún estándar y tienen una THD de la corriente consumida superior al 100%, la segunda y tercera categorías son lámparas que fallan parcialmente con los criterios del estándar IEC 61000-3-2 aunque tienen una distorsión por debajo del 100% y finalmente la última categoría son lámparas que se ajustan a la norma IEC 61000-3-2 [51]. En [54] se señala que usualmente las lámparas SSL-LEDs pertenecen a la categoría de balasto simple presentando una distorsión armónica elevada y un factor de potencia de 0.5 a 0.6 debido a que su potencia nominal es habitualmente inferior a 25 W. La figura 8 muestra algunas

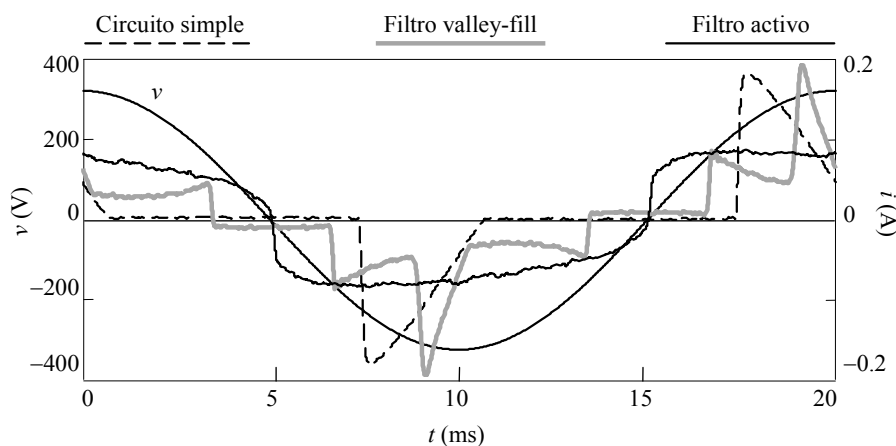


Figura 8. Formas de onda de la corriente medida en el laboratorio para diferentes lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz.

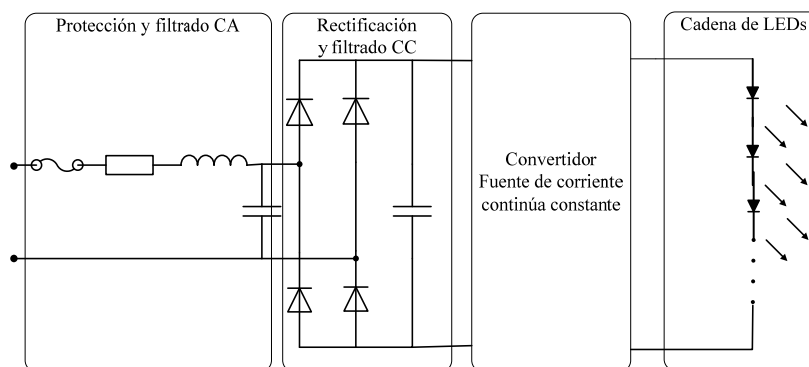


Figura 9. Circuito típico de una lámpara de estado sólido de diodos emisores de luz con balasto electrónico.

formas de ondas de la corriente consumida para estos tipos de balastos, las cuales fueron obtenidas a través de mediciones hechas sobre distintas SSL-LEDs cuyos datos se resumen en la tabla 1. En los trabajos [60]–[62] se evalúa el impacto de conjuntos de SSL-LEDs mediante simulaciones con diversos programas comerciales como DigSilent [60], PSCAD [61] y Matlab [62]. En estas últimas referencias se utilizan modelos de fuentes de corriente obtenidos a partir mediciones de espectros armónicos típicos.

Respecto a la modelización, [62] clasifica las SSL-LEDs atendiendo a su nivel de emisiones armónicas y reduce el número de categorías a tres (pobre, medio y bueno) para proponer a continuación un modelo de las SSL-LEDs análogo al desarrollado en [42] para las CFLs. La modelización propuesta para las SSL-LEDs podría considerarse una primera tentativa para caracterizar las lámparas de espectro armónico pobre (el más frecuente en las instalaciones eléctricas) pero la referencia justifica la validez de dicho modelo para todos los tipos de SSL-LEDs lo que no parece razonable y lleva a poner en duda el trabajo realizado. Posteriormente, realiza un estudio comparativo entre el modelo propuesto y el modelo de fuente de corriente poniendo de manifiesto la limitación del último debido a no considerar la interacción armónica.

Frente a todo lo comentado anteriormente, la presente tesis estudia la modelización de las SSL-LEDs con el objetivo de mejorar el modelo presentado en [62] al proponer un circuito donde el conjunto formado por el convertidor de suministro y la cadena de LEDs que se muestran en la figura 9, son sustituidos por un equivalente que permite caracterizar con mayor grado de exactitud las emisiones armónicas de este dispositivo. También se desarrolla un procedimiento simple de estimación de los parámetros del modelo y otro más complejo basado en algoritmos de mínimos cuadrado que permite caracterizar cualquier SSL-LED de espectro armónico pobre independientemente de las especificaciones de la fuente de suministro.

Tabla 1 Datos de las SSL-LEDs ensayadas en el laboratorio

Marca	Fabricado	P (W)	I (mA)	Φ_V (lm)	$THDi$ (%)	Tipo balasto
Philips	China	9.5	75	600	103	Circuito simple
Roblan	China	12	60	1155	63	Circuito valley-fill
General Electric	China	12	150	810	28	Filtro activo

1.3. OBJETIVOS

Frente a todo lo presentado, el objetivo fundamental del presente trabajo se centra en el desarrollo de modelos para las HIDLs con balastos magnéticos, las CFLs con balasto integrado y las SSL-LEDs omnidireccionales a partir de sus circuitos equivalentes en el dominio de la frecuencia.

En el contexto del desarrollo de los modelos, se han propuesto procedimientos para la estimación de los parámetros de los circuitos equivalentes para las CFLs y las SSL-LEDs y se han abordado otros estudios como la extensión del modelo propuesto de las HIDLs al programa de análisis temporal PSpice y el estudio de modelos aproximados de las CFLs que pueden ser usados en programas de flujos de carga con armónicos (*Harmonic Power Flow*, HPF) y gran penetración de este tipo de cargas.

1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS

El trabajo se ha estructurado de la siguiente forma:

- **Capítulo 2:** Se desarrolla el modelo de las HIDLs con balasto magnético en el dominio de la frecuencia considerando la saturación del balasto magnético y la caracterización armónica de la tensión del arco. Derivado del modelo de las HIDLs con balasto magnético en el dominio de la frecuencia se desarrolla también un modelo en el dominio del tiempo que permite simular el comportamiento de las HIDLs con el programa PSpice.
- **Capítulo 3:** Se desarrolla el modelo de las CFLs con balasto integrado en el dominio de la frecuencia considerando su impedancia de entrada. Se analizan las posibles simplificaciones del modelo propuesto con el objeto de poderlas utilizar en HPF con gran penetración de CFLs. Por último, se presenta un método simple y un método numérico de mínimos cuadrados para la estimación de los parámetros del modelo desarrollado.
- **Capítulo 4:** Se desarrolla el modelo de las SSL-LEDs en el dominio de la frecuencia. Se presenta un método simple y un método numérico de mínimos cuadrados para la estimación de los parámetros del modelo desarrollado.
- **Capítulo 5:** Se describen las aportaciones logradas respecto a la caracterización armónica de las lámparas de alta eficiencia y las futuras líneas de investigación que se derivan de este trabajo de tesis.

Se incluye un **Apéndice** con detalles teóricos usados en el desarrollo de los modelos de las CFLs y SSL-LEDs, así como de los equipos de laboratorio utilizados en las diversas pruebas realizadas.

Para finalizar, se adjunta en forma de **Anexo** una copia de los trabajos publicados en las revistas indexadas en el SCI y que son los fundamentos de la presentación de este trabajo de tesis.

Capítulo 2: Lámparas de Descarga de Alta Intensidad con Balasto Magnético

2. LÁMPARAS DE DESCARGA DE ALTA INTENSIDAD CON BALASTO MAGNÉTICO

En este capítulo se presenta la modelización de las HIDLs en el dominio de la frecuencia, caracterizando la tensión del arco y la saturación del balasto magnético a partir de medidas e incorporando ambas caracterizaciones al nuevo modelo propuesto. Este modelo junto con la discusión de sus resultados están publicados en [63], [64]. Por otra parte, también se ha caracterizado el nuevo modelo en el dominio temporal con el objeto de poder utilizar el programa PSpice como herramienta de simulación. El desarrollo y discusión de esta aportación junto con sus resultados están publicados en [65].

2.1. INTRODUCCIÓN

La figura 10(a) ilustra la estructura típica de una HIDL formada por el balasto y el bulbo de la lámpara. Su circuito equivalente incluye la resistencia R_b y la inductancia no lineal del balasto L_b junto con una fuente v_A que representa la tensión en los terminales del bulbo de la lámpara (figura 10(b)). Tal como ya se ha comentado, en la literatura la inductancia del balasto es considerada lineal (*i.e.* $L_b(i) = L_b$) y la tensión del arco es representada como una fuente de onda cuadrada v^{sq}_A en la figura 10(c)) [22]–[27]. Sin embargo, estas suposiciones pueden no representar correctamente el comportamiento de la lámpara, tal como se constata al observar que su corriente consumida puede estar por encima del codo de saturación del balasto (ver la curva de saturación del balasto magnético, $\psi_b = L_b(i) \cdot i$, en la figura 10(d) y la corriente i en la figura 10(e)) y al contrastar la tensión real del arco y la onda cuadrada que pretende caracterizarla (figura 10(c)). Estas medidas fueron obtenidas en el laboratorio para una tensión de suministro $v(\theta)$ como la que se muestra en la figura 10(e), que presenta una forma de onda típica en las redes de baja tensión (cresta plana) con una THD del 5.62% (*i.e.* $THD_v = 5.62\%$) [57].

Para el desarrollo del modelo de las HIDLs a partir del circuito equivalente de la figura 10(b), se consideran las siguientes hipótesis:

- Tensión de suministro con distorsión armónica

$$v(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} V_k \cos(k \cdot \theta + \phi_{V_k}) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \text{Re} \{ V_k \underline{\phi_{V_k}} \cdot e^{jk \cdot \theta} \} = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \text{Re} \{ \underline{V_k} \cdot e^{jk \cdot \theta} \}, \quad (2.1)$$

donde $\theta = \omega \cdot t = 2\pi \cdot f \cdot t$ y f es la frecuencia fundamental de la red de suministro.

- Inductancia del balasto no lineal incluyendo su resistencia asociada

$$v_b(\theta) = R_b \cdot i(\theta) + \omega_1 \frac{d(\psi_b(\theta))}{d\theta} = R_b \cdot i(\theta) + \omega_1 \frac{d(L_b(i) \cdot i(\theta))}{d\theta}. \quad (2.2)$$

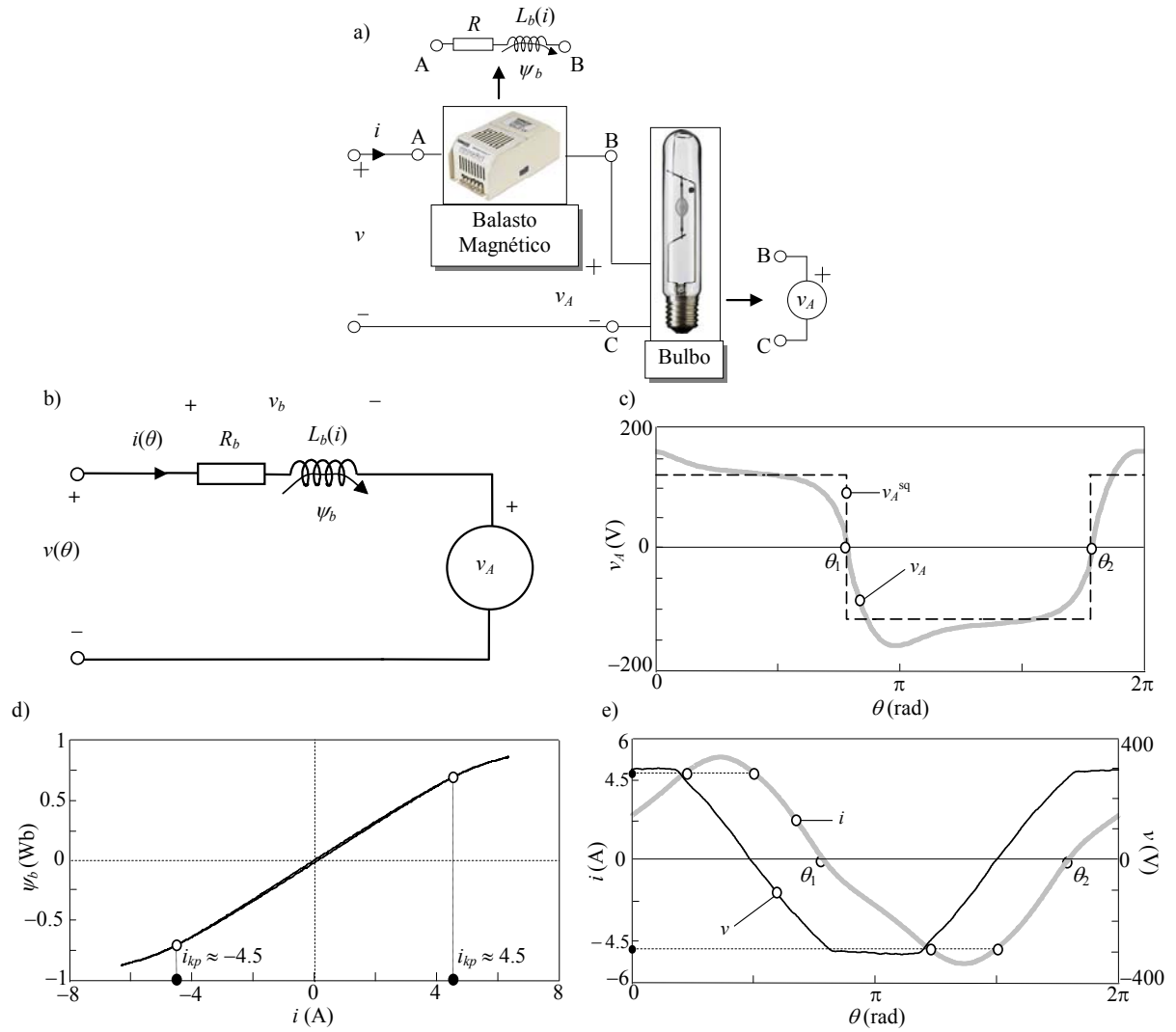


Figura 10. Modelización de las lámparas de descarga de alta intensidad con balasto magnético: a) Montaje de la lámpara. b) Circuito equivalente. c) Forma de onda de la tensión de arco. d) Curva de saturación del balasto. e) Forma de onda de la tensión y la corriente de alterna.

- Tensión del arco representada a través de su desarrollo de Fourier

$$v_A(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} V_{Ak} \cos(k \cdot \theta + \phi_{VAk}) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \text{Re} \left\{ V_{Ak} \angle \phi_{VAk} \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\} = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \text{Re} \left\{ V_{-Ak} \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\}. \quad (2.3)$$

Así, la corriente $i(\theta)$ se obtiene de la solución de la ecuación diferencial que caracteriza el funcionamiento de las HIDLs bajo las hipótesis ya planteadas:

$$R_b \cdot i(\theta) + \omega_1 \frac{d(L_b(i) \cdot i(\theta))}{d\theta} + v_A(\theta) = v(\theta) \quad (0 \leq \theta \leq \pi), \quad (2.4)$$

y considerando simetría de semionda, $i(\theta) = -i(\theta + \pi)$.

2.2. MODELO DE LA LÁMPARA CON TENSIÓN DE ARCO PATRÓN

El desarrollo de este modelo fue publicado en [63] considerando como hipótesis de trabajo la tensión de alimentación distorsionada (2.1) y la tensión del arco expresada a partir de su desarrollo de

Fourier (2.3). Por el contrario, se asume que el balasto magnético no se satura, lo cual implica que la relación entre el flujo magnético en el núcleo y la corriente consumida por la lámpara es lineal (*i.e.* $\psi_b = L_b \cdot i$) y por lo tanto la inductancia L_b es constante. Al tomar en cuenta estos supuestos la ecuación (2.4) queda,

$$R_b \cdot i(\theta) + X_b \cdot \frac{d(i(\theta))}{d\theta} + v_A(\theta) = v(\theta) \quad (0 \leq \theta \leq \pi), \quad (2.5)$$

donde $X_b = \omega \cdot L_b$ e $i(\theta) = -i(\theta + \pi)$.

2.2.1. Modelo de la tensión del arco

El desarrollo del modelo de la lámpara supone la caracterización previa de la tensión del arco. Esta caracterización fue llevada a cabo a través de medidas realizadas en el laboratorio sobre dos HIDLs para uso de alumbrado urbano (lámparas MH y HPS de 400 W especificadas en el apéndice de [63]). Las mediciones mostraron un comportamiento estable de la forma de onda de la tensión del arco ante variaciones del valor eficaz y la distorsión armónica de la tensión de suministro. Este fenómeno permitió fijar una forma de onda patrón para la tensión del arco de cada lámpara $v_{A,DL}^p$, cuando ésta es alimentada a tensión nominal, caracterizándose dicha tensión de arco a partir de los términos de su desarrollo de Fourier (2.3). La figura 11 muestra la tensión de arco patrón para las lámparas estudiadas donde se referencia el cruce por cero de las ondas en π para simplificar su tratamiento posterior al incluirlas en el modelo de la lámpara. A pesar del comportamiento estable de la tensión del arco, se observaron ligeras variaciones de su amplitud (no de su forma) respecto a cambios del valor eficaz de la tensión de suministro V . Estas variaciones se caracterizaron para cada tipo de lámpara a través de la relación lineal $\kappa_{DL}^p = \kappa_1 \cdot V + \kappa_2$. Así, la fuente armónica de la tensión del arco especificada en el supuesto (2.3) ahora planteada bajo los términos del concepto de tensión de arco patrón, queda expresada de la siguiente forma:

$$v_A(\theta) = \kappa_{DL}^p(V) \cdot v_{A,DL}^p(\theta) = \kappa_{DL}^p(V) \cdot \sqrt{2} \cdot \sum_{k \geq 1} V_{Ak,DL}^p \cos(k \cdot \theta + \phi_{VAk,DL}^p), \quad (2.6)$$

siendo $V_{Ak,DL}^p$ y $\phi_{VAk,DL}^p$, la amplitud y el ángulo de fase de los k -ésimo armónicos de la tensión de arco patrón para la lámpara DL , respectivamente. Estas amplitudes y ángulos de fase se presentan en la tabla 2 en [63].

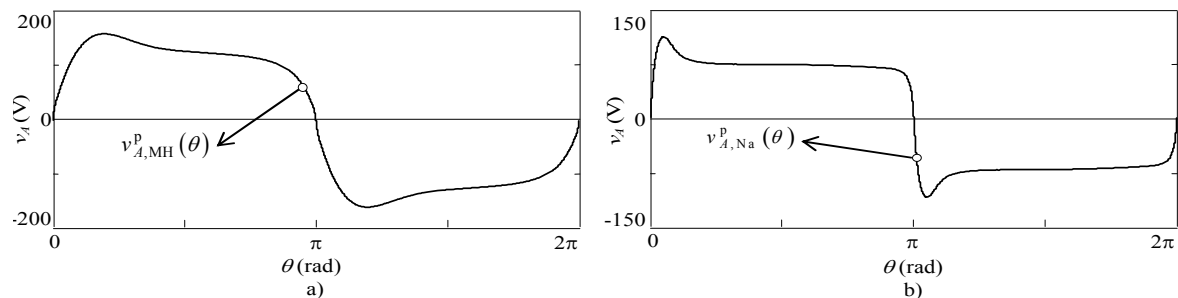


Figura 11. Tensiones del arco patrón: a) Lámpara de alta intensidad de descarga de halogenuros metálicos de 400 W. b) Lámpara de alta intensidad de descarga de sodio de alta presión de 400 W.

2.2.2. Modelo de la lámpara con tensión de arco patrón.

Usando el circuito de la figura 10(b) y los supuestos previos, la corriente de las HIDLs en el dominio de la frecuencia se obtiene al solucionar la expresión (2.5) bajo las condiciones de periodicidad y cambio $i(\theta_1) = i(\theta_1 + 2\pi)$ e $i(\theta_1) = 0$ respectivamente:

$$i(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_k}{Z_k} e^{j(\phi_{V_k} - \phi_{Z_k})} \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\} - \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_{Ak}}{Z_k} e^{j(\phi_{V_{Ak}} - \phi_{Z_k})} \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\}, \quad (2.7)$$

donde,

$$V_{Ak} = \kappa_{DL}^p(V) \cdot V_{Ak,DL}^p \quad \phi_{V_{Ak}} = \phi_{V_{Ak,DL}}^p + k(\pi - \theta_1) \quad Z_k = Z_k \left| \phi_{Z_k} = R_b + jk \cdot X_b \quad (k \geq 1), \quad (2.8)$$

y V es el valor eficaz (rms) de la tensión de suministro (2.1).

Para la caracterización completa de la corriente $i(\theta)$ (2.7) es necesario determinar el ángulo de cambio θ_1 , el cual se obtiene a partir de la ecuación no lineal que se deriva de la condición de cambio $i(\theta_1) = 0$:

$$\sum_{k \geq 1} \frac{V_k}{Z_k} \cos(k \cdot \theta_1 + \phi_{V_k} - \phi_{Z_k}) + \kappa^p(V) \sum_{h \geq 1} \frac{V_{Ah}^p}{Z_h} \cos(\phi_{V_{Ah}}^p - \phi_{Z_h}) = 0. \quad (2.9)$$

La inicialización de esta ecuación no lineal se logra a partir del modelo aproximado de la tensión de arco cuadrado y considerando que la tensión de suministro es sinusoidal [26], [27].

El desarrollo de Fourier de la corriente (2.7) permite obtener la componente fundamental y sus componentes armónicas de la corriente en los siguientes términos:

$$\underline{I}_h = I_h \left| \phi_{Ih} = \sum_{\substack{k \geq 1, \\ k=h}}^K \underline{Y}_{h,k} \cdot \underline{V}_k - \sum_{\substack{k \geq 1, \\ k=h}}^K \underline{Y}_{h,k} \cdot \underline{V}_{Ak} = \sum_{\substack{k \geq 1, \\ k=h}}^K \underline{Y}_{h,k} \cdot \underline{V}_{Dk}, \quad \underline{V}_{Dk} = \underline{V}_k - \underline{V}_{Ak} \quad (2.10)$$

es decir,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \vdots \\ \underline{I}_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \underline{Y}_{3,3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \underline{Y}_{K,K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{D1} \\ \underline{V}_{D3} \\ \vdots \\ \underline{V}_{DK} \end{bmatrix} \Rightarrow \underline{\mathbf{I}} = \underline{\mathbf{Y}} \times \underline{\mathbf{V}}_D, \quad (2.11)$$

siendo los fasores armónicos \underline{V}_k y \underline{V}_{Ak} , las tensiones definidas en (2.1) y (2.3) respectivamente y la admitancia $\underline{Y}_{h,k} = 1/\underline{Z}_k = 1/(R_b + jk \cdot \omega \cdot L_b)$.

Los resultados obtenidos con este modelo son contrastados con mediciones sobre las dos lámparas de prueba (lámparas MH y HPS de 400 W), para distintos niveles tensión y diferentes grados de distorsión armónica en [63].

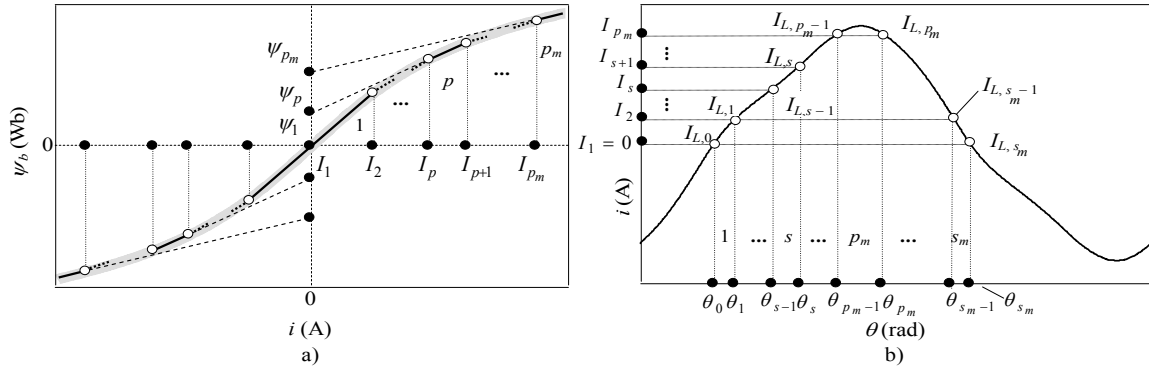


Figura 12. Caracterización a tramos de la curva de saturación del balasto magnético: a) Tramos lineales de la curva. b) Estudio de la forma de onda de la corriente.

2.3. MODELO DE LA LÁMPARA CON TENSIÓN DE ARCO PATRÓN Y BALASTO SATURADO

El desarrollo de este modelo está publicado en [64] utilizándose las tres hipótesis establecidas en (2.1), (2.2) y (2.3). La curva de saturación, tal como se presentará en la siguiente subsección, se caracteriza mediante su linealización por tramos y la tensión del arco se modeliza a partir de la tensión de arco patrón desarrollado en [63] y presentado en la subsección 2.2.1.

2.3.1. Modelo del balasto magnético saturado.

La caracterización analítica de la curva de saturación del balasto $\psi_b = L_b(i) \cdot i$, es complicada al igual que su utilización para modelizar las HIDLs en el dominio de la frecuencia. Para evitar este problema, la curva de saturación se aproxima por medio de una función lineal a tramos. Para ello, la curva de saturación de la figura 12(a) se divide en p tramos y cada uno de estos tramos es caracterizado por una relación lineal, es decir,

$$\psi_{b,p} = \psi_p + L_p \cdot i \quad (p=1, 2 \dots p_m), \quad (2.12)$$

donde,

$$\psi_p, L_p = \begin{cases} \psi_1, L_1 & \text{tramo \# 1: } I_1 = 0 < |i| \leq I_2 \\ \vdots & \text{tramo \# } p: I_p < |i| \leq I_{p+1} \\ \psi_{p_m}, L_{p_m} & \text{tramo \# } p_m: I_{p_m} < |i| \end{cases}, \quad (2.13)$$

y p_m es el máximo número de tramos en el cual se divide la curva de saturación.

2.3.2. Modelo de la lámpara con tensión de arco patrón y balasto saturado

La corriente de las HIDLs es dividida en $s_m = 2 \cdot p_m - 1$ tramos en medio ciclo de su onda (figura 12(b)), quedando definidos los ángulos de cambio ($\theta_0, \dots, \theta_{s_m}$) en función de los tramos según:

$$i(\theta) = \sum_{s=1}^{s_m} i_s(\theta) \Rightarrow \begin{cases} I_{L,s-1} = I_s \leq i_s(\theta) < I_{L,s} = I_{s+1} & (s=1, \dots, p_m-1) \\ I_{L,s-1} = I_{L,s} = I_s \leq i_s(\theta) & (s=p_m) \\ I_{L,s-1} = I_{2p_m-s+1} \geq i_s(\theta) > I_{L,s} = I_{2p_m-s} & (s=p_m+1, \dots, s_m) \end{cases}, \quad (2.14)$$

donde $I_{L,s}$ ($s=1, \dots, s_m$) son los límites de los tramos de la corriente de la lámpara (figura 12(b)) y I_s ($s=1, \dots, p_m$) son los límites de corriente de los tramos de la curva de saturación (figura 12(a)).

Teniendo en cuenta las hipótesis establecidas en (2.1) - (2.3), la corriente de cada tramo de la figura 12(b) se obtiene de la solución de la ecuación (2.5) usando las inductancias de cada tramo (2.12). Estas inductancias están definidas en cada tramo por:

$$L_{bs} = \begin{cases} L_s & (s=1, \dots, p_m) \\ L_{2p_m-s} & (s=p_m+1, \dots, s_m) \end{cases}. \quad (2.15)$$

Finalmente, la corriente de la lámpara $i(\theta)$ queda definida por la suma de cada una de las corrientes de tramo $i_s(\theta)$,

$$i(\theta) = \sum_{s=1}^{s_m} i_s(\theta) = \sum_{s=1}^{s_m} (i_s^{(I)}(\theta) + i_s^{(II)}(\theta)) \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.16)$$

$$i_s^{(I)}(\theta) = K_s \cdot e^{-\theta/\tau_s} \quad i_s^{(II)}(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_k - V_{Ak}}{Z_{sk}} \cdot e^{jk\theta} \right\} \quad (s=1, \dots, s_m),$$

donde,

$$\tau_s = \frac{L_{bs} \cdot \omega_1}{R_b} \quad \underline{Z}_{sk} = R_b + jk \cdot \omega_1 \cdot L_{bs} \quad \underline{V}_{Ak} = \kappa_{DL}^p \cdot \underline{V}_{Ak,DL}^p \cdot e^{-jk\theta_0} \quad (s=1, \dots, s_m). \quad (2.17)$$

Los ángulos de cambio ($\theta_0, \dots, \theta_{s_m-1}$) se obtienen de la solución del sistema no lineal de las funciones de error que son producto de la aplicación de las condiciones de cambio $i_s(\theta_s) = I_{L,s}$ ($s=1, \dots, s_m$) de cada tramo:

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) = (f_1(\mathbf{x}), \dots, f_{s_m}(\mathbf{x})) = 0, \quad \mathbf{x} = (\theta_0, \dots, \theta_{s_m-1}) \Rightarrow \quad (2.18)$$

$$f_s(\mathbf{x}) = i_s(\theta_s) = K_s \cdot e^{-\theta_s/\tau_s} + \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_k - V_{Ak}}{Z_{sk}} \cdot e^{jk\theta_s} \right\} - I_{L,s} = 0 \quad (s=1, \dots, s_m),$$

y considerando que el ángulo de cambio es $\theta_{sm} = \theta_0 + \pi$, debido a la condición de simetría de semionda de la corriente. Para la resolución del sistema no lineal (2.18) se deben conocer las constantes K_s , las cuales se derivan de la aplicación de las condiciones de continuidad $i_s(\theta_s) = i_{s+1}(\theta_s) = I_{L,s}$ ($s=1, \dots, s_m$),

$$K_s = \left(I_{L,s-1} - \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{V_k - V_{Ak}}{Z_{sk}} \cdot e^{jk\theta_{s-1}} \right\} \right) \cdot e^{\theta_{s-1}/\tau_s} \quad (s=1, \dots, s_m). \quad (2.19)$$

En [64] se presenta el procedimiento de inicialización de este sistema no lineal.

El desarrollo de Fourier de la corriente (2.16) permite obtener la componente fundamental y las componentes armónicas de la corriente en los siguientes términos:

$$\underline{I}_h = I_h \underline{\phi}_{lh} = \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^+ \cdot \underline{V}_{Dk} + \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^- \cdot \underline{V}_{DK}^* + \underline{I}_h^{(1)}, \quad \underline{V}_{Dk} = \underline{V}_k - \underline{V}_{Ak}, \quad (2.20)$$

es decir,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \vdots \\ \underline{I}_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^+ & \underline{Y}_{1,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^+ \\ \underline{Y}_{3,1}^+ & \underline{Y}_{3,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^+ \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^+ & \underline{Y}_{H,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{D1} \\ \underline{V}_{D3} \\ \vdots \\ \underline{V}_{DK} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^- & \underline{Y}_{1,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^- \\ \underline{Y}_{3,1}^- & \underline{Y}_{3,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^- \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^- & \underline{Y}_{H,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{D1}^* \\ \underline{V}_{D3}^* \\ \vdots \\ \underline{V}_{DK}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{I}_1^{(1)} \\ \underline{I}_3^{(1)} \\ \vdots \\ \underline{I}_H^{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\Rightarrow \underline{\mathbf{I}} = \underline{\mathbf{Y}}^+ \underline{\mathbf{V}}_D + \underline{\mathbf{Y}}^- \underline{\mathbf{V}}_D^* + \underline{\mathbf{I}}^{(1)},$$

donde,

$$\underline{Y}_{h,k}^- = \frac{1}{\pi} \left(\frac{j}{k_p} \sum_{s=1}^{s_m} \frac{e^{-jk_p \theta_s} - e^{-jk_p \theta_{s-1}}}{\underline{Z}_{sk}^*} \right)$$

$$\underline{Y}_{h,k}^+ = \frac{1}{\pi} \left(\frac{j}{k_n} \sum_{s=1}^{s_m} \frac{e^{jk_n \theta_{s-1}} - e^{jk_n \theta_s}}{\underline{Z}_{sk}} \right) \quad (h \neq k), \quad \underline{Y}_{h,h}^+ = \frac{1}{\pi} \left(\sum_{s=1}^{s_m} \frac{\theta_s - \theta_{s-1}}{\underline{Z}_{sh}} \right) \quad (2.22)$$

$$\underline{I}_h^{(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_{s=1}^{s_m} \frac{K_s \beta_s (jh \beta_s - 1)}{1 + h^2 \beta_s^2} (e^{-\theta_s} - e^{-\theta_{s-1}}) \frac{j(h \beta_s - 1) \omega_l}{\beta_s},$$

$$\text{y } \beta_s = \omega \tau_s, \underline{V}_{Dk} = \underline{V}_k - \underline{V}_{Ak}, k_p = k + h, k_n = k - h.$$

Los resultados obtenidos con este modelo son contrastados con mediciones realizadas sobre las dos lámparas de prueba (lámparas MH y HPS de 400 W), para distintos niveles tensión y diferentes grados de distorsión armónica en [63].

2.4. MODELO DE LA LÁMPARA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Para estudiar la saturación del balasto con mayor grado de exactitud y determinar la corriente absorbida por la lámpara, se plantea el desarrollo de un modelo de las HIDLs en el dominio del tiempo bajo el entorno de simulación PSpice. El interés de este modelo es obtener el estado de régimen permanente de la corriente consumida por la lámpara, para luego conocer su emisión de armónicos a partir de una transformada rápida de Fourier (FFT).

El desarrollo de este modelo está publicado en [65] utilizándose las tres hipótesis establecidas en (2.1), (2.2) y (2.3). La curva de saturación del balasto magnético, $\psi_b = L_b(i) \cdot i$, se caracteriza mediante una función que relaciona el potencial magnético y el flujo en el núcleo del balasto y la

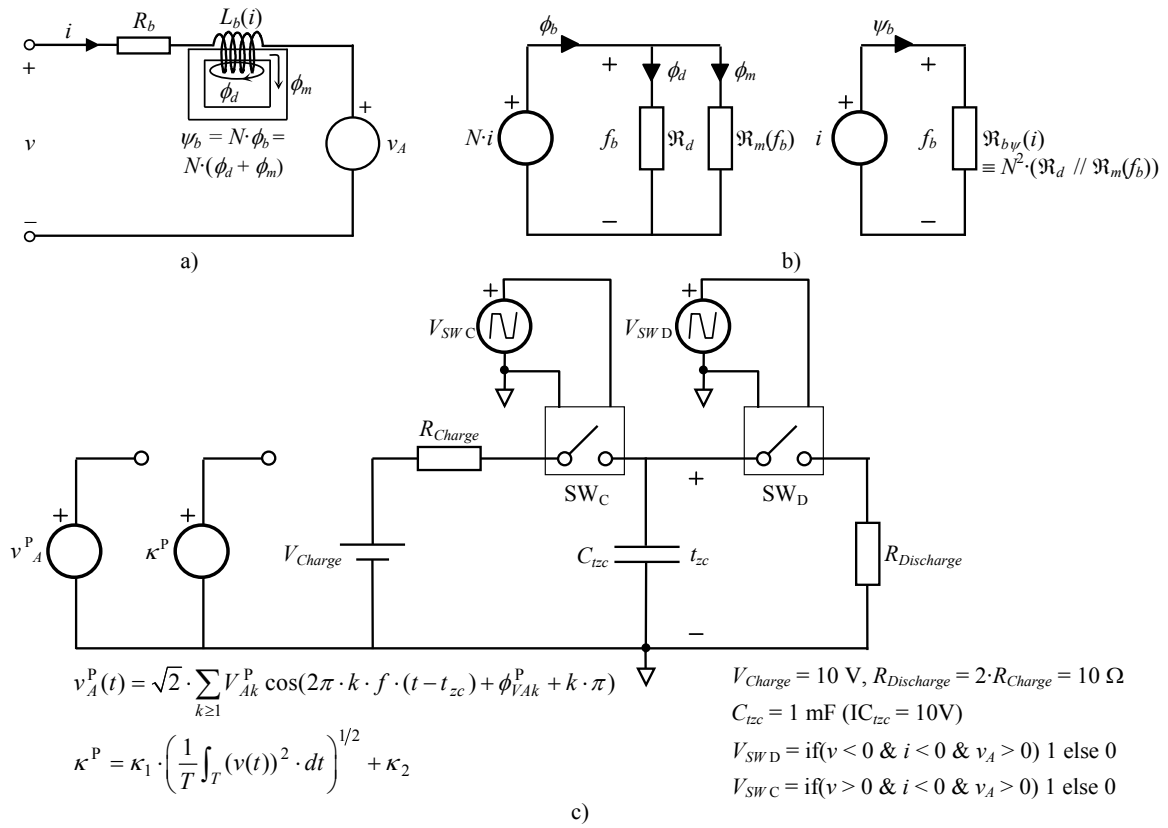


Figura 13. Circuitos equivalentes de la modelación de las lámparas de alta intensidad de descarga en PSpice: a) Circuito eléctrico. b) Circuito magnético del balasto. c) Circuito de la tensión del arco.

tensión del arco se representa a partir de la tensión de arco patrón desarrollado en [63] y presentado en la subsección 2.2.1. Aunque el modelo estudia el comportamiento de las HIDLs en régimen permanente, existe una dinámica en el posicionamiento de la tensión del arco para alcanzar la coincidencia con el cruce por cero de la corriente de la lámpara.

2.4.1. Modelo eléctrico de la lámpara

La corriente de las HIDLs está caracterizada en PSpice por las relaciones derivadas del circuito de la figura 13(a) considerando las relaciones magnéticas de la figura 13(b), (2.2) y (2.4) respectivamente,

2.4.2. Modelo del balasto magnético saturado

El circuito equivalente de la figura 13(b) representa el circuito magnético del balasto, caracterizado por las siguientes relaciones:

$$N \cdot i(t) = f_b(t) = \mathfrak{R}_b(f_b) \cdot (\phi_d(t) + \phi_m(t)) = \mathfrak{R}_b(f_b) \cdot \phi_b(t) = \mathfrak{R}_b(f_b) \cdot \frac{\psi_b(t)}{N} \quad (2.23)$$

$$\mathfrak{R}_b(f_b)^{-1} = \mathfrak{R}_d^{-1} + \mathfrak{R}_m(f_b)^{-1},$$

donde N es el número de espiras del devanado del balasto y,

- $N \cdot i(t)$ y $f_b(t)$ corresponden a la fuerza magnetomotriz y el potencial magnético en el núcleo del balasto.
- $\phi_d(t)$ y $\phi_m(t)$ representan el flujo de dispersión y el flujo en el núcleo.
- \mathfrak{R}_d y $\mathfrak{R}_m(f_b)$ son la reluctancia constante del camino de aire (dispersión) y la reluctancia no lineal del núcleo del balasto.

La no linealidad del núcleo magnético del balasto se caracteriza utilizando una expresión analítica que relaciona el potencial magnético $f_b(t)$ y el flujo $\phi_m(t)$ (i.e. $f_b(t) = \mathfrak{R}_m(f_b) \cdot \phi_m(t)$, [66], [67]).

$$\mathfrak{R}_m(f_b)^{-1} = K_1 \cdot \left(1 + \left(\frac{|f_b|}{f_0} \right)^p \right)^{-1/p} + K_2, \quad (2.24)$$

donde K_1 , K_2 , p y f_0 son parámetros que permiten el ajuste de la expresión analítica a la curva de saturación ($\phi_m - f_b$) y se pueden estimar a partir de la misma. Las constantes K_1 y K_2 representan las pendientes de la región lineal y de saturación de la curva de magnetización, la constante p define la forma del codo de saturación de la curva y f_0 es el potencial magnético del punto del codo de saturación (ver figura 2 en [65]).

La modelización de la no linealidad del balasto a partir de su circuito magnético (figura 13(b)) se obtiene a partir de (2.23) y (2.24) como sigue:

$$\begin{aligned} \psi_b(t) &= N^2 \cdot \mathfrak{R}_b(f_b)^{-1} \cdot i(t) = \mathfrak{R}_{b\psi}(i)^{-1} \cdot i(t) \\ \mathfrak{R}_{b\psi}(i)^{-1} &= N^2 \cdot (\mathfrak{R}_d^{-1} + \mathfrak{R}_m(f_b)^{-1}) = N^2 K_1 \cdot \left(1 + \left(\frac{|N \cdot i|}{N \cdot i_0} \right)^p \right)^{-1/p} + N^2 \cdot (K_2 + \mathfrak{R}_d^{-1}) \\ \mathfrak{R}_{b\psi}(i)^{-1} &= L_1 \cdot \left(1 + \left(\frac{|i|}{i_0} \right)^p \right)^{-1/p} + L_2, \end{aligned} \quad (2.25)$$

Los parámetros L_1 , L_2 , p y i_0 son estimados por el ajuste de la función $\mathfrak{R}_{b\psi}(i)$ y la medición experimental de la curva de saturación. Para la obtención de estos parámetros se utiliza un algoritmo de mínimos cuadrados para la solución de sistemas no lineales, el cual se formula de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{y}} (S(\mathbf{y})) &= \min_{\mathbf{y}} (r(\mathbf{y})^T r(\mathbf{y})) \\ \text{sujeto a} & \\ \mathbf{lb} \leq \mathbf{y} \leq \mathbf{ub}, & \end{aligned} \quad (2.26)$$

donde $\mathbf{y} = (L_1, L_2, p \text{ e } i_0)$, \mathbf{lb} y \mathbf{ub} son vectores que contienen los parámetros y sus restricciones, $r(\mathbf{y})$ es el vector de residuos correspondiente a las diferencias entre las medidas y las simulaciones de la curva

de magnetización (*i.e.* la medición y la simulación de las funciones $\Re_{b_{\nu},m}(i)$ y $\Re_{b_{\nu}}(i)$) para cada valor de la corriente medida $i_m(t)$,

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} \dots \\ \Re_{b_{\nu},m}(i_m) - \Re_{b_{\nu}}(i_m) \\ \dots \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

En [65] se muestran los resultados del ajuste a partir de mediciones sobre las dos lámparas de prueba (lámparas MH y HPS de 400 W), así como la interpretación de estos parámetros y el establecimiento de los valores iniciales del algoritmo de mínimos cuadrados.

2.4.3. Modelo de la tensión del arco

La figura 13(c) muestra el circuito equivalente para representar la tensión de arco patrón desarrollado en [63] y en consecuencia permite conocer el valor de la fuente de tensión del arco del circuito de la figura 13(a), (2.4). Teniendo en cuenta que el cruce por cero de la tensión de arco patrón esta desplazado a $T/2$ con $T = 1/f$ (figura 11), el tensión del arco $v_A(t)$ puede expresarse en función del tiempo como sigue:

$$v_A(t) = \kappa^P \cdot v_A^P(t + T/2 - t_{zc}) = \kappa^P \cdot \sqrt{2} \cdot \sum_{k \geq 1} V_{Ak}^P \cos(2\pi \cdot k \cdot f \cdot (t - t_{zc}) + \phi_{VAk}^P + k \cdot \pi) \quad (2.28)$$

$$\kappa^P = \kappa_1 \cdot V + \kappa_2,$$

donde t_{zc} es el tiempo de cruce por cero de la corriente $i(t)$ y por tanto de la tensión del arco $v_A(t)$ al final de la simulación (*i.e.* equivale a θ_1 en las figuras 10(c) y 10(e)) y V es el valor rms de la tensión de suministro $v(t)$. El circuito de la figura 13(c) permite obtener la igualdad de los cruces por cero de la corriente $i(t)$ y la tensión del arco $v_A(t)$ cuando la simulación alcanza su estado permanente. El tiempo t_{zc} es equivalente al valor de la tensión sobre el condensador C_{tzc} , el cual esta inicializado en 10 V, ya que el cruce por cero de la tensión de arco patrón está localizado inicialmente en $T/2 = 10$ ms. Este tiempo t_{zc} (*i.e.* el valor de la tensión en C_{tzc}) aumenta o disminuye en función de sí el cruce por cero de la corriente $i(t)$ es anterior o posterior al cruce por cero de la tensión del arco $v_A(t)$ durante la simulación.

De acuerdo con los resultados obtenidos (ver figura 3 en [65]), el régimen permanente se alcanza para tiempos de simulación entre 250 ms a 300 ms en todos los casos estudiados. Posteriormente, se aplica la FFT para obtener el espectro armónico de la corriente.

Los resultados obtenidos con este modelo son contrastados con mediciones sobre las dos lámparas de prueba (lámparas MH y HPS de 400 W), para distintos niveles tensión y diferentes grados de distorsión armónica en [65].

Capítulo 3: Lámparas Fluorescentes Compactas con Balasto Integrado

3. LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON BALASTO INTEGRADO

En este capítulo se presenta un modelo de las CFLs basado en su circuito equivalente en el dominio de la frecuencia cuyo desarrollo está publicado en [68]. Derivados del modelo anterior se presentan también modelos simplificados de las CFLs, [69], que permiten reducir el esfuerzo de cálculo en estudios de HPF con gran presencia de CFLs. Así mismo, se desarrollan dos procedimientos para la estimación de los parámetros de los modelos: El primero utiliza un método simple (publicado en [68]) que proporciona resultados aceptables, mientras que el segundo usa un algoritmo de mínimos cuadrados no lineal que es más complejo pero mejora la exactitud de los resultados obtenidos con el primer método y que está publicado en [70].

3.1. INTRODUCCIÓN

La figura 14(a) muestra el circuito equivalente de las CFLs con balasto electrónico simple integrado. Este circuito equivalente es similar al modelo presentado en [42] pero incluye la resistencia equivalente R en el lado de alterna para representar a la resistencia de entrada del rectificador R_{in} más la contribución de la resistencia serie equivalente (*Equivalent Series Resistance, ESR*) del condensador electrolítico. La *ESR* es debida a la pérdida óhmica del condensador caracterizada por el factor de disipación ($DF = ESR/X_C$), que usualmente es menor al 20% en baja frecuencia para condensadores de tensiones nominales superiores a 63 V [71]. Las contribuciones de la resistencia de los diodos del rectificador ($R_{Diodo} \approx 0.6 \Omega$) y la resistencia paralelo del condensador electrolítico ($R_p \sim M\Omega$) se pueden despreciar. No considerar la resistencia equivalente R puede afectar la caracterización armónica del comportamiento de las CFLs ya que lleva a reproducir el pulso de su corriente consumida con pendientes infinitas en su flanco de subida, en particular en los casos donde el ratio de X_C/R es menor a 50 [68]. Para evaluar la importancia del parámetro R en el modelo de las CFLs se analiza el caso de una CFL *Philips 14 W Ecotone Economy*, cuyo balasto electrónico (ver figura 5 de [68]) tiene una resistencia de entrada $R_{in} = 10 \Omega$ y un condensador electrolítico en el lado de continua de $3.3 \mu F$. Si se asume un factor de disipación del 10% entonces se tiene aproximadamente una *ESR*

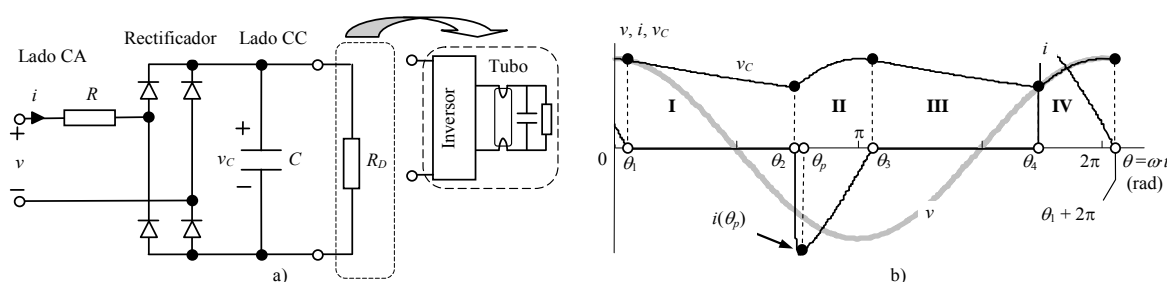


Figura 14. Modelización de las lámparas compactas fluorescentes con balasto integrado: a) Circuito equivalente. b) Formas de onda de la tensión suministrada, la corriente consumida y la tensión de continua.

de 40Ω (a 120 Hz) y por lo tanto $R \approx 50 \Omega$.

3.2. MODELO DE LA LÁMPARA

Para el desarrollo del modelo de las CFLs se establece como hipótesis de trabajo que la tensión de suministro $v(\theta)$ en sus terminales puede estar distorsionada,

$$v(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K V_k \cos(k \cdot \theta + \phi_{V_k}) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left\{ \underline{V}_k \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\} = \sqrt{2} V_1 \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left\{ \underline{m}_k \cdot e^{jk \cdot \theta} \right\}, \quad (3.1)$$

donde $\underline{V}_k = V_k \angle \phi_{V_k}$ y $\underline{m}_k = \underline{V}_k / V_1$ son el fasor y la distorsión de la tensión armónica k -ésima de la fuente de suministro ($k = 1, 3, 5 \dots K$).

De acuerdo con la figura 14(b) se observa que las CFLs operan de forma discontinua en dos modos de conducción:

- Segmentos **I** y **III**, es el modo de descarga cuando los diodos están bloqueados y el condensador se descarga sobre la carga inversor-tubo (*i.e.* R_D).
- Segmentos **II** y **IV**, es el modo de carga cuando la corriente $i(\theta)$ circula a través del rectificador cargando el condensador y alimentado a la carga inversor-tubo.

Estos dos modos de operación definen a los ángulos de conmutación (θ_1 a θ_4). Considerando simetría de semionda, se tiene que $\theta_3 = \theta_1 + \pi$ y $\theta_4 = \theta_2 + \pi$, y por tanto es suficiente estudiar el funcionamiento del circuito equivalente en los segmentos **I** y **II** para caracterizar las CFLs. Las ecuaciones que caracterizan las formas de ondas en estos segmentos son,

$$\text{I): } \begin{cases} i^{(\text{I})}(\theta) = 0 \\ \frac{1}{X_C} \frac{dv_C^{(\text{I})}(\theta)}{d\theta} + \frac{v_C^{(\text{I})}(\theta)}{R_D} = 0 \end{cases} \quad \text{II): } \begin{cases} R \cdot i^{(\text{II})}(\theta) - v_C^{(\text{II})}(\theta) = v(\theta) \\ \frac{1}{X_C} \frac{dv_C^{(\text{II})}(\theta)}{d\theta} + \frac{v_C^{(\text{II})}(\theta)}{R_D} = -i^{(\text{II})}(\theta) \end{cases}, \quad (3.2)$$

donde $X_C = 1/(C \cdot \omega)$.

La corriente $i(\theta)$ y la tensión $v_C(\theta)$ en los segmentos **I** y **II** se obtienen a partir las ecuaciones (3.1) y (3.2),

$$\text{I): } \begin{cases} i^{(\text{I})}(\theta) = 0 \\ v_C^{(\text{I})}(\theta) = K_1 \cdot e^{-\frac{X_C}{R_D} \theta} \end{cases} \quad \text{II): } \begin{cases} i^{(\text{II})}(\theta) = \frac{K_2}{R} \cdot e^{-X_C \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R} \right) \theta} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta} \right) \\ v_C^{(\text{II})}(\theta) = K_2 \cdot e^{-X_C \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R} \right) \theta} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(\underline{V}_{Ck} \cdot e^{jk\theta} \right) \end{cases}, \quad (3.3)$$

donde,

$$\underline{V}_{Ck} = \underline{\beta}_k \cdot \underline{V}_k \quad \underline{\beta}_k = j \frac{X_C}{k \cdot R - jX_C (R/R_D + 1)} \quad \underline{I}_k = \underline{\gamma}_k \cdot \underline{V}_k \quad \underline{\gamma}_k = - \left(j \frac{k}{X_C} + \frac{1}{R_D} \right) \underline{\beta}_k. \quad (3.4)$$

A partir de las condiciones de cambio $v_C^I(\theta_1) = v(\theta_1)$ y $v_C^{II}(\theta_2) = -v(\theta_2)$ se determinan las constantes,

$$K_1 = \sqrt{2} \cdot e^{\frac{X_C}{R_D} \theta_1} \cdot \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_1}) \quad K_2 = -\sqrt{2} \cdot e^{X_C \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R}\right) \theta_2} \cdot \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left[\left(1 + \underline{\beta}_k\right) \underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_2} \right]. \quad (3.5)$$

Los ángulos de conmutación θ_1 y θ_2 se obtienen de la solución del sistema no lineal $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = 0$, formado con las funciones de error que se derivan de las condiciones de continuidad $v_C^I(\theta_2) = v_C^{II}(\theta_2) = -v(\theta_2)$ e $i^{II}(\theta_1 + \pi) = i^I(\theta_1) = 0$,

$$\begin{aligned} f_1(\mathbf{x}) &= \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_1}) \cdot e^{-\frac{X_C}{R_D}(\theta_2 - \theta_1)} + \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_2}) = 0 \\ f_2(\mathbf{x}) &= \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta_1}) + \sum_{k=1}^K \operatorname{Re}(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta_2}) \cdot e^{-X_C \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R}\right)(\theta_1 - \theta_2 + \pi)} = 0, \end{aligned} \quad (3.6)$$

donde $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = (f_1, f_2)$ y $\mathbf{x} = (\theta_1, \theta_2)$. La solución de este sistema de ecuaciones se determina con el método de Newton y tomando como condiciones iniciales, θ_1^i y θ_2^i , los valores que se obtienen al imponer tensión sinusoidal y despreciar la resistencia de alterna (*i.e.* $R = 0$) en (3.6). El procedimiento de inicialización se detalla en [68].

El desarrollo de Fourier de la corriente (3.3) permite obtener la componente fundamental y las componentes armónicas en los siguientes términos:

$$\underline{I}_h = I_h \underline{\phi}_{Ih} = \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^+ \cdot \underline{V}_k + \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^- \cdot \underline{V}_K^* \quad (h = 1, 3, \dots, H), \quad (3.7)$$

es decir,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \vdots \\ \underline{I}_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^+ & \underline{Y}_{1,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^+ \\ \underline{Y}_{3,1}^+ & \underline{Y}_{3,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^+ \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^+ & \underline{Y}_{H,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_3 \\ \vdots \\ \underline{V}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^- & \underline{Y}_{1,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^- \\ \underline{Y}_{3,1}^- & \underline{Y}_{3,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^- \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^- & \underline{Y}_{H,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1^* \\ \underline{V}_3^* \\ \vdots \\ \underline{V}_K^* \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\Rightarrow \mathbf{I} = \mathbf{Y}^+ \mathbf{V} + \mathbf{Y}^- \mathbf{V}^*,$$

donde,

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{h,k}^- &= \frac{\underline{\gamma}_k^*}{\pi} \cdot \left(j \left(e^{jk_p \cdot \theta_1} - e^{jk_p \cdot \theta_2} \right)^* / k_p - \underline{\delta}_h e^{\alpha_k^* \cdot \theta_2} \right) \\ \underline{Y}_{h,k}^+ &= \frac{\underline{\gamma}_k}{\pi} \left(j \left(e^{jk_n \cdot \theta_2} - e^{jk_n \cdot \theta_1} \right) / k_n - \underline{\delta}_h e^{\alpha_k \cdot \theta_2} \right) \quad (h \neq k) \\ \underline{Y}_{h,h}^+ &= \frac{\underline{\gamma}_h}{\pi} \left((\theta_1 + \pi - \theta_2) - \underline{\delta}_h e^{\alpha_h \cdot \theta_2} \right), \end{aligned} \quad (3.9)$$

con $k_p = k + h$, $k_n = k - h$, $\underline{\alpha}_k = X_C \cdot (1/R_D + 1/R) + j \cdot k$, $\underline{\delta}_h = (e^{-\theta_2} - e^{-(\theta_1 + \pi)})^{\alpha_h} / \underline{\alpha}_h$.

El modelo de las CFLs es contrastado con mediciones realizadas en el laboratorio para distintos niveles tensión y diferentes grados de distorsión armónica. También se establece la regla $X_{CN}/R_N < 50$ como una guía para decidir qué modelo utilizar entre el propuesto en [42] y el desarrollado en la presente tesis (*i.e.* en [68]) garantizando un mínimo de exactitud con la máxima simplicidad de cálculo. El desarrollo del estudio y la discusión de los resultados obtenidos se presentan en [68].

3.3. MODELO SIMPLIFICADO DE LAS LÁMPARAS

El circuito equivalente de la figura 15 representa el modelo armónico completo (*Full harmonic Model*, modelo M_F) de las CFLs desarrollado en la Sección 3.2 que está formado por el sistema de las funciones de error (3.6) y la matriz armónica acoplada \underline{Y}_F derivada de (3.8),

$$\underline{I} = \underline{Y}^+ \underline{V} + \underline{Y}^- \underline{V}^* = \underline{Y}_F \cdot \underline{V}$$

$$\Rightarrow \underline{Y}_F = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^+ & \underline{Y}_{13}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1k}^+ & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^+ & \underline{Y}_{33}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3k}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^+ & \underline{Y}_{h3}^+ & & \underline{Y}_{hk}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^- & \underline{Y}_{13}^- & \cdots & \underline{Y}_{1k}^- & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^- & \underline{Y}_{33}^- & \cdots & \underline{Y}_{3k}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^- & \underline{Y}_{h3}^- & & \underline{Y}_{hk}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \cdot \underline{D}, \quad (3.10)$$

donde $\underline{D} = \text{diag}(e^{-j2\phi_{v1}}, e^{-j2\phi_{v3}}, \dots, e^{-j2\phi_{vk}}, \dots)$.

La determinación de las tensiones y corrientes en estudios de HPF usando el modelo M_F requiere de un alto esfuerzo computacional cuando existe alta penetración de CFLs en la red. Por esta razón se han estudiado en [69] modelos simplificados con menos requerimientos de cálculo pero con

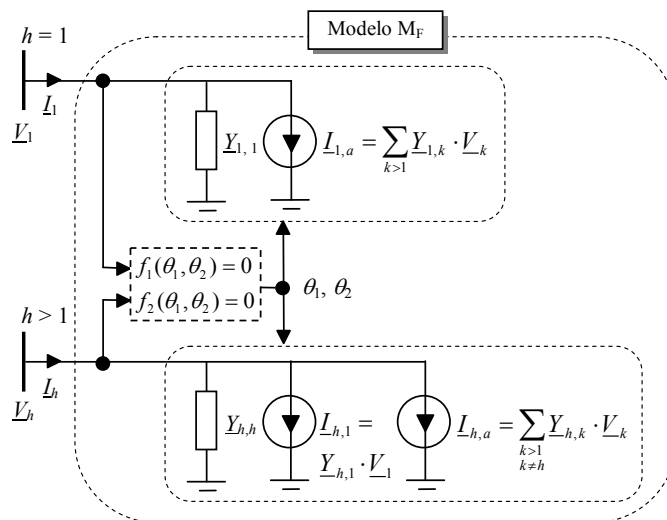


Figura 15. Circuito equivalente del modelo armónico completo (M_F) de las lámparas fluorescentes compactas.

Tabla 2 Perfiles de la distorsión de tensiones del estudio de Monte Carlo

k	$m_{k,95}$ (%)							THD_{95} (%)
	3	5	7	9	11	13	15	
# 1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	1
# 2	1.5	1	1	1	1	0.5	0.5	2
# 3	2	3.5	2	1	1.5	1	0.5	4
# 4	3	3	3	3	3	3	3	5
# 5	5	6	5	1.5	3.5	3	0.5	8

Notas: #1 $m_{k,95}$ y THD_{95} : valor del percentil 95% de m_k y THD
#2 Perfil # 4: Límites de distorsión armónica de tensión de la norma IEEE 519
Perfil # 5: Límites de distorsión armónica de tensión de la norma IEC 61000-2-2

niveles de exactitud aceptables. Para realizar este estudio se analiza la dependencia de las funciones de error (3.6) con la distorsión armónica de la tensión y se investiga los diferentes grados de acoplamiento armónico de la matriz \mathbf{Y}_F en función de las magnitudes relativas de sus elementos, utilizando en ambos casos el método de Monte Carlo. Para ello se ejecutan 100000 simulaciones (*i.e.* 100000 “disparos” del método de Monte Carlo) aplicando al modelo M_F unas tensiones de entrada formadas por una tensión fundamental $\underline{V}_1 = 230 \angle 0^\circ$ V y unas tensiones armónicas cuyas magnitudes y ángulos de fase son generadas aleatoriamente (*i.e.*, $\underline{V}_k = V_1 \cdot m_k$ y ϕ_{vk}) de acuerdo con cada perfil de la tabla 2 y considerando una distribución Uniforme para los ángulos de fase. Las distorsiones armónicas individuales m_k (3.1) de cada perfil están caracterizadas por las funciones de densidad de probabilidad (*probability density function*, pdf) tipo Weibull mostradas en la figura 16(a) cuyos parámetros se resumen en la tabla 3. Estos parámetros aseguran que las distribuciones m_k tienen el percentil 95%, $m_{k,95}$, indicado en la tabla 2 y además su moda es igual a $0.15 \cdot m_{k,95}$ [69]. Los perfiles de la tabla 2 aseguran también que la distorsión armónica total de la tensión aplicada tiene las pdfs mostradas en la figura 16(b) cuyo percentil 95%, THD_{95} , es el indicado en la tabla 2. Estos perfiles permiten caracterizar tensiones de suministro desde baja (perfil # 1) hasta alta (perfil # 5) distorsión. En particular, los perfiles # 4 y # 5 tienen valores de $m_{k,95}$ y THD_{95} iguales a los límites de distorsión establecidos en las normas IEEE 519 [72] e IEC 61000-2-2 [73], respectivamente. Respecto a la distribución Uniforme adoptada como pdf de los ángulos de fase de las tensiones armónicas es la utilizada habitualmente en la literatura para caracterizar el comportamiento de ϕ_{vk} .

3.3.1. Estudio del sistema de las funciones de error

Para analizar la dependencia de los ángulos de conmutación θ_1 y θ_2 con la distorsión armónica se realiza el estudio de Monte Carlo sobre una CFL de 14 W Philips. Tal como se ha comentado, para cada perfil de la tabla 2 se realizan 100000 “disparos” y se determinan las diferencias,

Tabla 3 Parámetros de la distribución de Weibull de los armónicos m_k

$m_{k,95}$ (%)	0.5	1.0	1.5	2.0	3.0	3.5	4.0	5.0	6.0
λ	0.218	0.436	0.654	0.872	1.308	1.527	1.745	2.181	2.617
η	←				1.322		→		

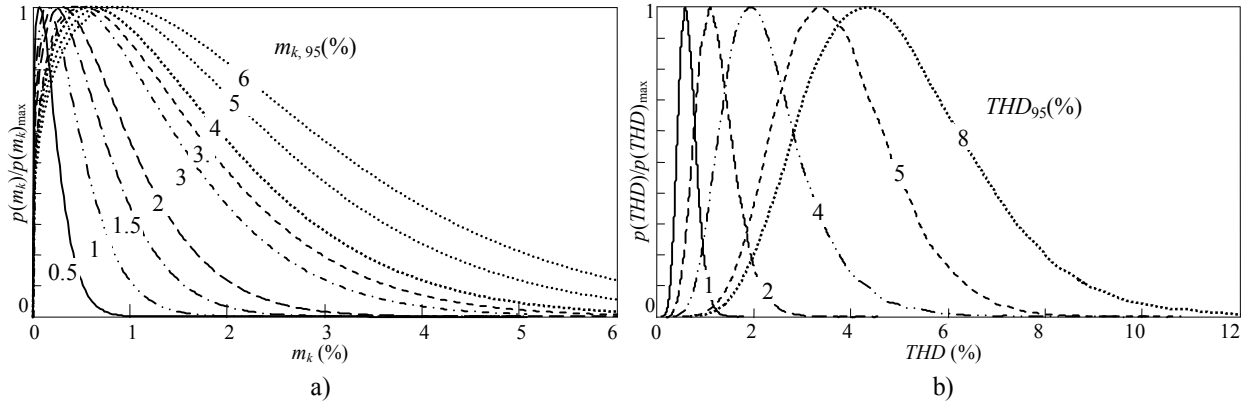


Figura 16. Pdfs de los perfiles de tensión: a) Distribuciones de Weibull de las distorsiones armónicas individuales. b) Distribuciones de la distorsión armónica total.

$$\varepsilon_{\theta_i} = \theta_i - \theta_i^{(s)} \quad (i = 1, 2), \quad (3.11)$$

donde θ_i ($i = 1, 2$) son el ángulos de conmutación con interacción armónica determinados a partir (3.6) y $\theta_i^{(s)}$ ($i = 1, 2$) son los ángulos de conmutación considerando la tensión sinusoidal (*i.e.* $V_k = 0$ para $k > 1$) y por tanto determinados a partir (3.6) bajo la hipótesis anterior,

$$f_{1,\text{apx}}(\theta_1, \theta_2) = \text{Re}\left(\underline{V}_1 \cdot e^{j\theta_1}\right) \cdot e^{-\frac{X_C}{R_D}(\theta_2 - \theta_1)} + \text{Re}\left(\underline{V}_1 \cdot e^{j\theta_2}\right) = 0 \quad (3.12)$$

$$f_{2,\text{apx}}(\theta_1, \theta_2) = \text{Re}\left(\underline{\gamma}_1 \cdot \underline{V}_1 \cdot e^{j\theta_1}\right) + \text{Re}\left(\underline{\gamma}_1 \cdot \underline{V}_1 \cdot e^{j\theta_2}\right) \cdot e^{-X_C\left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R}\right)(\theta_1 - \theta_2 + \pi)} = 0.$$

Las pdfs de las diferencias de los ángulos de conmutación (3.11), obtenidas de las simulaciones de Monte Carlo para cada perfil se muestran en la figura 17. Así, se observa que para una distorsión menor del 2% (*i.e.* $THD_{95} < 2\%$) las diferencias angulares son menores de 10° y por tanto dicha distorsión es un límite aceptable para no considerar la interacción armónica en (3.6). En [69] se analiza también la validez de este criterio en las amplitudes y ángulos de fases de la corriente de la CFL de 14 W Philips observándose diferencias aceptables entre los valores obtenidos con y sin distorsión armónica. Aunque el análisis se lleva a cabo sobre una lámpara concreta, es importante señalar que los resultados obtenidos son similares al utilizar cualquiera de los modelos de las CFLs especificados en [70].

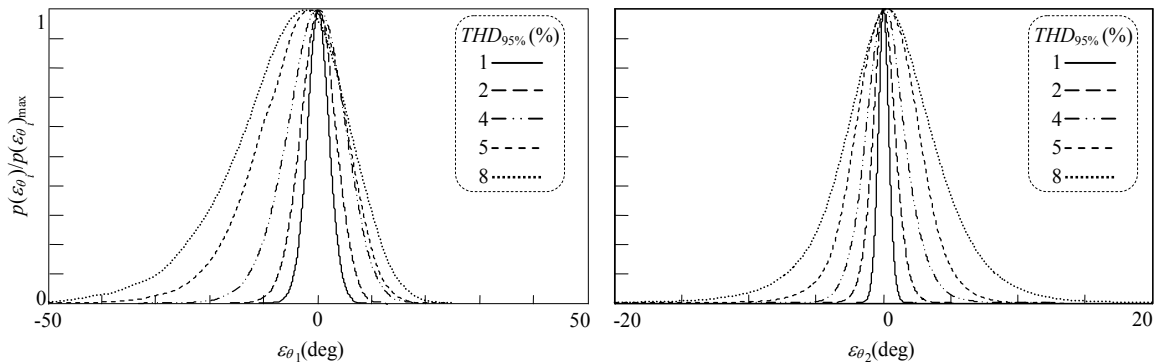


Figura 17. Pdfs de las diferencias de los ángulos de conmutación obtenidos para los perfiles de las tensiones armónicas especificadas en la tabla 2.

3.3.2. Estudio de la matriz $\underline{\mathbf{Y}}_F$

El estudio analiza la magnitud de los elementos de la matriz $\underline{\mathbf{Y}}_F$ (3.10) con el objeto de determinar el grado de dominancia de cada uno de ellos [42] y proponer aproximaciones para dicha matriz. Para llevar a cabo este estudio se normaliza la expresión (3.7),

$$\begin{aligned} \underline{I}_h &= \sum_{k=1}^K \underline{Y}_{h,k}^+ \underline{V}_k + \sum_{k=1}^K \underline{Y}_{h,k}^- \underline{V}_k^* = \underline{Y}_{1,1}^+ \underline{V}_1 \cdot \left(\sum_{k=1}^K \underline{r}_{h,k}^+ + \sum_{k=1}^K \underline{r}_{h,k}^- \right) \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} \vdots \\ \underline{I}_h \\ \vdots \end{bmatrix} &= \underline{Y}_{1,1}^+ \underline{V}_1 \cdot \left(\begin{bmatrix} \vdots \\ \cdots \underline{r}_{h,k}^+ \cdots \\ \vdots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vdots \\ \cdots \underline{r}_{h,k}^- \cdots \\ \vdots \end{bmatrix} \right), \end{aligned} \quad (3.13)$$

donde,

$$\underline{r}_{h,k}^\pm = \frac{\underline{Y}_{h,k}^\pm \underline{V}_k}{\underline{Y}_{1,1}^+ \underline{V}_1} \left| \pm \phi_{V_k} - \phi_{V_1} \right| = \frac{\underline{Y}_{h,k}^\pm}{\underline{Y}_{1,1}^+} m_k \left| \pm \phi_{V_k} - \phi_{V_1} \right|, \quad (3.14)$$

son las contribuciones de las admitancias $\underline{Y}_{h,k}^+$ y $\underline{Y}_{h,k}^-$ al armónico h -ésimo de la corriente referidas a la admitancia $\underline{Y}_{1,1}^+$ y ponderadas con las distorsiones armónicas individuales m_k . En [69] se caracterizan estas contribuciones usando los parámetros de una CFL de 14 W Philips y aplicando 100000 “disparos” de Monte Carlo del perfil # 5 de la tabla 2. Derivado del estudio anterior, las matrices de contribuciones \mathbf{r}^+ y \mathbf{r}^- , pueden ser divididas en submatrices en función de la magnitud relativa de sus elementos,

$$\mathbf{r}^+ = \begin{bmatrix} r_{1,1}^+ & \cdots & r_{1,k}^+ & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ r_{h,1}^+ & & r_{h,k}^+ & \\ \vdots & & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad \mathbf{r}^- = \begin{bmatrix} r_{1,1}^- & \cdots & r_{1,k}^- & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ r_{h,1}^- & & r_{h,k}^- & \\ \vdots & & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$r_{1,1}^+ \approx r_{1,1}^- \gg \gg r_{1,k}^+ > r_{1,k}^- \quad (1 < k \leq 15)$$

donde $r_{1,1}^+ = 1$. Así, a partir de estos resultados se presentan los siguientes modelos (de menor a mayor grado de simplificación) de la matriz $\underline{\mathbf{Y}}_F$,

- Modelo #1:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{A1} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^+ & \underline{Y}_{13}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1k}^+ & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^+ & \underline{Y}_{33}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3k}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^+ & \underline{Y}_{h3}^+ & & \underline{Y}_{hk}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^- & 0 & \cdots & 0 & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^- & \underline{Y}_{33}^- & \cdots & \underline{Y}_{3k}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^- & \underline{Y}_{h3}^- & & \underline{Y}_{hk}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \cdot \underline{\mathbf{D}}. \quad (3.16)$$

- Modelo #2:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{A2} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^+ + \underline{Y}_{11}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{13}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1k}^+ & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^+ + \underline{Y}_{31}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{33}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3k}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^+ + \underline{Y}_{h1}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{h3}^+ & & \underline{Y}_{hk}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

- Modelo #3:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{A3} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^+ + \underline{Y}_{11}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & 0 & \cdots & 0 & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^+ + \underline{Y}_{31}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{33}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3k}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^+ + \underline{Y}_{h1}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{h3}^+ & & \underline{Y}_{hk}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

- Modelo #4:

$$\underline{\mathbf{Y}}_{A4} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}^+ + \underline{Y}_{11}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & 0 & \cdots & 0 & \cdots \\ \underline{Y}_{31}^+ + \underline{Y}_{31}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & \underline{Y}_{33}^+ & \cdots & 0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \\ \underline{Y}_{h1}^+ + \underline{Y}_{h1}^- \cdot e^{-j2\phi_{V1}} & 0 & & \underline{Y}_{hh}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

En [69] se estudia los detalles de las aproximaciones anteriores y su exactitud obteniéndose como resultado que los modelos #1, #2, #3 y #4 pueden ser aceptables para valores de THD_{95} por debajo del 8%, 6%, 4% y 1%, respectivamente. Aunque el análisis se lleva a cabo sobre una lámpara concreta, es importante señalar que los resultados obtenidos son similares al utilizar cualquiera de los modelos de las CFLs especificadas en [70].

3.3.3. Modelos simplificados de la lámpara

De acuerdo con los estudios previos del sistema de las funciones de error (3.6) y de la matriz

Tabla 4 Modelos simplificados de las lámparas fluorescentes compactas

	Modelo CFL	Matriz Y-acoplada	Sistema de la funciones de error		
THD (%)	8	MF	$f_i(\theta_1, \theta_2)$ (3.6)		
	6	MA1		$\underline{\mathbf{Y}}_{A1}$ (3.16)	
		MA2			$\underline{\mathbf{Y}}_{A2}$ (3.17)
		MA3			
	2	MA4		$\underline{\mathbf{Y}}_{A3}$ (3.18)	
1	MA5	$\underline{\mathbf{Y}}_{A4}$ (3.19)	$f_{i,apx}(\theta_1, \theta_2)$ (3.12)		

\underline{Y}_F , en la tabla 4 se presentan los modelos simplificados propuestos y su nivel de alcance en función de la distorsión armónica total (THD) de la fuente de suministro. Los circuitos equivalentes así como la discusión de sus resultados y conclusiones están publicados en [69].

3.4. MÉTODO DE SIMPLE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA

La caracterización de la corriente $i(\theta)$ de las CFLs descrita en las secciones 3.2 y 3.3 implica determinar los parámetros del circuito equivalente R , C (ó $X_C = 1/(C \cdot \omega)$) y R_D . Por ello se desarrolla un procedimiento simple de estimación basado en la información obtenida de la medición de la corriente $i_m(\theta)$ consumida por la lámpara bajo la condición de tensión de suministro $v_m(\theta)$ sinusoidal y de valor rms nominal. La validación del método simple de estimación esta publicado en [68].

3.4.1. Estimación de la resistencia R_D

La resistencia R_D es estimada considerando que las pérdidas óhmicas sobre R son mucho menores que la potencia consumida por las CFLs:

$$R_{D,Est} \approx P / I_{dc}^2, \quad (3.20)$$

donde P es la potencia activa consumida por la lámpara e I_{dc} es la corriente promedio sobre R_D ,

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_m(\theta) \cdot i_m(\theta) \cdot d\theta \quad I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |i_m(\theta)| \cdot d\theta. \quad (3.21)$$

3.4.2. Estimación del condensador C

El condensador electrolítico C del lado de continua se estima a partir de la medición del ángulo de conmutación, $\theta_{2,m}$ que caracteriza el inicio del pulso de la corriente $i_m(\theta)$ (ver figura 14(b)). Así, se puede verificar analíticamente de (3.6) que dicho ángulo θ_2 es unívocamente representado por los ratios $R_N = R/R_D$ y $X_{CN} = X_C/R_D$, donde V es la tensión rms de la fuente de alimentación $v(\theta)$. La figura 18(a) se muestra la relación recíproca entre dichas variables (*i.e.* X_{CN} en función de θ_2 y R_N) dentro de los límites de $X_{CN} = (5\% \dots 25\%)$ y $R_N = (0\% \dots 2\%)$ los cuales son rangos admisibles al considerar aspectos prácticos en el diseño del balasto electrónico (la determinación de estos rangos

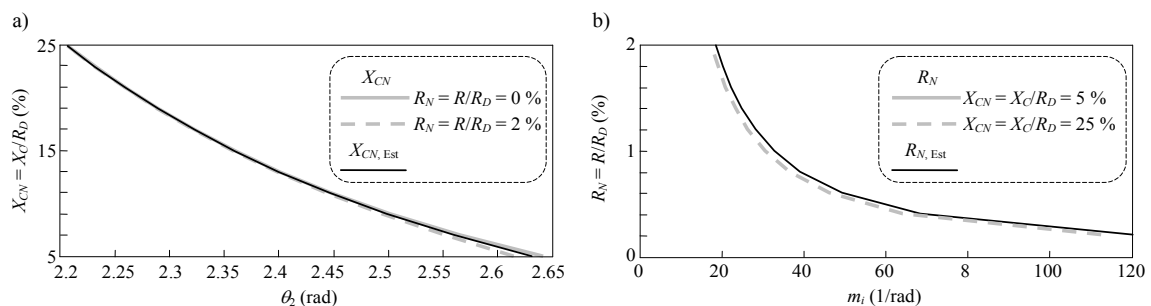


Figura 18. Estimación de los parámetros de la lámpara fluorescente compacta: a) Estimación del ratio X_{CN} . b) Estimación del ratio R_N .

esta presentada en [68] y explicada con más detalle en el Apéndice). Se observa en la figura 18(a) que la influencia de R_N en el valor de θ_2 es despreciable permitiendo así caracterizar este ángulo solo en función de X_{CN} . La relación recíproca entre ambas variables (θ_2, X_{CN}) es representada aproximadamente por la ecuación empírica,

$$X_{CN,Est} = x_{C1} \cdot \theta_2^2 + x_{C2} \cdot \theta_2 + x_{C3} \quad (3.22)$$

$$x_{C1} = 0.8990 \text{ rad}^{-2} \quad x_{C2} = -4.7769 \text{ rad}^{-1} \quad x_{C3} = 6.4138 \text{ pu},$$

donde los coeficientes x_{Ci} ($i = 1 \dots 3$) son estimados numéricamente ajustando con la ecuación empírica (3.22) los puntos (θ_2, X_{CN}) obtenidos de (3.6). Así, usando la formulación anterior, el ratio $X_{CN,Est}$ puede ser fácilmente estimado mediante $\theta_{2,m}$ determinándose el condensador C (o X_C) como $1/(C_{Est} \cdot \omega) = X_{C,Est} = X_{CN,Est} \cdot R_{D,Est}$.

3.4.3. Estimación de la resistencia R .

La resistencia R del circuito equivalente de las CFLs es determinada a partir de la pendiente m_{im} del flanco de subida del pulso de la corriente medida normalizada $i_{Nm}(\theta) = i_m(\theta)/(V/R_D)$,

$$m_{im} = \left| \frac{d i_{Nm}(\theta_{p,m})}{d \theta} \right| / (\theta_{p,m} - \theta_{2,m}), \quad (3.23)$$

donde $\theta_{p,m}$ según la figura 14(b), es el ángulo medido cuando la corriente alcanza su valor máximo, es decir $i_m(\theta_{p,m})$. Se verifica numéricamente que la pendiente m_{im} (3.23) puede ser unívocamente representada con los ratios R_N y X_{CN} . En la figura 18(b) se muestra la relación recíproca entre dichas variables (*i.e.* R_N en función de m_{im} y X_{CN}) dentro de los límites de valores fijados en el apartado anterior. Se observa que la influencia de X_{CN} en el valor de m_{im} es despreciable lo que permite expresar la pendiente en función del ratio R_N . La relación recíproca entre ambas variables (m_i, R_N) es representada aproximadamente por la función empírica,

$$R_{N,Est} = \frac{r_1}{m_i^2} + \frac{r_2}{m_i} + r_3 \quad (3.24)$$

$$r_1 = 2.1094 \text{ rad}^{-2} \quad r_2 = 0.2767 \text{ rad}^{-1} \quad r_3 = -5.487 \cdot 10^{-4} \text{ pu},$$

donde los coeficientes r_i ($i = 1 \dots 3$) son estimados numéricamente ajustando con la ecuación empírica (3.24) los puntos (m_{im}, R_N) obtenidos con (3.23). Así, usando formulación anterior el ratio $R_{N,Est}$ puede ser fácilmente estimado mediante la pendiente m_{im} determinándose la resistencia R como $R_{Est} = R_{N,Est} \cdot R_{D,Est}$.

3.5. MÉTODO NUMÉRICO DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA

Aunque el método simple de estimación descrito en la sección 3.4 e identificado como EP₂ en [70], proporciona resultados relativamente aceptables (ver figuras 6 y 7 en [68]), éstos pueden ser mejorados al usar procedimientos numéricos como el método de mínimos cuadrados no lineal. Este

método se basa en la minimización del error cuadrático entre las muestras temporales de la corriente medida y la corriente simulada con el modelo de las CFLs (3.3). Para ello se aplica una tensión sinusoidal de valor rms nominal a las CFLs y luego se compara la corriente medida $i_m(\theta)$ con la corriente simulada $i(\theta)$, formulándose el problema de mínimos cuadrados no lineal en los términos siguientes:

$$\min_{\mathbf{y}} (S(\mathbf{y})) = \min_{\mathbf{y}} (r(\mathbf{y})^T \cdot r(\mathbf{y})), \quad (3.25)$$

donde $\mathbf{y} = (R, X_C, R_D)$ y $r(\mathbf{y})$ es el vector de residuos. El problema de mínimos cuadrados no lineal (3.25) dependerá del vector de residuos elegido pero, en general, puede ser solucionado usando la función *lsqnonlin*(·) de MatLab, cuyos valores iniciales (R_i , X_{Ci} y R_{Di}) se obtienen con el procedimiento simple de estimación. En los siguientes apartados se presentan dos vectores de residuos distintos que han sido aplicados con resultados satisfactorios como se muestra en [70]

3.5.1. Ajuste de la curva de la corriente

El procedimiento de estimación de ajuste de la curva (identificado como EP₃ en [70]), consiste en minimizar el error cuadrático entre todas las muestras temporales de la corriente medida y la corriente simulada de las CFLs en un periodo de la onda. Así, el vector de residuos viene dado por,

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} i_M(0) - i(0) \\ \vdots \\ i_M(\theta) - i(\theta) \\ \vdots \\ i_M(2\pi) - i(2\pi) \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Cabe destacar que este procedimiento de estimación ha proporcionado buenos resultados en la pruebas experimentales aunque, en general, el uso de más ecuaciones que variables a determinar por el método numérico no siempre asegura resultados correctos y puede conducir a problemas de convergencia [74]. En algunos casos es mejor utilizar un menor número de ecuaciones como residuo del método y por ese motivo se plantea como alternativa el vector de residuos de la siguiente subsección.

3.5.2. Ajuste de puntos característicos de la corriente

Este procedimiento de estimación (identificado como EP₄ en [70]), utiliza un vector de residuos formado por los puntos más característicos y suficientes del pulso de la corriente medida (ver figura 14(b)), es decir: Las condiciones de los ángulos de conmutación $i(\theta_2) = i(\theta_3) = 0$, el valor máximo del pulso $i(\theta_p)$ y la derivada en el valor máximo de la corriente $di(\theta_p)/d\theta = 0$. Así, se minimiza el error cuadrático entre estos puntos y los simulados con el modelo de las CFLs,

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} i_M(\theta_{2,M}) - i(\theta_{2,M}) \\ i_M(\theta_{3,M}) - i(\theta_{3,M}) \\ i_M(\theta_{p,M}) - i(\theta_{p,M}) \\ di(\theta_{p,M})/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(\theta_{2,M}) \\ i(\theta_{3,M}) \\ i_M(\theta_{p,M}) - i(\theta_{p,M}) \\ di(\theta_{p,M})/dt \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Algunas veces puede ser útil escoger otros puntos del pulso de la corriente y así añadir éstos al residuo (4.18) para mejorar el ajuste. En tal caso, es recomendable elegir una muestra en el centro del flanco de bajada de la corriente, es decir $\theta_{fl} = (\theta_p + \theta_3)/2 \approx (\theta_2 + \theta_3)/2$.

La validación de los procedimientos numéricos de estimación (EP₃ y EP₄) y su comparación respecto al procedimiento de estimación simple (EP₂) esta publicado en [70].

Capítulo 4: Lámparas de Estado Sólido de Diodos Inorgánicos Emisores de Luz

4. LÁMPARAS DE ESTADO SÓLIDO DE DIODOS INORGÁNICOS EMISORES DE LUZ

En este capítulo se presenta un modelo de las SSL-LEDs basado en su circuito equivalente en el dominio de la frecuencia. Además, se presentan dos procedimientos para la estimación de los parámetros del modelo: El primero utiliza un método simple que proporciona aceptables resultados y el segundo usa un algoritmo de mínimos cuadrados no lineal que es más complejo pero mejora la exactitud de los resultados obtenidos con el primer método. El modelo y los procedimientos de estimación propuestos son experimentalmente validados con ensayos en el laboratorio.

4.1. INTRODUCCIÓN

La figura 19(a) muestra el circuito electrónico típico de las SSL-LEDs 230 V-50 Hz ó 120 V-60 Hz de bajo consumo ($P < 25$ W). Éste incluye un filtro EMI (*ElectroMagnetic Interference*) para bloquear el ruido de alta frecuencia producido por las conmutaciones del circuito electrónico, un rectificador con condensador electrolítico de filtrado y un convertidor controlado para regular la tensión y entregar una corriente constante a la cadena de LEDs [59]. Esta configuración de las SSL-LEDs es la más habitual en las lámparas dirigidas al sector residencial (es decir, en las lámparas con un consumo inferior a 25 W) estando catalogadas como lámparas de espectro armónico pobre [59]. La figura 19(b) muestra la forma de onda típica de la corriente $i(\theta)$ para esta categoría de lámpara [57], [59], [60], en donde también se muestra la tensión de suministro $v(\theta)$ como referencia. Estas formas de ondas fueron medidas sobre una SSL-LED de 9 W marca Beneito & Faure Lighting LED especificada en la tabla 5 y alimentada con una tensión sinusoidal de valor rms 230 V y frecuencia 50 Hz. En las siguientes secciones se desarrolla un modelo en el dominio de la frecuencia para este tipo de lámparas y se proponen dos métodos para la estimación de sus parámetros.

4.2. MODELO DE LA LÁMPARA

El circuito equivalente propuesto para caracterizar el comportamiento armónico de las SSL-

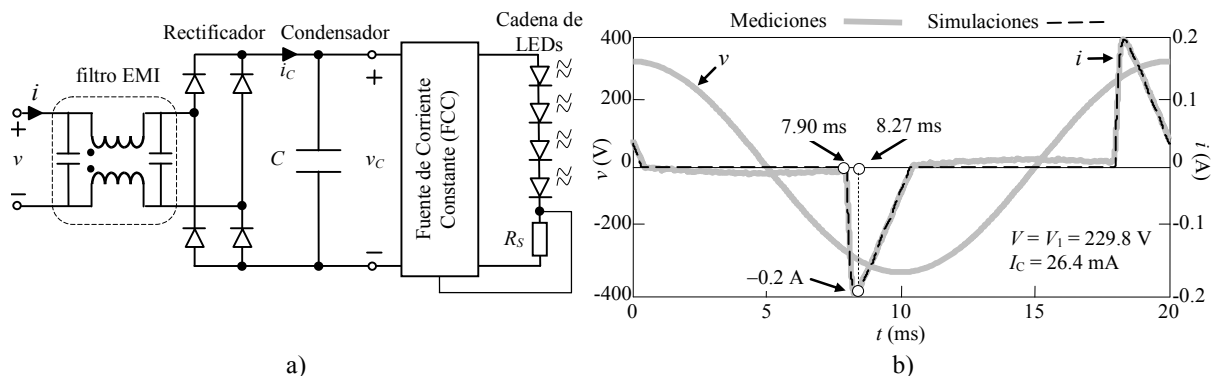


Figura 19. Detalles de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Circuito electrónico equivalente. b) Medidas de la corriente y la tensión de una lámpara de 9W Beneito & Faure Lighting (Led #1).

Tabla 5 Especificaciones de las SSL-LEDs ensayadas en el laboratorio

SSL-LEDs	Fabricante	Hecho en	P (W)	I (mA)	Φ (lm)
Led #1	Beneito & Faure Lighting LED	China	9	60	742
Led #2	Roblan	China	8	70	520
Led #3	Beneito & Faure Lighting LED	China	12	80	986

LEDs de espectro armónico pobre es el mostrado en la figura 20(a), donde el conjunto formado por el convertidor y la cadena de LEDs es modelado como una fuente de corriente continua de valor constante. Así, el circuito equivalente está formado por un puente rectificador de diodos con una resistencia R equivalente en el lado de alterna y un condensador electrolítico C en el lado de continua, el cual alimenta a una fuente de corriente continua I_D . La resistencia equivalente del lado de alterna corresponde a la resistencia óhmica del filtro EMI (solo se considera su resistencia ya que el rango de frecuencias estudiado es inferior a 2.5 kHz, i.e. $h \leq 49$), más la contribución de la ESR del condensador electrolítico. Las contribuciones de la resistencia de los diodos del rectificador ($R_{\text{Diodo}} \approx 0.6 \Omega$) y la resistencia paralelo del condensador electrolítico ($R_p \sim M\Omega$) se pueden despreciar. La figura 20(b) muestran las formas de ondas típicas de la corriente de entrada $i(\theta)$ y de la tensión $v_C(\theta)$ en el condensador para el modelo propuesto, siendo $\omega = 2\pi f$ y f la frecuencia fundamental.

Para el desarrollo del modelo de las SSL-LEDs se establece como hipótesis de trabajo que la tensión de suministro $v(\theta)$ en sus terminales puede estar distorsionada,

$$v(\theta) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K V_k \cos(k \cdot \theta + \phi_{V_k}) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \text{Re} \{ \underline{V}_k \cdot e^{jk \cdot \theta} \}, \quad (4.1)$$

donde $\underline{V}_k = V_k \angle \phi_{V_k}$ es el fasor de la tensión armónica k -ésima de la fuente de suministro ($k = 1, 3, 5 \dots K$).

De acuerdo a la figura 20(b) se observa que las SSL-LEDs operan de forma discontinua en dos modos de conducción:

- Segmentos **I** y **III**, es el modo de descarga cuando los diodos están bloqueados y el condensador se descarga sobre el controlador de los LEDs.
- Segmentos **II** y **IV**, es el modo de carga cuando la corriente $i(\theta)$ circula a través del rectificador cargando el condensador y alimentado el controlador de los LEDs.

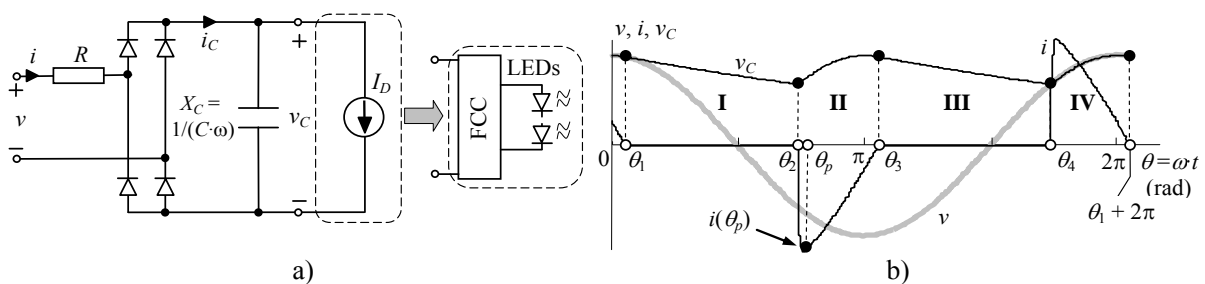


Figura 20. Modelización de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Circuito equivalente. b) Formas de onda de la tensión suministrada, la corriente consumida y la tensión de continua.

Estos dos modos de operación definen los ángulos de conmutación (θ_1 a θ_4). Considerando simetría de semionda, se tiene que $\theta_3 = \theta_1 + \pi$ y $\theta_4 = \theta_2 + \pi$, y por tanto es suficiente estudiar el funcionamiento del circuito equivalente en los segmentos **I** y **II** para caracterizar las SSL-LEDs. Las ecuaciones que caracterizan las formas de ondas en estos segmentos son,

$$\text{I): } \begin{cases} i^{(\text{I})}(\theta) = 0 \\ \frac{1}{X_C} \frac{dv_C^{(\text{I})}(\theta)}{d\theta} = -I_D \end{cases} \quad \text{II): } \begin{cases} R \cdot i^{(\text{II})}(\theta) - v_C^{(\text{II})}(\theta) = v(\theta) \\ \frac{1}{X_C} \frac{dv_C^{(\text{II})}(\theta)}{d\theta} + i^{(\text{II})}(\theta) = -I_D \end{cases}, \quad (4.2)$$

donde $X_C = 1/(C \cdot \omega)$.

La corriente $i(\theta)$ y la tensión $v_C(\theta)$ en los segmentos **I** y **II** se obtienen a partir de las ecuaciones (4.1) y (4.2),

$$\text{I): } \begin{cases} i^{(\text{I})}(\theta) = 0 \\ v_C^{(\text{I})}(\theta) = K_1 - X_C \cdot I_D \cdot \theta \end{cases} \quad \text{II): } \begin{cases} i^{(\text{II})}(\theta) = \frac{K_2}{R} e^{-\frac{X_C \theta}{R}} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta}) - I_D \\ v_C^{(\text{II})}(\theta) = K_2 \cdot e^{-\frac{X_C \theta}{R}} + \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{V}_{Ck} \cdot e^{jk\theta}) - R \cdot I_D \end{cases}, \quad (4.3)$$

donde,

$$\underline{V}_{Ck} = \underline{\beta}_k \cdot \underline{V}_k \quad \underline{\beta}_k = j \frac{X_C}{k \cdot R - jX_C} \quad \underline{I}_k = \underline{\gamma}_k \cdot \underline{V}_k \quad \underline{\gamma}_k = -j \frac{k}{X_C} \underline{\beta}_k. \quad (4.4)$$

A partir de las condiciones de cambio $v_C^{\text{I}}(\theta_1) = v(\theta_1)$ y $v_C^{\text{II}}(\theta_2) = -v(\theta_2)$ se determinan las constantes,

$$K_1 = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_1}) + X_C \cdot I_D \cdot \theta_1 \quad K_2 = e^{\frac{X_C}{R} \theta_2} \cdot \left\{ R \cdot I_D - \sqrt{2} \sum_{k=1}^K \text{Re} \left[(1 + \underline{\beta}_k) \underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_2} \right] \right\}. \quad (4.5)$$

Los ángulos de conmutación θ_1 y θ_2 se obtienen de la solución del sistema no lineal $F(\mathbf{x}) = 0$, formado por las funciones de error que se derivan de la aplicación de las condiciones de continuidad $v_C^{\text{I}}(\theta_2) = v_C^{\text{II}}(\theta_2) = -v(\theta_2)$ e $i^{\text{II}}(\theta_1 + \pi) = i^{\text{I}}(\theta_1) = 0$,

$$f_1(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_1}) + \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{jk\theta_2}) - \frac{X_C \cdot I_D}{\sqrt{2}} (\theta_2 - \theta_1) = 0$$

$$f_2(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta_2}) \cdot e^{-\frac{X_C}{R}(\theta_1 - \theta_2 + \pi)} + \sum_{k=1}^K \text{Re}(\underline{I}_k \cdot e^{jk\theta_1}) - \frac{I_D}{\sqrt{2}} \cdot \left(e^{-\frac{X_C}{R}(\theta_1 - \theta_2 + \pi)} - 1 \right) = 0, \quad (4.6)$$

donde $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = (f_1, f_2)$ y $\mathbf{x} = (\theta_1, \theta_2)$. La solución de este sistema de ecuaciones se determina con el método de Newton y tomando como condiciones iniciales, θ_1^i y θ_2^i , los valores que se obtienen al imponer tensión de suministro sinusoidal y despreciar la resistencia de alterna (*i.e.* $R = 0$) en (4.6),

$$\cos(\theta_2^i + \phi_{V1}) + \sqrt{1 - \left(\frac{X_C \cdot I_D}{\sqrt{2} \cdot V_1}\right)^2} - \frac{X_C \cdot I_D}{\sqrt{2} \cdot V_1} (\theta_2^i - \theta_1^i) = 0 \quad (4.7)$$

$$\theta_1^i = \sin^{-1}\left(\frac{X_C \cdot I_D}{\sqrt{2} \cdot V_1}\right) - \phi_{V1} \quad (\theta_1^i \leq \theta_2^i < \theta_1^i + \pi),$$

donde la primera ecuación de (4.7) debe ser resuelta por el método de Newton. Previamente, se incorpora en esta ecuación el valor de θ_1^i , quedando ésta solo dependiente de θ_2^i . Luego se toma como valor inicial para θ_2^i , el valor medio del intervalo θ_1^i a $\theta_1^i + \pi$, es decir $(\theta_1^i + \theta_1^i + \pi)/2$. Es importante señalar que en algunos casos de distorsión armónica elevada de la tensión, el sistema (4.6) puede presentar problemas de convergencia. En esos casos, se debe realizar una inicialización previa tomando una fuente con menor distorsión, por ejemplo la mitad de la distorsión original, y utilizar los resultados obtenidos como inicialización del problema original.

El desarrollo de Fourier de la corriente (4.3) permite obtener la componente fundamental y las componentes armónicas en los siguientes términos:

$$\underline{I}_h = I_h \underline{\phi}_{Ih} = \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^+ \cdot \underline{V}_k + \sum_{k \geq 1}^K \underline{Y}_{h,k}^- \cdot \underline{V}_k^* + \underline{M}_h \cdot I_D \quad (h=1,3,\dots,H), \quad (4.8)$$

es decir,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \vdots \\ \underline{I}_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^+ & \underline{Y}_{1,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^+ \\ \underline{Y}_{3,1}^+ & \underline{Y}_{3,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^+ \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^+ & \underline{Y}_{H,3}^+ & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_3 \\ \vdots \\ \underline{V}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_{1,1}^- & \underline{Y}_{1,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{1,K}^- \\ \underline{Y}_{3,1}^- & \underline{Y}_{3,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{3,K}^- \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Y}_{H,1}^- & \underline{Y}_{H,3}^- & \cdots & \underline{Y}_{H,K}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1^* \\ \underline{V}_3^* \\ \vdots \\ \underline{V}_K^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{M}_1 \\ \underline{M}_3 \\ \vdots \\ \underline{M}_H \end{bmatrix} \cdot I_D \quad (4.9)$$

$$\Rightarrow \mathbf{I} = \mathbf{Y}^+ \mathbf{V} + \mathbf{Y}^- \mathbf{V}^* + \mathbf{M} \cdot I_D,$$

donde,

$$\underline{Y}_{h,k}^- = \underline{\gamma}_k^* / \pi \cdot \left(j \left(e^{jk_p \cdot \theta_1} - e^{jk_p \cdot \theta_2} \right)^* / k_p - \underline{\delta}_h \cdot e^{\alpha_k^* \cdot \theta_2} \right)$$

$$\underline{Y}_{h,k}^+ = \underline{\gamma}_k / \pi \cdot \left(j \left(e^{jk_n \cdot \theta_2} - e^{jk_n \cdot \theta_1} \right) / k_n - \underline{\delta}_h \cdot e^{\alpha_k \cdot \theta_2} \right) \quad (h \neq k) \quad (4.10)$$

$$\underline{Y}_{h,h}^+ = \underline{\gamma}_h / \pi \cdot \left((\theta_1 + \pi - \theta_2) - \underline{\delta}_h e^{\alpha_h \cdot \theta_2} \right)$$

$$\underline{M}_h = \sqrt{2} / \pi \cdot \left(j \left(e^{-jh \cdot \theta_1} + e^{-jh \cdot \theta_2} \right) / h + \underline{\delta}_h \cdot e^{X_C / R \cdot \theta_2} \right),$$

$$\text{con } \underline{\alpha}_k = X_C/R + j \cdot k, \quad k_p = k + h, \quad k_n = k - h, \quad \underline{\delta}_h = \left(e^{-\alpha_h \theta_2} - e^{-\alpha_h(\theta_1 + \pi)} \right) / \underline{\alpha}_h.$$

4.3. MÉTODO SIMPLE DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA

La caracterización de la corriente $i(\theta)$ de las SSL-LEDs descrita en la sección 4.2 implica determinar los parámetros del circuito equivalente R , C (ó $X_C = 1/(C \cdot \omega)$) e I_D . Por ello se desarrolla un procedimiento simple de estimación (que se identificará como PE_S) basado en la información obtenida de la medición de la corriente, $i_m(\theta)$ consumida por la lámpara bajo la condición de tensión de suministro $v_m(\theta)$ sinusoidal y de valor rms nominal.

4.3.1. Estimación de la corriente I_D

La corriente continua I_D es estimada a partir de la corriente promedio consumida por la lámpara:

$$I_{D,Est} \approx I_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |i_m(\theta)| \cdot d\theta, \quad (4.11)$$

donde I_C es el valor medio de la corriente consumida por el conjunto formado por el condensador electrolítico y el convertidor controlado (ver figuras 19(a) y 20(a)).

4.3.2. Estimación del condensador C

El condensador electrolítico C del lado de continua se estima a partir de la medición del ángulo de conmutación $\theta_{2,m}$ que caracteriza el inicio del pulso de la corriente medida $i_m(\theta)$ (ver figura 20(b)). Así, se puede verificar analíticamente usando (4.6) que dicho ángulo θ_2 es unívocamente representado por los ratios $R_N = R/(V/I_D)$ y $X_{CN} = X_C/(V/I_D)$, donde V es la tensión rms de la fuente de suministro $v(\theta)$. La figura 21(a) muestra la relación recíproca entre dichas variables (*i.e.* X_{CN} en función de θ_2 y R_N) dentro de los límites de $X_{CN} = (1\% \dots 25\%)$ y $R_N = (0\% \dots 2\%)$, los cuales son rangos admisibles al considerar aspectos prácticos en el diseño del balasto electrónico (la determinación de estos rangos se presenta en el Apéndice). Se observa en la figura 21(a) que la

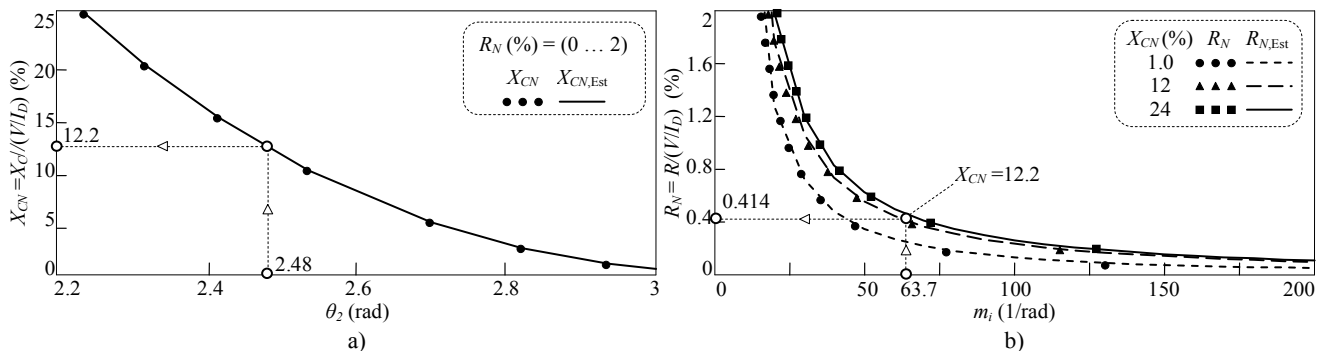


Figura 21. Estimación de los parámetros del circuito equivalente de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Estimación del condensador C. b) Estimación de la resistencia R.

influencia de R_N en el valor de θ_2 es despreciable permitiendo así caracterizar este ángulo solo en función del ratio X_{CN} . La relación recíproca entre ambas variables (θ_2, X_{CN}) es representada aproximadamente a partir de la función empírica,

$$X_{CN,Est} = x_{C3} \cdot \theta_2^3 + x_{C2} \cdot \theta_2^2 + x_{C1} \cdot \theta_2 + x_{C0} \quad (4.12)$$

$$x_{C3} = -0.1324 \text{ rad}^{-3} \quad x_{C2} = 1.4199 \text{ rad}^{-2} \quad x_{C1} = -5.0156 \text{ rad}^{-1} \quad x_{C0} = 5.8482 \text{ pu},$$

donde los coeficientes x_{Ci} ($i = 0 \dots 4$) son estimados numéricamente ajustando con la ecuación empírica (4.12) los puntos (θ_2, X_{CN}) obtenidos con (4.6) (y destacados en la figura 21(a)). Así, usando la formulación anterior, el ratio X_{CN} puede ser fácilmente estimado mediante el ángulo $\theta_{2,m}$, determinándose el condensador C (ó X_C) como $1/(C_{Est} \cdot \omega) = X_{C,Est} = X_{CN,Est} \cdot (V/I_{D,Est})$.

4.3.3. Estimación de la resistencia la R

La resistencia R del circuito equivalente de las SSL-LEDs es calculada a partir de la pendiente m_{im} del flanco de subida de la corriente medida normalizada $i_{Nm}(\theta) = i_m(\theta)/I_D$,

$$m_{im} = \left| \frac{d i_{Nm}(\theta_{P,m})}{d \theta} \right| / (\theta_{P,m} - \theta_{2,m}), \quad (4.13)$$

donde, según la figura 20(b), $\theta_{p,m}$ es el ángulo medido cuando la corriente alcanza su valor máximo $i_m(\theta_{p,m})$. Se verifica numéricamente que la pendiente m_{im} (4.13) puede ser unívocamente representada por los ratios R_N y X_{CN} . La figura 21(b) muestra la relación recíproca entre dichas variables (*i.e.* R_N en función de m_{im} y X_{CN}) dentro de los límites de $X_{CN} = (1\% \dots 25\%)$ y $R_N = (0\% \dots 2\%)$. Se observa en la figura 21(b) la influencia de R_N y X_{CN} en el valor de m_{im} , lo que permite expresar la pendiente en función del ratio R_N para distintos valores de X_{CN} . La relación recíproca entre ambas variables (m_{im}, R_N) dada una X_{CN} puede ser caracterizada aproximadamente con las ecuaciones empíricas,

$$R_{N,Est} = r_1 \cdot m_i^{-r_2} \quad (4.14)$$

$$r_i = r_{i1} \cdot e^{r_{i2} \cdot X_{CN}} + r_{i3} \cdot e^{r_{i4} \cdot X_{CN}} \quad (i = 1, 2), \quad (4.15)$$

donde los coeficientes r_i ($i = 1, 2$) son obtenidos numéricamente ajustando con la ecuación empírica (4.14) para distintos valores del ratio X_{CN} los puntos (m_{im}, R_N) obtenidos con (4.13) (y destacados en

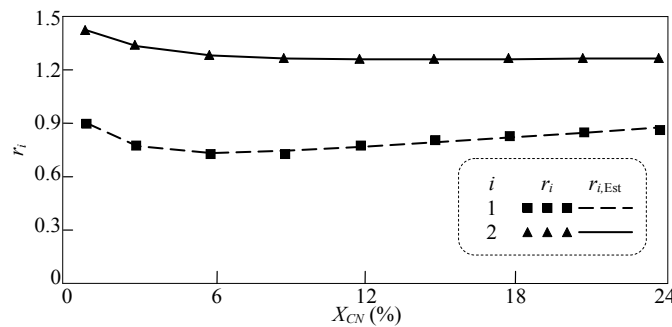


Figura 22. Ajuste de los coeficientes de la función de estimación del ratio R_N en la caracterización de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz

Tabla 6 Parámetros de la función de estimación de R_N del modelo de las SSL-LEDs

j	r_{1j} (pu)	r_{2j} (pu)
1	0.3784	0.2439
2	-54.1124	-35.270
3	0.6731	1.2462
4	1.0973	0.0515

la figura 21(b)). Estos coeficientes se grafican en la figura 22 y a partir de ellos se determinan los parámetros r_{ij} ($j = 1 \dots 4$) realizando el ajuste con la ecuación empírica (4.15) los puntos (X_{CN}, r_i) (y destacados en la figura 22). Los resultados se resumen en la tabla 6. Así, usando (4.14) y (4.15), el ratio R_N puede ser fácilmente estimado a partir de los valores de la pendiente m_{im} y $X_{CN,Est}$, determinándose la resistencia como $R_{Est} = R_N(V/I_{D,Est})$.

4.4. MÉTODO NUMÉRICO DE ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA LÁMPARA

Aunque el método PE_S, ((4.11), (4.12) y (4.14)), descrito en la sección 4.3 proporciona resultados relativamente aceptables (ver sección 4.5.1), éstos pueden ser mejorados al usar procedimientos numéricos como el método de mínimos cuadrados no lineal. Este método se basa en la minimización del error cuadrático entre las muestras temporales de la corriente medida y la corriente simulada con el modelo de las SSL-LEDs propuesto en (4.3). Para ello se aplica una tensión sinusoidal de valor rms nominal a las SSL-LEDs y luego se compara la corriente medida $i_m(\theta)$ con la corriente simulada $i(\theta)$, formulándose un problema de mínimos cuadrados no lineal en los términos siguientes:

$$\min_{\mathbf{y}} (S(\mathbf{y})) = \min_{\mathbf{y}} (r(\mathbf{y})^T \cdot r(\mathbf{y})), \quad (4.16)$$

donde $\mathbf{y} = (R, X_C, I_D)$ y $r(\mathbf{y})$ es el vector de residuos. El problema de mínimos cuadrados no lineal (4.16) dependerá del vector de residuos elegido pero, en general, puede ser solucionado usando la función *lsqnonlin*(\cdot) de MatLab, cuyos valores iniciales (R_i , X_{Ci} y I_{Di}) se determinan con el procedimiento PE_S. En los siguientes apartados se presentan dos vectores de residuos distintos que han sido aplicados con resultados satisfactorios.

4.4.1. Ajuste de la curva de la corriente

El procedimiento de estimación de ajuste de la curva (*curve fitting*, CF) consiste en minimizar el error cuadrático entre todas las muestras temporales de la corriente medida y la corriente simulada de las SSL-LEDs en un periodo de la onda (procedimiento que se identificará como PE_{CF}). Así, el vector de residuos viene dado por,

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} i_m(0) - i(0) \\ \vdots \\ i_m(\theta) - i(\theta) \\ \vdots \\ i_m(2\pi) - i(2\pi) \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Cabe destacar que este procedimiento de estimación ha proporcionado buenos resultados en las pruebas experimentales realizadas aunque, en general, el uso de más ecuaciones que variables a determinar no siempre asegura resultados correctos y puede conducir a problemas de convergencia [74]. En algunos casos es mejor utilizar un menor número de ecuaciones como residuo del método y es por este motivo que se plantea como alternativa el vector de residuos de la siguiente subsección.

4.4.2. Ajuste de puntos característicos de la corriente.

Este procedimiento de estimación (que se identificará como PE_p) utiliza un vector de residuos formado por los puntos más característicos y suficientes del pulso de la corriente medida (ver figura 20(b)), es decir: Las condiciones de los ángulos de conmutación $i(\theta_2) = i(\theta_3) = 0$, el valor máximo del pulso $i(\theta_p)$ y la derivada en el valor máximo de la corriente $di(\theta_p)/d\theta = 0$. Así, se minimiza el error cuadrático entre estos puntos y los simulados con el modelo de las SSL-LEDs,

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} i_m(\theta_{2,m}) - i(\theta_{2,m}) \\ i_m(\theta_{3,m}) - i(\theta_{3,m}) \\ i_m(\theta_{p,m}) - i(\theta_{p,m}) \\ di(\theta_{p,m})/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -i(\theta_{2,m}) \\ -i(\theta_{3,m}) \\ i_m(\theta_{p,m}) - i(\theta_{p,m}) \\ di(\theta_{p,m})/dt \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Algunas veces puede ser útil escoger otros puntos del pulso de la corriente y así añadir éstos al residuo (4.18) para mejorar el ajuste. En tal caso, es recomendable elegir una muestra en el centro del flanco de bajada de la corriente, es decir $\theta_{\rho} = (\theta_2 + \theta_3)/2 \approx (\theta_2 + \theta_3)/2$.

4.5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL DEL MODELO Y LOS MÉTODOS DE ESTIMACIÓN

Para determinar la validez del modelo de las SSL-LEDs y de los procedimientos de estimación, se realiza una serie de ensayos en el laboratorio con las lámparas especificadas en la tabla 5 y los equipos de laboratorio señalados en el Apéndice. En primer lugar se valida el modelo y el procedimiento PE_S y luego se analizan los métodos numéricos de estimación comparando sus resultados con los obtenidos con PE_S .

4.5.1. Validación del modelo con los parámetros estimados por el procedimiento PE_S

Se realizan ensayos sobre las lámparas especificadas en la tabla 3 a tensión sinusoidal de valor rms nominal y frecuencia 50 Hz (que se identificarán como Prueba #1). La figura 19(b) muestra

Tabla 7 Parámetros estimados de las SSL-LEDs por diferentes métodos

SSL-LEDs	PE _S			PE _{CF}			PE _P		
	R (Ω)	C (μF)	I _D (mA)	R (Ω)	C (μF)	I _D (mA)	R (Ω)	C (μF)	I _D (mA)
Led #1	36.04	3.01	26.4	32.62	3.12	27.2	39.02	3.16	25.2
Led #2	20.20	8.63	23.9	19.2	9.57	24.9	17.00	9.81	22.9
Led #3	22.26	3.04	35.0	12.81	3.97	38.2	18.86	3.39	33.9

los resultados experimentales de la lámpara Led #1 que son usados como ejemplo de aplicación del procediendo PE_S. Así al seguir el procedimiento descrito en la sección 4.3 se obtienen los parámetros,

- $I_{D,Est} \approx I_C = 26.4$ mA (figura 19(b)) y por lo tanto $V/I_{D,Est} \approx 8703$ Ω.
- $X_{CN,Est} = 12.2\%$ (figuras 19(b) y 21(a)) y $X_{C,Est} = 1059.2$ Ω (o $C_{Est} = 3.01$ μF).
- $R_{N,Est} = 0.414\%$ (figuras 19(b) y 21(b)) y $R_{Est} = 36.04$ Ω.

En la figura 19(b) se puede observar como la corriente obtenida por simulación con los parámetros de PE_S se ajusta correctamente a la corriente medida. Este procedimiento es aplicado a las otras SSL-LEDs especificadas en la tabla 3 y los resultados obtenidos se resumen en la tabla 7. La validez de estos parámetros se comprueba realizando las siguientes pruebas experimentales,

- Prueba #2: Las SSL-LEDs son alimentadas con una fuente de tensión sinusoidal de valor rms 240 V y 50 Hz.

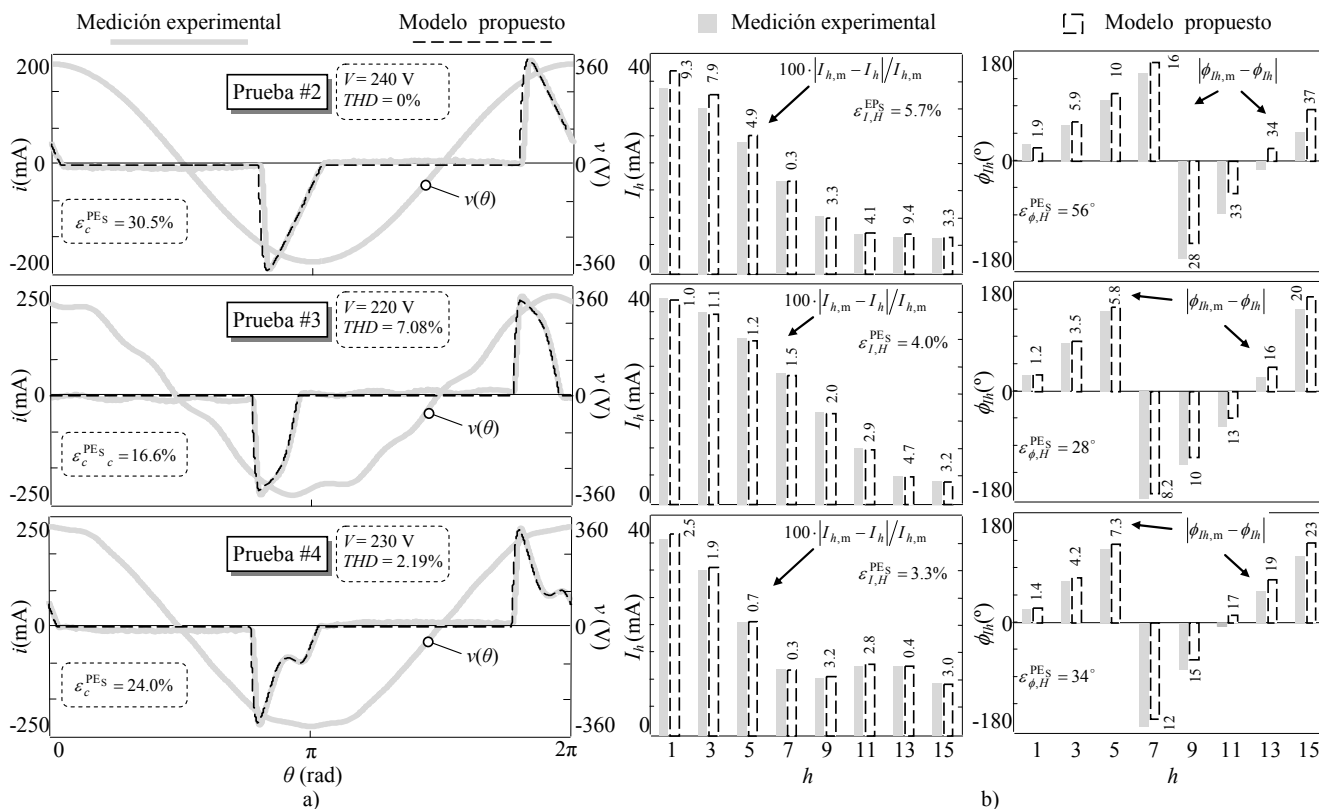


Figura 23. Medidas experimentales de lámpara 9 W Benito & Faure Lighting LED (Led #1): a) Formas de onda de la corriente v la tensión de suministro. b) Magnitud (izquierda) v ángulo de fase (derecha) del espectro armónico de la

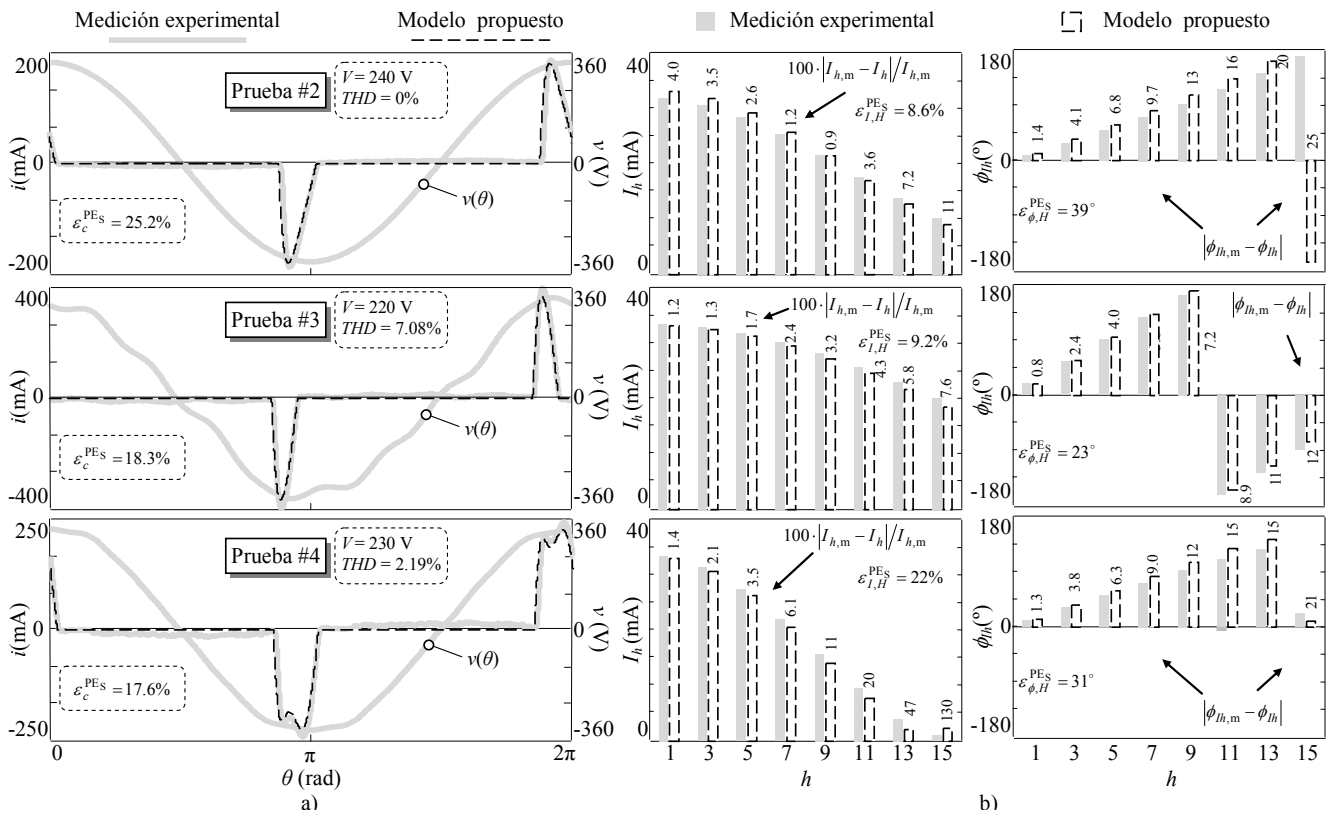


Figura 24. Lámpara 8 W Roblan LED (Led #2): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud (izquierda) y ángulo de fase (derecha) del espectro armónico de la corriente.

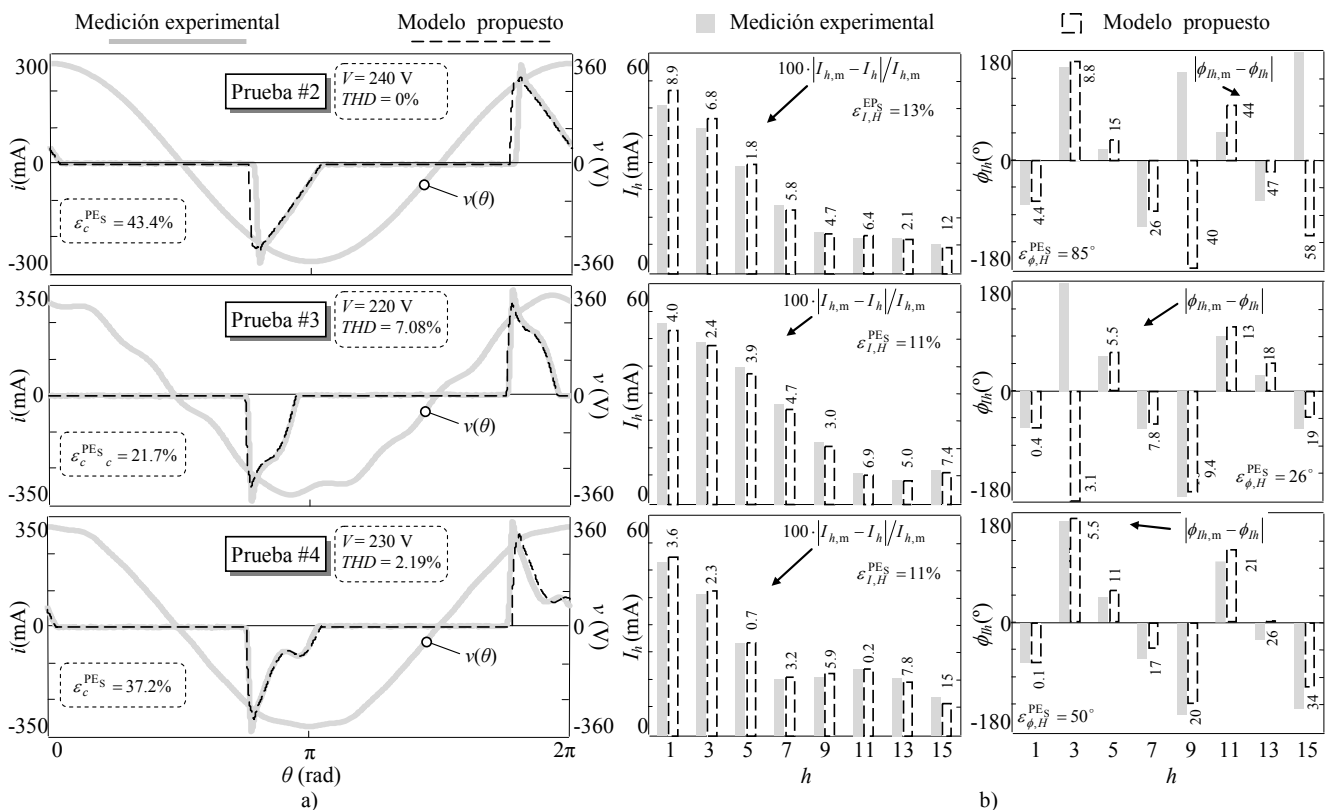


Figura 25. Medidas experimentales de lámpara 12 W Beneito & Faure Lightina LED (Led #3): a) Formas de onda de la

- Prueba #3: Las SSL-LEDs son alimentadas con una fuente de tensión de cresta aguda (*pointed-top voltaje* [57]) de valor rms 220 V y un $THD_v = 7.08\%$.
- Prueba #4: Las SSL-LEDs son alimentadas con una fuente de tensión de cresta plana (*flat-top voltaje* [57]) de valor rms 230 V y un $THD_v = 2.19\%$.

Los resultados experimentales para las SSL-LEDs se muestran en las figuras 23, 24 y 25. La corriente en el lado de alterna es medida y comparada con la forma de onda obtenida del modelo de las SSL-LEDs, las cuales se presentan en las figuras 23(a), 24(a) y 25(a) junto con la forma de onda de la tensión de suministro como referencia. El contenido armónico de las corrientes medidas y simuladas, así como sus errores son mostrados en las figuras 23(b), 24(b) y 25(b). Es importante señalar que los ángulos de fase de la corriente están referidos al ángulo de fase del fundamental de la tensión de suministro. Los resultados obtenidos con el modelo de las SSL-LEDs se ajustan correctamente con los resultados experimentales, quedando confirmado cuando se evalúa el error cuadrático relativo entre las formas de onda de la corriente medida $i_m(\theta)$ y la simulada $i(\theta)$,

$$\varepsilon_c^{em} = \frac{1}{I_m} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N_s} (i_m(\theta_n) - i(\theta_n))^2}{N_s}} \quad (em = PE_S), \quad (4.19)$$

donde N_s e I_m son el número de muestras (en el estudio $N_s = 10^4$) y el valor rms de la corriente medida. En las figuras 23(a), 24(a) y 25(a) se muestra dicho error y en las figuras 23(b), 24(b) y 25(b) los valores promedios de los errores relativos de la magnitud y ángulos de fase de la corriente para los armónicos $h = 1, 3 \dots H$ con $H = 39$,

$$\varepsilon_{I,H}^{em} = \frac{1}{(H+1)/2} \sum_{h=1,3,\dots}^H \frac{|I_{h,m} - I_h|}{I_{h,m}} \quad (4.20)$$

$$\varepsilon_{\phi,H}^{em} = \frac{1}{(H+1)/2} \sum_{h=1,3,\dots}^H |\phi_{Ih,m} - \phi_{Ih}| \quad (em = PE_S).$$

4.5.2. Validación del modelo con los parámetros estimados por los procedimientos PE_{CF} y PE_p .

Para estudiar la validez de los procedimientos de estimación de la sección 4.4, se realiza la Prueba #1 a las lámparas especificadas en la tabla 3 y los resultados obtenidos se resumen en la tabla 7. Se realiza también otra prueba en el laboratorio para validar los parámetros obtenidos por los procedimientos numéricos comparando las corrientes medidas con las simuladas,

- Prueba #5: Las SSL-LEDs son alimentadas con una fuente de cresta aguda (*pointed-top voltaje* [57]) de valor rms 225 V y un $THD_v = 5.8\%$.

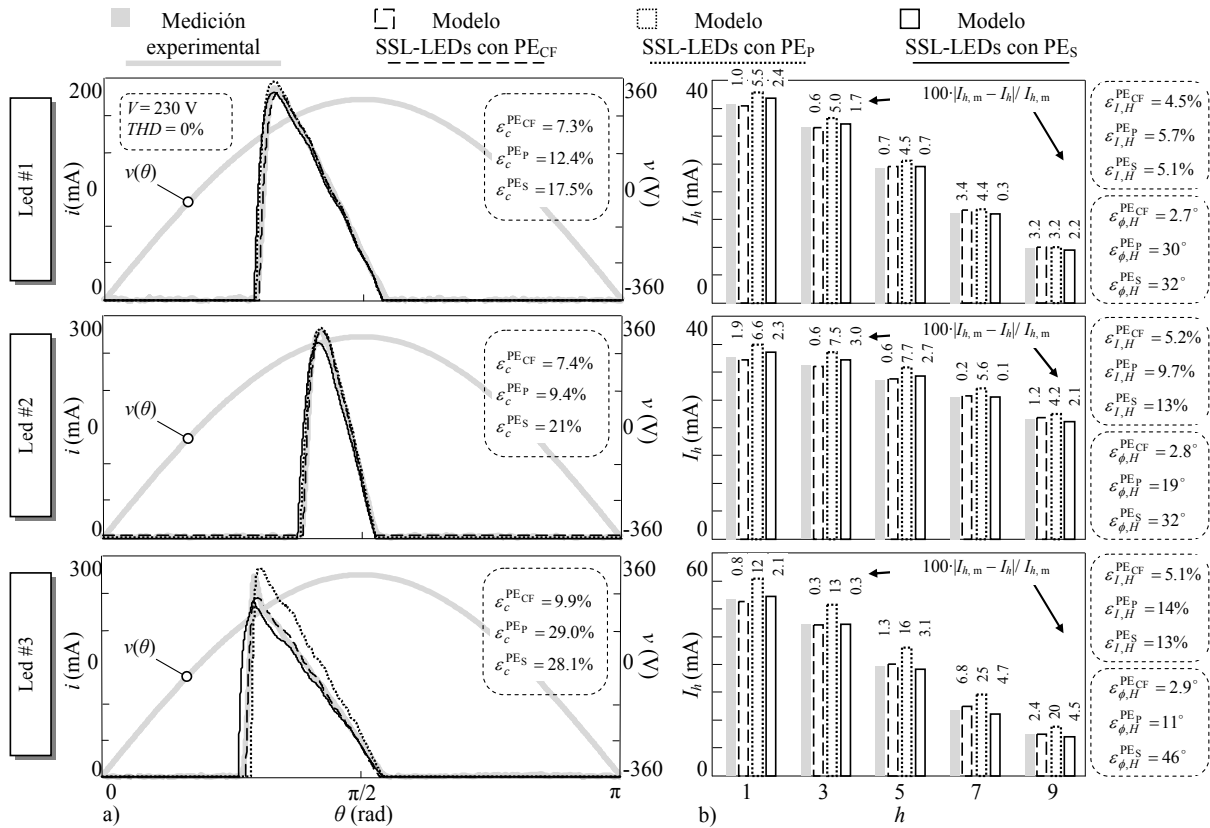


Figura 26. Medidas experimentales de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz (Prueba #1): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud del espectro armónico de las corrientes.

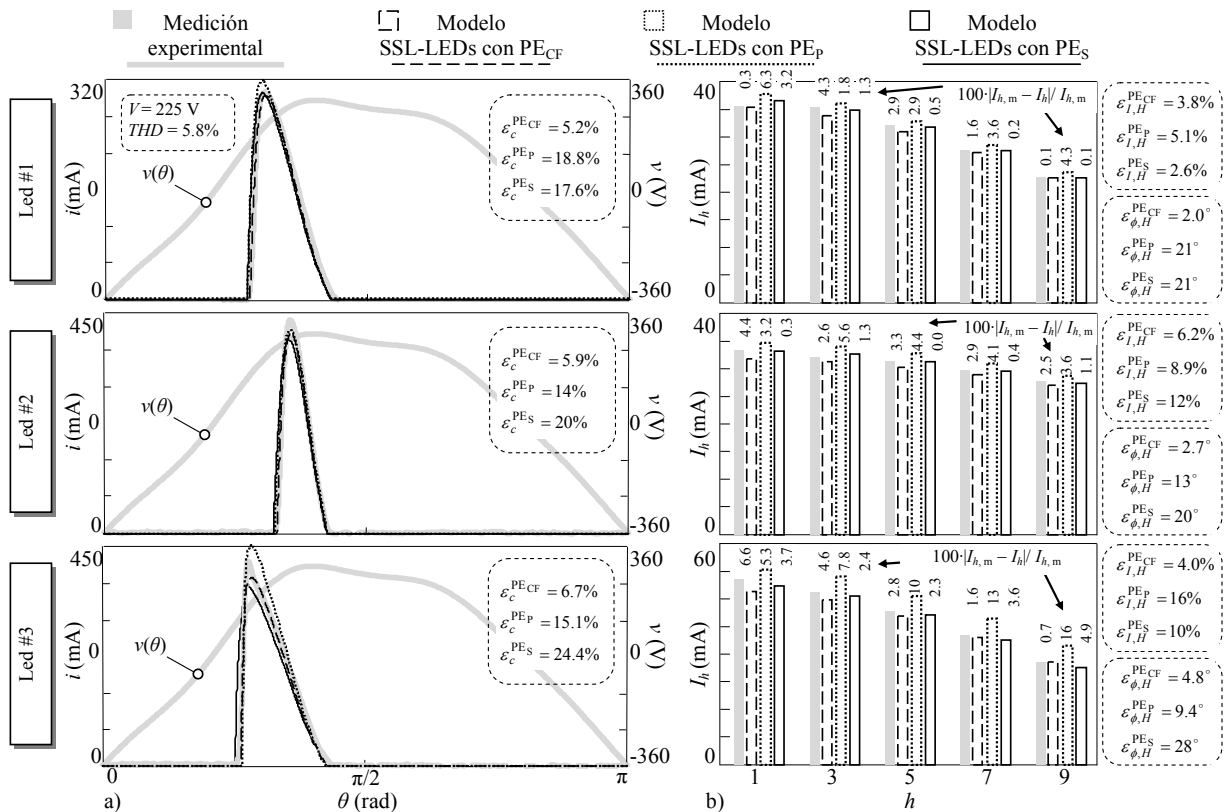


Figura 27. Medidas experimentales de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz alimentadas (Prueba #5): a) Formas de onda de la corriente y la tensión de suministro. b) Magnitud del espectro armónico de las corrientes

En las figuras 26(a) y 27(a) se muestran las formas de ondas de la corriente en un semiperiodo junto con la tensión de suministro como referencia, señalándose el error cuadrático relativo (4.19) para cada procedimiento de estimación ($em = PE_{CF}, PE_P, PE_S$) y $N_s = 10^4$. El contenido armónico de las mediciones y las simulaciones, se grafica en las figuras 26(b) y 27(b) en donde también se muestran los errores individuales para cada magnitud armónica y los valores promedio de los errores relativos de amplitud y ángulos de fase (4.20) para cada uno de los procedimientos de estimación ($em = PE_{CF}, PE_P, PE_S$) y $H = 39$. Se confirma que el método de estimación PE_{CF} permite un mejor ajuste ya que tiene el menor error cuadrático (estos errores son inferiores al 10%, $\varepsilon_c^{PE_{CF}} < 10\%$) y menores errores relativos promedio de amplitud y fase (estos errores son inferiores al 6% y al 5%, $\varepsilon_{I,H}^{PE_{CF}} < 6\%$ y $\varepsilon_{\phi,H}^{PE_{CF}} < 5^\circ$).

Capítulo 5: Aportaciones, Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación

5. APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Se presenta como tesis un compendio de seis(6) artículos [63]–[65], [68]–[70] que estudian la modelización armónica de algunos de los dispositivos de iluminación de eficiencia energética más habituales en las instalaciones eléctricas (*i.e.* las lámparas de descarga de alta intensidad con balasto magnético HIDLs, las lámparas fluorescentes compactas con balasto integrado CFLs y las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz SSL-LEDs) con el objeto de caracterizar sus emisiones armónicas y poder utilizar los modelos y herramientas desarrolladas en programas de HPF. El trabajo desarrollado contribuye principalmente con modelos de las lámparas anteriores basados en su circuito equivalente en el dominio de la frecuencia y realiza aportaciones significativas en la estimación de los parámetros de dichos modelos y propuestas de variantes y simplificaciones de los modelos originales. A continuación se describen las aportaciones realizadas, las conclusiones obtenidas y las futuras líneas de investigación que se han abierto.

5.1. APORTACIONES

La tesis doctoral contribuye al estudio del problema armónico en las instalaciones eléctricas con las siguientes aportaciones:

- Desarrollo de dos modelos para las HIDLs con balastos magnéticos que caracterizan la tensión de arco a partir de su desarrollo de Fourier y consideran la inductancia del balasto sin o con saturación (*i.e.* lineal o no lineal) [63]-[64].
- Desarrollo de un modelo para las CFLs con balasto integrado que considera la resistencias R del lado de alterna de la lámpara y se define el ratio X_C/R como guía para su utilización [68].
- Desarrollo de un modelo para las SSL-LEDs que caracteriza el conjunto formado por el convertidor controlado y la cadena de leds como una fuente de corriente continua de valor constante.
- En el marco del desarrollo de los modelos de las CFLs, [68] y [70], y de las SSL-LEDs, se formularon procedimientos sencillos y numéricos para la estimación de los parámetros del circuito equivalente de estos tipos de lámparas.
- A partir de los modelos de las HIDLs en el dominio de la frecuencia, se desarrolló un modelo para caracterizar la respuesta de la lámpara en régimen permanente con el programa de análisis temporal PSpice [65].

- A partir de los modelos de las CFLs en el dominio de la frecuencia, se estudiaron y desarrollaron modelos aproximados de dichas lámparas los cuales pueden ser aplicados en estudios de HPF con gran penetración de este tipo de cargas [69].

La tesis presenta todas las aportaciones de las HIDLs y las CFLs como compendio de publicaciones mientras que las aportaciones de las SSL-LEDs se han desarrollado completamente en el texto por estar los correspondientes artículos pendientes de edición o revisión.

5.2. CONCLUSIONES

Derivado del trabajo y de las aportaciones realizadas se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Los circuitos equivalentes en el dominio de la frecuencia y la caracterización final de los dispositivos a partir del modelo de su matriz de admitancias armónica acoplada es una herramienta muy útil para su modelización y su posterior utilización en los problemas de HPF. Dicha herramienta, conocida en la literatura y ampliamente aplicada, ha sido la utilizada en el presente trabajo.
- Es necesaria para una correcta modelización de los dispositivos no lineales (y en particular de los dispositivos de iluminación de eficiencia energética) la consideración del fenómeno de la atenuación armónica, es decir la consideración de la distorsión armónica de la tensión en los terminales de los circuitos equivalentes. Los modelos armónicos que caracterizan el comportamiento de las cargas exclusivamente a partir de la tensión fundamental pueden llevar a un cálculo de las emisiones armónicas erróneo y que solo es válido para un cierto grado de distorsión el cual debe ser valorado con detalle para cada dispositivo.
- Es recomendable la utilización de modelos aproximados de los dispositivos no lineales para abordar problemas de HPF con alta penetración de dichos dispositivos con el objeto de reducir esfuerzo computacional. No obstante se debe estudiar con detalle el error cometido con los modelos aproximados para establecer criterios de utilización para dichos modelos. Estos criterios podrían estar basados, en principio, en el *THD* de las tensiones de la instalación armónica presentándose los procedimientos estadísticos como el método de Monte Carlo como herramientas muy útiles para el análisis de dichos criterios.
- La estimación de los parámetros de los modelos desarrollados es imprescindible para su utilización. Dicha estimación deberá estar basada en medidas de la corriente consumida por los dispositivos y en métodos numéricos (v.g. métodos de mínimos cuadrados no lineales) aunque también se pueden llegar a utilizar métodos de aplicación más simple e inmediata y que proporcionan en muchos casos resultados razonablemente aceptables.

5.3. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Las posibles líneas de investigación que han ido surgiendo en el desarrollo de la presente tesis son las siguientes:

- Mejoras en el modelo desarrollado de las SSL-LEDs (y estudio del método de estimación adecuado) para caracterizar más exactamente el conjunto formado por el convertidor controlado del lado de continua y la cadena de leds y así tener las variaciones de la tensión de alimentación en su comportamiento. Desarrollo de los modelos aproximados derivados del anterior.
- Desarrollo de los modelos (y de sus procedimientos de estimación) para las CFLs y SSL-LEDs con filtro valley-fill a partir de su circuito equivalente en el dominio de la frecuencia y desarrollo de los modelos aproximados derivados de los anteriores.
- Formulación de procedimientos numéricos para la estimación de los parámetros (*i.e.* R , X_L , κ_{DL}^p y v_A^p) del circuito equivalente de las HIDLs.
- Estudios de HPF con gran penetración de dispositivos de iluminación de eficiencia energética a partir de los modelos aproximados de las lámparas. Análisis numérico del impacto de la sustitución de las lámparas de incandescencia por las lámparas de eficiencia energética en las instalaciones eléctricas.
- Estudio del procedimiento numérico usado en la determinación de los ángulos de conmutación θ_1 y θ_2 de los modelos de las CFLs y SSL-LEDs, para evitar los posibles problemas de convergencia que se presentan en casos de alta distorsión de la tensión de suministro.

Capítulo 6: Referencias

6. REFERENCIAS

6.1. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] “Accelerating the Deployment of Solid State Lighting (SSL) in Europe”, European Commission Joint Research Centre Institute for Energy and Transport, Luxembourg, Report EUR 25596 EN, 2012.
- [2] I. L. Azevedo, M. G. Morgan, y F. Morgan, “The Transition to Solid-State Lighting”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, n.º 3, pp. 481-510, 2009.
- [3] “Light’s Labour’s Lost: Policies for Energy-efficient lighting in support of the G8 plan of action”, International Energy Agency, France, 2006.
- [4] “Barriers to Technology Diffusion: The Case of Compact Fluorescent Lamps”, International Energy Agency, France, oct. 2006.
- [5] M. M. Aman, G. B. Jasmon, H. Mokhlis, y A. H. A. Bakar, “Analysis of the performance of domestic lighting lamps”, *Energy Policy*, vol. 52, n.º 0, pp. 482-500, ene. 2013.
- [6] “2100 U.S. Lighting Market Characterization”, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy, 2012.
- [7] “Energy Independence and Security Act of 2007”, U.S. Congress, Public Law 110-140, dic. 2007.
- [8] “Energy Policy Act of 2005”, U.S. Congress, Public Law 109-58, ago. 2005.
- [9] “Ecodesign requirements for fluorescent lamps without integrated ballast, for high intensity discharge lamps, and for ballasts and luminaires able to operate such lamps”, Commission Regulation (EC), 245/2009, mar. 2009.
- [10] P. Waide, “Phase Out of Incandescent Lamps. Implications for international supply and demand for regulatory compliant lamps”, International Energy Agency, France, abr. 2010.
- [11] “Lighting the way: Perspectives on the global lighting market”, *McKinsey & Company*, ago. 2012.
- [12] “Multi_Year Program Plan. Solid-State Lighting Research and Development”, *Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy*, may 2014.
- [13] A. Gil-de-Castro, A. Moreno-Munoz, J.-J. G. de la Rosa, J. M. F. Arias, y V. Pallares-Lopez, “Study of harmonic generated by electromagnetic and electronic ballast used in street lighting”, *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pp. 425-430, jun. 2011.
- [14] R. Orletti, M. A. Co, D. S. L. Simonetti, y J. L. de F. Vieira, “HID Lamp Electronic Ballast With Reduced Component Number”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, n.º 3, pp. 718-725, 2009.
- [15] “Energy Saving Potencial of Solid-Satde Lighting in General Illumination Applications”, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy, 2012.
- [16] A. De Almeida, B. Santos, B. Paolo, y M. Quicheron, “Solid state lighting review – Potential and challenges in Europe”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, n.º 0, pp. 30-48, jun. 2014.
- [17] S. Rios, R. Castaneda, y D. Veas, “Harmonic distortion and power factor assessment in city street gas discharge lamps”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 11, n.º 2, pp. 1013-1020, 1996.
- [18] A. Gil-de-Castro, A. Moreno-Munoz, y J.-J. G. de la Rosa, “Characterizing the harmonic attenuation effect of high-pressure sodium lamps”, *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*, pp. 1-6, sep. 2010.
- [19] W. M. Grady y G. T. Heydt, “Prediction of Power System Harmonics Due to Gaseous Discharge Lighting”, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-104, n.º 3, pp. 554-561, 1985.
- [20] S. Y. R. Hui y W. Yan, “A universal PSpice model for HID lamps”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, n.º 6, pp. 1594-1602, 2005.

- [21] Wei Yan, E. Tam, y S. Y. Hui, "A Semi-Theoretical Fluorescent Lamp Model for Time-Domain Transient and Steady-State Simulations", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, n.º 6, pp. 2106-2115, 2007.
- [22] J. G. Mayordomo, A. Hernandez, R. Asensi, L. F. Beites, y M. Izzeddine, "A unified theory of uncontrolled rectifiers, discharge lamps and arc furnaces. Part I: An analytical approach for normalized harmonic emission calculations", en *Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings. 8th International Conference On*, Athens, Greece, 1998, vol. 2, pp. 740-748.
- [23] J. G. Mayordomo, R. Asensi, L. F. Beites, y J. Bueno, "A frequency domain arc furnace model for harmonic power flows under balanced conditions", en *Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1996. Proceedings. 7th International Conference On*, Las Vegas, USA, 1996, pp. 419-427.
- [24] J. G. Mayordomo, L. F. Beites, R. Asensi, M. Izzeddine, L. Zabala, y J. Amantegui, "A new frequency domain arc furnace model for iterative harmonic analysis", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 12, n.º 4, pp. 1771-1778, 1997.
- [25] J. J. Mesas, L. Sainz, y A. Ferrer, "Deterministic and stochastic assessment of the harmonic currents consumed by discharge lamps", *Electric Power Systems Research*, vol. 81, n.º 1, pp. 10-18, 2011.
- [26] J. Molina, L. Sainz, y J. J. Mesas, "On the square arc voltage waveform model in magnetic discharge lamp studies", en *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, 2011.
- [27] J. Molina, J. Mesas, y L. Sainz, "Review of magnetic ballast discharge lamp models", en *Power and Energy Systems (EuroPES 2011), IASTED International Conference on*, Crete, Greece, 2011.
- [28] A. Heidemann, S. Hien, E. Panofski, y U. Roll, "Compact fluorescent lamps", *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings A*, vol. 140, n.º 6, pp. 429- 434, 1993.
- [29] R. R. Verderber, O. C. Morse, y W. R. Alling, "Harmonics from compact fluorescent lamps", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, n.º 3, pp. 670-674, 1993.
- [30] F. V. Topalis, "Efficiency of energy saving lamps and harmonic distortion in distribution systems", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, n.º 4, pp. 2038-2042, 1993.
- [31] R. Arseneau y M. Ouellette, "The effects of supply harmonics on the performance of compact fluorescent lamps", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, n.º 2, pp. 473-479, 1993.
- [32] M. J. Ouellette y R. Arseneau, "The effects of undervoltage on the performance of compact fluorescent systems", en *Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE*, 1992, pp. 1872-1879 vol.2.
- [33] D. J. Pileggi, E. M. Gulachenski, C. E. Root, T. J. Gentile, y A. E. Emanuel, "The effect of modern compact fluorescent lights on voltage distortion", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, n.º 3, pp. 1451-1459, 1993.
- [34] N. R. Watson, T. L. Scott, y S. Hirsch, "Implications for Distribution Networks of High Penetration of Compact Fluorescent Lamps", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, n.º 3, pp. 1521-1528, 2009.
- [35] P. N. Korovesis, G. A. Vokas, I. F. Gonos, y F. V. Topalis, "Influence of large-scale installation of energy saving lamps on the line Voltage distortion of a weak network supplied by photovoltaic station", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, n.º 4, pp. 1787- 1793, 2004.
- [36] J. Cunill-Sola y M. Salichs, "Study and Characterization of Waveforms From Low-Watt (25 W) Compact Fluorescent Lamps With Electronic Ballasts", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, n.º 4, pp. 2305-2311, 2007.
- [37] L. Sainz, J. Cunill, y J. J. Mesas, "Parameter estimation procedures for compact fluorescent lamps with electronic ballasts", *Electric Power Systems Research*, vol. 95, n.º 0, pp. 77-84, feb. 2013.
- [38] Z. Wei, N. R. Watson, y L. P. Frater, "Modelling of compact fluorescent lamps", en *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*, 2008, pp. 1-6.
- [39] Z. Wei, "Compact Florescent Lamps phase dependency modelling and harmonic assessment of their widespread use in distribution systems", Master of Engineering in Electrical and Computer Engineering, University of Canterbury, New Zealand, 2009.

- [40] A. Eltamaly, A. Alolah, N. H. Malik, U. Bawah, y M. J. Yousef, "Criteria for comparison of energy efficient lamps", *Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International*, pp. 149-154, dic. 2010.
- [41] N. Somchaiwong y E. Chaidee, "Comparison of power quality and luminous efficacy of commercial energy saving lamps in Thailand", *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2012 12th International Conference on*, pp. 1800-1804, oct. 2012.
- [42] Jing Yong, Liang Chen, A. B. Nassif, y Wilsun Xu, "A Frequency-Domain Harmonic Model for Compact Fluorescent Lamps", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, n.º 2, pp. 1182-1189, 2010.
- [43] O. Boix, L. Sainz, y J. Pedra, "Harmonic interaction in capacitor rectifier loads", *European Transactions on Electrical Power*, vol. 10, n.º 2, pp. 93-97, 2000.
- [44] A. Mansoor, W. M. Grady, A. H. Chowdhury, y M. J. Samoty, "An investigation of harmonics attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, n.º 1, pp. 467-473, ene. 1995.
- [45] A. Mansoor, W. M. Grady, R. S. Thallam, M. T. Doyle, S. D. Krein, y M. J. Samoty, "Effect of supply voltage harmonics on the input current of single-phase diode bridge rectifier loads", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, n.º 3, pp. 1416-1422, jul. 1995.
- [46] G. Carpinelli, F. Iacovone, P. Varilone, y P. Verde, "Single phase voltage source converters: Analytical modelling for harmonics analysis in continuous and discontinuous current conditions", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 23, n.º 1, pp. 37-48, 2003.
- [47] A. Kelley y W. F. Yadusky, "Rectifier for minimum line-current harmonics and maximum power factor", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, n.º 2, pp. 332-341, abr. 1992.
- [48] "Harmonic Emission Limits- Related Power Quality Requirements for lighting Equipment", *ANSI C82.77*, ene. 2002.
- [49] "Requisitos de diseño ecológico para Lámparas de uso doméstico no direccionables", *CE 244/2009*, mar. 2009.
- [50] "ENERGY STAR Program Requirements for CFLs - Version 4.2". [En línea]. Disponible en: http://www.energystar.gov/sites/default/files/specs/private/ENERGY_STAR_CFL_V4.3.pdf. [Accedido: 10-sep-2014].
- [51] "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2 - Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)", *IEC-61000-3-2*, 2005.
- [52] J. J. Mesas, L. Sainz, y J. Molina, "Parameter Estimation Procedure for Models of Single-Phase Uncontrolled Rectifiers", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, n.º 3, pp. 1911-1919, 2011.
- [53] S. Ronnberg, M. Bollen, y M. Wahlberg, "Harmonic emission before and after changing to LED and CFL — Part I: Laboratory measurements for a domestic customer", en *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*, 2010, pp. 1-7.
- [54] S. Ronnberg, M. Wahlberg, y M. Bollen, "Harmonic emission before and after changing to LED and CFL — Part II: Field measurements for a hotel", en *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [55] S. Ronnberg, M. Wahlberg, y M. Bollen, "Harmonic emission before and after changing to LED lamps — Field measurements for an urban area", *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*, pp. 552-557, jun. 2012.
- [56] M. Bollen, S. Ronnberg, E. Larsson, M. Wahlberg, y C. Lundmark, "Harmonic emission from installations with energy-efficient lighting", en *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*, 2011, pp. 1-6.
- [57] A. Blanco, R. Stiegler, y J. Meyer, "Power quality disturbances caused by modern lighting equipment (CFL and LED)", *PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble*, pp. 1-6, jun. 2013.
- [58] S. Deckmann, H. Shareef, A. Mohamed, y M. Hannan, "An analysis of harmonics from LED lamps", *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012 Asia-Pacific Symposium on*, pp. 837-840, may 2012.

- [59] S. Uddin, H. Shareef, A. Mohamed, y M. Hannan, "An analysis of harmonic diversity factors applied to LED lamps", *Power System Technology (POWERCON), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 1-5, oct. 2012.
- [60] A. Blanco y E. Parra, "Effects of high penetration of CFLS and LEDS on the distribution networks", en *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*, 2010, pp. 1-5.
- [61] D. Matvoz y M. Maksic, "Comparison of LED and CFL lamps and their impact on electric power network", *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*, pp. 320-327, jun. 2012.
- [62] H. Shabbir, M. Ur Rehman, S. Rehman, S. Sheikh, y N. Zaffar, "Assessment of harmonic pollution by LED lamps in power systems", *Power Systems Conference (PSC), 2014 Clemson University*, pp. 1-7, mar. 2014.
- [63] J. Molina, L. Sainz, J. J. Mesas, y J. G. Bergas, "Model of discharge lamps with magnetic ballast", *Electric Power Systems Research*, vol. 95, pp. 112-120, feb. 2013.
- [64] J. Molina, L. Sainz, y L. Monjo, "Model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage", *Electric Power Systems Research*, vol. 104, pp. 42-51, nov. 2013.
- [65] J. Molina y L. Sainz, "PSpice model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage", *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 47, pp. 210-220, sep. 2014.
- [66] J. Pedra, L. Sainz, F. Córcoles, R. Lopez, y M. . Salichs, "PSPICE computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, n.º 1, pp. 200-207, ene. 2004.
- [67] L. Sainz, F. Corcoles, J. Pedra, y L. Guasch, "Theoretical Calculation of Inrush Currents in Three- and Five-Legged Core Transformers", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, n.º 2, pp. 986-995, 2007.
- [68] J. Molina y L. Sainz, "Model of Electronic Ballast Compact Fluorescent Lamps", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 29, n.º 3, pp. 1363-1371, jun. 2014.
- [69] J. Molina y L. Sainz, "Compact Fluorescent Lamp Modeling for Large-Scale Harmonic Penetration Studies", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. accepted for publication.
- [70] J. Molina, J. J. Mesas, y L. Sainz, "Parameter estimation procedure for the equivalent circuit model of compact fluorescent lamps", *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 128-135, nov. 2014.
- [71] "Fixed capacitors for use in electronic equipment: Part 4", *IEC-60384-4*, 2007.
- [72] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", *IEEE Std 519-1992*, pp. 1-112, abr. 1993.
- [73] "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems", *IEC-61000-2-2*, 2002.
- [74] R. R. N. Souza, D. F. Coutinho, R. Tonkoski, S. L. C. Silva, M. Tello, V. M. Canalli, G. A. D. Dias, J. C. M. Lima, U. A. S. Sarmanho, G. B. Maizonave, F. D. Adegas, G. B. Cecon, F. S. Dos Reis, y P. Ribeiro, "Nonlinear Loads Parameters Estimation and Modeling", *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 937-942, 4.
- [75] J. Slezinger, J. Drapela, R. Langella, y A. Testa, "A new simplified model of compact fluorescent lamps in the scenario of smart grids", *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*, pp. 835-841, jun. 2012.
- [76] S. Herraiz, L. Sainz, y J. Pedra, "Behaviour of single-phase full-wave rectifier", *European Transactions on Electrical Power*, vol. 13, n.º 3, pp. 185-192, 2003.
- [77] *Matlab 7.9 (R2009b)*. Natick, MA: The MathWorks, Inc, 2009.

6.2. ARTÍCULOS PUBLICADOS DURANTE EL DESARROLLO DE LA TESIS

- [26] J. Molina, L. Sainz, y J. J. Mesas, “On the square arc voltage waveform model in magnetic discharge lamp studies”, en *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, 2011.
- [27] J. Molina, J. Mesas, y L. Sainz, “Review of magnetic ballast discharge lamp models”, en *Power and Energy Systems (EuroPES 2011), IASTED International Conference on*, Crete, Greece, 2011.
- [52] J. J. Mesas, L. Sainz, y J. Molina, “Parameter Estimation Procedure for Models of Single-Phase Uncontrolled Rectifiers”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, nro. 3, pp. 1911-1919, 2011.
- [63] J. Molina, L. Sainz, J. J. Mesas, y J. G. Bergas, “Model of discharge lamps with magnetic ballast”, *Electric Power Systems Research*, vol. 95, pp. 112-120, feb. 2013.
- [64] J. Molina, L. Sainz, y L. Monjo, “Model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage”, *Electric Power Systems Research*, vol. 104, pp. 42-51, nov. 2013.
- [65] J. Molina y L. Sainz, “PSpice model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage”, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 47, pp. 210-220, sep. 2014.
- [68] J. Molina y L. Sainz, “Model of Electronic Ballast Compact Fluorescent Lamps”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 29, nro. 3, pp. 1363-1371, jun. 2014.
- [69] J. Molina y L. Sainz, “Compact Fluorescent Lamp Modeling for Large-Scale Harmonic Penetration Studies”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. accepted for publication.
- [70] J. Molina, J. J. Mesas, y L. Sainz, “Parameter estimation procedure for the equivalent circuit model of compact fluorescent lamps”, *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 128-135, nov. 2014.

APÉNDICE: ALGUNOS DETALLES DE LOS ESTUDIOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES REALIZADOS

A. LIMITES DE LOS RATIOS X_{CN} Y R_N DEL MODELO DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS

Para determinar los límites de los ratios X_{CN} y R_N se consideran como razonables en el diseño de los balastos electrónico de las CFLs las siguientes hipótesis,

- Rango de la constante de tiempo en el lado de continua $\tau_C = (10 \text{ ms} \dots 70 \text{ ms})$ [75],

$$X_{CN} = \frac{X_C}{R_D} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_D} = \frac{1}{\omega \cdot \tau_C}.$$

- Pérdidas óhmicas de la lámpara ΔP_{Losses} menores del 10%,

$$\Delta P_{\text{Losses}} \approx \frac{R \cdot I^2}{R_D \cdot I_{dc}^2} = \left(\frac{I}{I_{dc}} \right)^2 \cdot R_N \approx \left(\frac{V_C}{V \cdot pf} \right)^2 \cdot R_N \approx \left(\frac{1.33}{0.6} \right)^2 \cdot R_N = 5.06 \cdot R_N,$$

donde pf es el factor de potencia, V el valor rms de la tensión de suministro y V_C es el valor medio de la tensión de continua. Para este desarrollo se utilizan las siguientes aproximaciones para el factor de potencia $pf \approx 0.6$ [53]-[54], el valor medio de la tensión de continua $V_C \approx 1.35 \cdot V$ [76] y la potencia activa consumida por la lámpara $P = V \cdot I \cdot pf \approx P_C = V_C \cdot I_{dc}$ (ver figura 28).

B. LIMITES DE LOS RATIOS X_{CN} Y R_N DEL MODELO DE LAS LÁMPARAS DE ESTADO SÓLIDO DE DIODOS INORGÁNICOS EMISORES DE LUZ

Para determinar los límites de los ratios X_{CN} y R_N se consideran como razonables en el diseño de los balastos electrónico de las SSL-LEDs las siguientes hipótesis,

- Rizado en la tensión de continua Δv_C menores del 50%,

$$\Delta v_C = \frac{v_{C\max} - v_{C\min}}{V_C} = \frac{v_C^I(\theta_1) - v_C^I(\theta_2)}{V_C} = \frac{X_C \cdot I_D}{V_C} \cdot (\theta_2 - \theta_1) \approx \frac{X_C \cdot I_D}{1.35 \cdot V} \cdot \frac{5\pi}{6} = 1.9324 \cdot X_{CN},$$

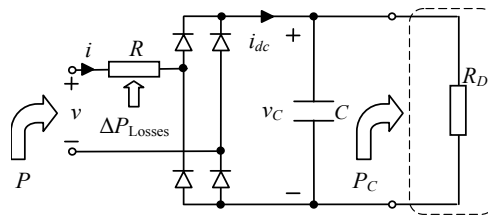


Figura 28. Balance de potencias activas en el circuito equivalente de las lámparas de fluorescentes compactas

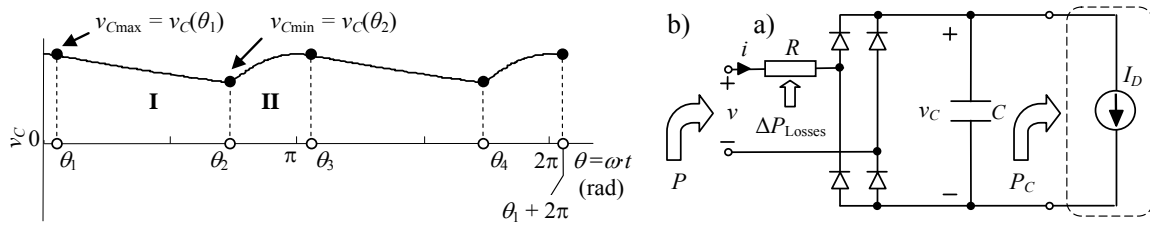


Figura 29. Lámpara de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz: a) Tensión de continua.

donde v_{Cmax} y v_{Cmin} son los valores máximo y mínimo de la tensión de continua v_C y V_C es su valor medio (ver la figura 29(a)). Para este desarrollo se utilizan las siguientes aproximaciones para el valor medio de la tensión de continua $V_C \approx 1.35 \cdot V$ [76] y el ancho del pulso de corriente alterna $(\theta_3 - \theta_2) \approx \pi/6$ y por lo tanto $(\theta_2 - \theta_1) \approx \pi - (\theta_3 - \theta_2) = 5\pi/6$ [51].

- Pérdidas óhmicas de la lámpara ΔP_{Losses} menores del 7.5%,

$$\Delta P_{Losses} = \frac{R \cdot I^2}{P} = \frac{R \cdot I^2}{V \cdot I \cdot pf} = \frac{1}{pf} \cdot \frac{I}{I_D} \cdot \frac{R}{V/I_D} \approx \frac{1}{pf} \cdot \frac{V_C}{V} \cdot R_N \approx \frac{1.35}{0.6^2} \cdot R_N = 3.75 \cdot R_N,$$

donde pf es el factor de potencia, V el valor rms de la tensión de suministro y P la potencia activa consumida por la lámpara. Para este desarrollo se utilizan las siguientes aproximaciones para el factor de potencia $pf \approx 0.6$ [53]-[54] y la potencia activa $P = V \cdot I \cdot pf \approx P_C = V_C \cdot I_D$ (ver figura 29(b)).

C. EQUIPOS DE LABORATORIO

Las diversas lámparas ensayadas para el desarrollo de este trabajo, fueron alimentadas con una fuente conmutada de tensión alterna AC ELGAR *Smart-wave* de 4.5 kVA y las mediciones se realizaron con un osciloscopio digital marca YOKOGAWA DL 708E de frecuencia de muestreo 500 kHz (ver la figura 30). Las medidas fueron registradas en el osciloscopio para posteriormente ser tratadas en un ordenador personal usando el programa MatLab 2009b [77].



Figura 30. Ensayo sobre una lámpara de descarga de alta intensidad HPS de 400 W con una fuente de tensión AC ELGAR *Smart-wave* 4.5 kVA y un osciloscopio digital YOKOGAWA DL 780E.

Anexo: Publicaciones incluidas en la Tesis

ANEXO: PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA TESIS

[63] J. Molina, L. Sainz, J. J. Mesas, y J. G. Bergas, “Model of discharge lamps with magnetic ballast”, *Electric Power Systems Research*, vol. 95, pp. 112-120, feb. 2013.

Factor de impacto año 2013 = 1.595 y últimos 5 años = 2.026.

[64] J. Molina, L. Sainz, y L. Monjo, “Model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage”, *Electric Power Systems Research*, vol. 104, pp. 42-51, nov. 2013.

Factor de impacto año 2013 = 1.595 y últimos 5 años = 2.026.

[65] J. Molina y L. Sainz, “PSpice model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage”, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 47, pp. 210-220, sep. 2014.

Factor de impacto año 2013 = 1.050 y últimos 5 años = 1.169.

[68] J. Molina y L. Sainz, “Model of Electronic Ballast Compact Fluorescent Lamps”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 29, nro. 3, pp. 1363-1371, jun. 2014.

Factor de impacto año 2013 = 1.657 y últimos 5 años = 1.970.

[69] J. Molina y L. Sainz, “Compact Fluorescent Lamp Modeling for Large-Scale Harmonic Penetration Studies”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. accepted for publication.

Factor de impacto año 2013 = 1.657 y últimos 5 años = 1.970.

[70] J. Molina, J. J. Mesas, y L. Sainz, “Parameter estimation procedure for the equivalent circuit model of compact fluorescent lamps”, *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 128-135, nov. 2014.

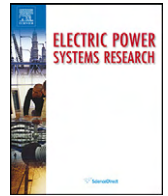
Factor de impacto año 2013 = 1.595 y últimos 5 años = 2.026.

ATENCIÓN ;

La página 85 y siguientes de la tesis el contienen los artículos mencionados, que puede consultarse en el web de cada editor

ATTENTION ;

Pages 85 and following of the thesis are availables at the editor's web



Model of discharge lamps with magnetic ballast

Julio Molina^a, Luis Sainz^{b,*}, Juan Jose Mesas^b, Joan Gabriel Bergas^b

^a Department of Power, School of Electrical Engineering-UCV, Los Chaguaramos 1040, Caracas, Venezuela

^b Department of Electrical Engineering, ETSEIB-UPC, Av. Diagonal 647, 08028 Barcelona, Spain

ARTICLE INFO

Article history:

Received 4 October 2011

Received in revised form 21 May 2012

Accepted 11 August 2012

Keywords:

Discharge lamps

Arc voltage

Power system harmonics

ABSTRACT

Magnetic ballast discharge lamp modeling has been extensively studied because these lamps can be an important source of harmonics. Discharge lamp models usually represent the arc voltage by a square waveform. However, this waveform can be far from actual arc voltages, which affects the accuracy of the lamp models. This paper investigates the actual arc voltage behavior of discharge lamps from laboratory measurements and proposes a novel characterization of these voltages to reformulate the conventional models. The accuracy of the new model is validated with experimental measurements.

© 2012 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Nowadays, there is an increasing number of discharge lamps (DLs) in power distribution systems because they have a longer life and higher lighting efficiency than incandescent lights. These lamps are classified according to the use of magnetic or electronic ballasts and the gas and pressure inside the bulb. Fluorescent and compact fluorescent lamps are low-pressure mercury gas lamps in the 5–150 W range used in residential, commercial and industrial installations [1–6]. High-pressure mercury and sodium gas lamps and metal halide gas lamps are employed in street or public lighting with a power consumption range of approximately 100–500 W [7–9].

Although compact fluorescent lamps with electronic ballast are now the most commonly installed lamps in commercial and residential installations (in particular in the European Union as a result of the European energy efficiency program), magnetic ballast DLs are still being used. Moreover, they are the only ones used in street lighting installations. Despite the low individual harmonic current consumption of DLs, a large number of them are usually connected at the same bus [3,7,8], increasing network voltage distortion [10]. Thus, many studies on DL modeling have been conducted to determine the harmonic currents injected into installations by these nonlinear loads [5,6,9,11–15], and standards assess and set the limit for the harmonic currents injected by this kind of loads [16]. The square arc voltage

waveform is usually assumed in these studies. However, it can be far from actual arc voltages, affecting the accuracy of the DL model [9,17]. DL modeling studies are also used to analyze the distorted power supply influence on lamp bulb luminous flux variation [6,15].

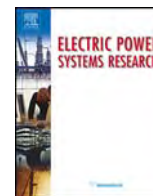
This paper examines actual DL arc voltages by experimental measurements, compares them with the square arc voltage waveform and proposes a model to characterize their behavior. A DL model based on the above study is developed and the analytical expressions of the DL current magnitudes and phase angles are determined. The DL model also considers harmonic supply voltages and the DL ballast resistance. Finally, the study is validated with experimental measurements and the limitations of the square arc voltage waveform are discussed.

2. Discharge lamp modeling

Fig. 1(a) illustrates the typical circuit of magnetic DLs [5,6,9,11–15], which is formed by the magnetic ballast and the lamp bulb. The DL ballast is modeled with its inductance L (together with its associated resistance R) while the arc voltage phenomenon inside the bulb is modeled with the voltage source v_A . Fig. 1(b) shows the ac current and arc voltage (i and v_A , respectively), which characterize the behavior of these non-linear loads, where $\omega_1 = 2\pi f_1$ and f_1 is the fundamental frequency of the supply system. Fig. 1(c) shows the v_A – i characteristic of the arc voltage, which characterizes DL non-linear behavior [5,6].

To obtain the DL fundamental and harmonic currents, the commutation angles θ_1 and θ_2 in Fig. 1(b), which characterize DL behavior, are determined by analyzing the circuit of Fig. 1(a) [9,11–14,17]. Half-wave symmetry assumption is

* Corresponding author. Tel.: +34 93 4011759; fax: +34 93 4017433.
E-mail addresses: julio.molina@ucv.ve (J. Molina), sainz@ee.upc.es (L. Sainz), juan.jose.mesas@upc.edu (J.J. Mesas), bergas@ee.upc.edu (J.G. Bergas).



Model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage



Julio Molina^a, Luis Sainz^{b,*}, Lluís Monjo^b

^a Department of Power, School of Electrical Engineering-UCV, Los Chaguaramos 1040, Caracas, Venezuela

^b Department of Electrical Engineering, ETSEIB-UPC, Av. Diagonal 647, 08028 Barcelona, Spain

ARTICLE INFO

Article history:

Received 24 November 2012

Received in revised form 1 May 2013

Accepted 8 June 2013

Available online 18 July 2013

Keywords:

HID lamps

Harmonic modeling

Power system harmonics

ABSTRACT

Harmonic modeling of high intensity discharge lamps with magnetic ballast has been extensively studied because they are energy-efficient lighting devices commonly used in industrial and public installations, and can be an important source of harmonics. This kind of modeling usually considers the linear saturation curve of the magnetic ballast and represents the arc voltage by a square waveform. However, both assumptions can be far from describing actual lamp behavior, affecting the accuracy of the model. This paper proposes a novel characterization of high intensity discharge lamps considering both the non-linear behavior of the magnetic ballast and the non-square waveform of the arc voltage. The accuracy of the new model is validated with experimental measurements and compared to that of the traditional models.

© 2013 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Lighting installations currently represent approximately 20% of worldwide electric energy consumption, producing 1900 Mt CO₂ emissions per year. For this reason, the use of new lighting technologies for energy efficiency improvement has become an important issue, allowing energy savings of 122–133 TWh/year and CO₂ emission reductions of 15–20%. The energy-efficient lighting devices commonly used in residential and commercial installations are compact fluorescent lamps (CFLs) and light-emitting diodes (LEDs) while industrial and public lighting installations use high intensity discharge (HID) lamps [1,2]. HID lamps have a power consumption range of approximately 70–500 W and can be classified according to the gas and pressure inside the bulb [low pressure sodium (LPS), high pressure sodium (HPS), high pressure mercury (HPM), metal halide (MH) and ceramic metal halide (CMH) lamps] and the use of magnetic or electronic ballast [3]. Among all previous lamps, HPS and MH lamps are the most commonly used due to their high luminous flux (7000–40000 lm) and efficiency (40–140 lm/W), long useful life 5000–22000 h) and high color-rendering index (15–62) [1]. In the last decade, electronic ballasts have been promoted as substitutes for magnetic ballasts in these lamps (particularly in the European Union) because of their higher energy efficiency and ability to deliver a constant power to the lamp throughout its useful life. Nevertheless, magnetic ballast

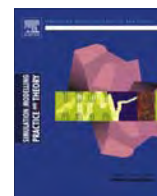
lamps are still widely used because of their lower cost, longer life and higher robustness [3]. Moreover, the power range of electronic ballast lamps is limited to 150 W due to the acoustic resonance phenomenon at very high frequencies [4].

One of the main concerns about magnetic and electronic ballast HID lamps is their harmonic current emission [2,3]. Although the harmonic emissions of magnetic ballast lamps are lower than those of electronic ballast lamps, they are also considered in power quality studies because a large number of magnetic ballast lamps are usually connected at the same bus. For this reason, many modeling works on these lamps try to determine the harmonic currents injected into installations by such nonlinear loads [5–11]. These studies usually assume the linear saturation curve of the magnetic ballast and square waveform of the arc voltage. However, both assumptions can be far from describing actual magnetic ballast behavior and arc voltage waveforms, affecting the accuracy of the HID lamp model [10,11]. In the knowledge of the authors, no work in the literature has examined the non-linear saturation curve of the magnetic ballast in HID lamp modeling, and the non-square waveform of the arc voltage has only been solved in [11].

This paper extends the HID lamp model in [11] by considering the non-linear saturation curve of the magnetic ballast together with the non-square waveform of the arc voltage. An HID lamp model based on the piecewise linear modeling of the ballast saturation curve and the arc voltage model in [11] is developed and the analytical expressions of the lamp harmonic emissions are determined. The lamp model also includes harmonic supply voltages and the magnetic ballast resistance. The study is validated with experimental measurements, and the limitations of several models in

* Corresponding author. Tel.: +34 93 4011759; fax: +34 93 4017433.

E-mail address: sainz@ee.upc.edu (L. Sainz).



PSpice model of discharge lamps with saturated magnetic ballast and non-square arc voltage



Julio Molina^a, Luis Sainz^{b,*}

^a Department of Power, School of Electrical Engineering-UCV, Los Chaguaramos, 1040 Caracas, Venezuela

^b Department of Electrical Engineering, ETSEIB-UPC, Av. Diagonal 647, 08028 Barcelona, Spain

ARTICLE INFO

Article history:

Received 5 February 2014

Received in revised form 24 April 2014

Accepted 10 June 2014

Available online 15 July 2014

Keywords:

HID lamps

Harmonic modeling

Power system harmonics

ABSTRACT

High intensity discharge lamps with magnetic ballast are energy-efficient lighting devices commonly used in industrial and public installations. These lamps can be important pollution loads, and their harmonic modeling has been extensively studied considering linear magnetic ballast and square arc voltage waveform. Previous assumptions can be far from describing actual lamp behavior, affecting the accuracy of the model. This paper proposes a PSpice model of high intensity discharge lamps considering both the non-linear behavior of the magnetic ballast and the non-square waveform of the arc voltage. The PSpice model is successfully validated with lab experimental measurements.

© 2014 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

New lighting technologies for energy efficiency improvement have become an important issue in recent years as they allow considerable energy savings and CO₂ emission reductions. The energy-efficient lighting devices commonly used in residential and commercial installations are compact fluorescent lamps (CFLs) and light-emitting diodes (LEDs) while industrial and public lighting installations use high intensity discharge (HID) lamps in the 70–500 W power consumption range [1,2]. HID lamps can be classified according to the gas and pressure inside the bulb and the ballast technology [3]. Among all previous lamps, metal halide (MH) and high pressure sodium (HPS) lamps are the most widely used due to their high luminous flux (7000–40,000 lm) and efficiency (40–150 lm/W), long useful life (5000–22,000 h) and high color-rendering index (15–93 or higher) [1]. In the last decade, electronic ballasts have been promoted as substitutes for magnetic ballasts (particularly in the European Union) because of their significant advantages like higher energy efficiency, ability to deliver constant power to the lamp throughout its useful life, dimming and real-time monitoring. Nevertheless, magnetic ballast lamps are still widely used because of their lower cost, longer life and higher robustness [3]. Moreover, electronic ballast lamps can exhibit acoustic resonance phenomena at high frequencies and have a limited power range (although there are lamps up to 400 W) [4].

Several works on HID lamp models study dynamic lamp models from the physical behavior inside the bulb. These works are fundamental for HID lamp and ballast circuit designers because they allow describing the lamp's dynamic response and $v-i$ characteristics in a wide frequency range. Nevertheless, according to harmonic power quality studies, one of the main concerns about HID lamps is their harmonic current emissions [2,3], which are determined from the harmonic model of the lamp (ballast and bulb). Although harmonic pollution from magnetic ballast lamps is lower than that from electronic ballast lamps, the magnetic ballast HID lamp power consumption of the whole set of industrial consumers or public lighting installations in a power distribution system may be high enough – of the order of MW – to cause unacceptable voltage

* Corresponding author. Tel.: +34 93 4011759; fax: +34 93 4017433.

E-mail addresses: julio.molina@ucv.ve (J. Molina), sainz@ee.upc.edu (L. Sainz).

Model of Electronic Ballast Compact Fluorescent Lamps

Julio Molina and Luis Sainz

Abstract—The use of compact fluorescent lamps (CFLs) in utility distribution systems is spreading due to energy consumption concerns. This can damage system power quality because CFLs are nonlinear harmonic injecting loads. For this reason, CFL modeling must be studied to predict their harmonic current emissions into networks. This paper presents a CFL model for calculating these emissions, as well as a simple estimation algorithm for determining the model parameters from experimental measurements. They are both validated with laboratory tests.

Index Terms—Compact fluorescent lamps (CFLs), estimation procedures, nonlinear load modeling, power system harmonics.

I. INTRODUCTION

CFLs ARE energy-efficient lighting devices that are being increasingly used because of their low-energy consumption. These lamps are small-power single-phase loads, which can be an important source of harmonics because they consume current waveforms far removed from sinusoidal and can be connected to the same bus in large numbers. CFLs with total harmonic distortion (THD) levels of more than 100% can be found on the market [1], [2] because the directives governing the injection of harmonics (i.e., IEC 61000-3-2 standard for Class C, [3]) are not particularly strict due to their low consumption. This can result in a considerable increase of harmonic voltage levels in power distribution systems with a negative impact on voltage waveform quality [2], [4].

Several studies have been conducted to predict harmonic current injection from CFLs [1], [2], [5], [6]. In [1], the concept of tensor analysis with phase dependency is introduced to consider harmonic interaction of the supply voltage in CFL harmonic currents. In [2], Norton equivalents are used to characterize CFL harmonic currents. In [5], the CFL study is based on the CFL equivalent circuit without considering its ac equivalent resistance. In [6], external CFL behavior is modeled without regard to the internal electronic circuit, paying particular attention to the current waveform absorbed as a function of the voltage applied. In addition to CFL modeling, procedures for estimating model parameters are also necessary because the identification

of parameter values enables performing further CFL simulations to analyze the impact of these loads on harmonic distortion in electrical installations. In [1], typical values of either 4.7 μF or 10 μF are suggested for the dc capacitors of CFLs. In [7], a range of usual values for the estimation of the CFL equivalent circuit components is given. However, unlike CFL modeling, CFL parameter estimation has not been extensively studied so far. In [5], a simple procedure for determining the parameters of the 120-V, 60-Hz CFL equivalent circuit model from limited information is described. In [8], CFL parameter estimation is examined and nonlinear least-square procedures based on the “black box” model derived from [6] are proposed.

This paper presents a CFL model based on the lamp equivalent circuit. The consideration of the ac equivalent resistance of the circuit improves the accuracy of the CFL model in [5] without significantly increasing its complexity. Moreover, this paper contributes to the estimation procedure of the model parameters with a simple method, which provides an acceptable approximation of the equivalent circuit component values. The model and the estimation procedure are experimentally validated with different CFLs tested in the laboratory.

II. CFL MODELING

Due to the compromise between CFL current harmonic distortion, cost, lifetime, and power-factor control, CFLs can be divided into four main CFL electronic ballast categories: 1) simple CFL ballast circuit; 2) passive filtering circuit; 3) valley-fill circuit; and 4) active filtering circuit. These circuits are associated with the four categories of CFL ac current harmonic spectra: 1) poor; 2) average; 3) good; and 4) excellent, respectively, [1] and [2]. The discussion between manufacturers and electricity companies focuses on the choice between acceptable CFL power quality and cost, and it is finally solved by regulations. Thus, the “poor” and “average” CFL categories cover most of the low-watt (< 25 W) CFL market share because the only requirement of several standards (e.g., ANSI C82.77–2002 [9] and ENERGY STAR program requirements for CFLs) is a minimum power factor of 0.5. This is borne out by the high-lamp harmonic index (LHI) experimentally measured for 38 different CFLs in [10]. CFLs above 25 W are generally less polluting because they must comply with the harmonic current emission requirements for class C equipment (lighting equipment with input power above 25 W) of Standard IEC 61000-3-2 [3].

The CFL model presented here corresponds to the “poor-average” CFL harmonic spectra category. Fig. 1(a) and (b) illustrates the typical ac current waveform and equivalent circuit

Manuscript received March 14, 2013; revised July 07, 2013 and September 12, 2013; accepted September 25, 2013. Date of publication October 21, 2013; date of current version May 20, 2014. This work was supported by the Consejo de Desarrollo Científico Humanístico (CDCH) of the Universidad Central de Venezuela. Paper no. TPWRD-00300-2013.

J. Molina is with the School of Electrical Engineering, Department of Power, Universidad Central de Venezuela, Caracas 1040, Venezuela (e-mail: julio.molina@ucv.ve).

L. Sainz is with the Department of Electrical Engineering, ETSEIB-UPC, Barcelona 08028, Spain (e-mail: sainz@ee.upc.edu).

Digital Object Identifier 10.1109/TPWRD.2013.2284095

Compact Fluorescent Lamp Modeling for Large-Scale Harmonic Penetration Studies

J. Molina and L. Sainz

Abstract—Low-watt compact fluorescent lamps (CFLs) may account for significant energy consumption of power distribution feeders in future years. This can lead to power-quality concerns because these devices consume highly distorted currents. In order to predict CFL harmonic current emissions into networks, CFL models capable of predicting these emissions accurately are being studied. On the other hand, these models require great computational effort in large-scale CFL penetration studies. This paper presents and discusses several approximate CFL models based on the harmonic-coupled admittance matrix model which reduces the computational effort while keeping [Author: "maintaining" instead of "keeping"?] reasonable accuracy. The performance of the models is validated with CFL laboratory measurements.

Index Terms—Compact fluorescent lamps (CFLs), harmonic-coupled admittance models, nonlinear load modeling.

I. INTRODUCTION

THE WIDESPREAD use of compact fluorescent lamps (CFLs) in residential and commercial installations may become a power-quality (PQ) problem in power distribution systems [1], [2]. For this reason, some research focuses on CFL nonlinear characteristics [1]–[3], and CFL modeling is being studied to assess CFL harmonic current emissions [4], [5]. The latter studies propose harmonic-coupled admittance matrix models based on the CFL equivalent circuit without and with considering its ac equivalent resistance, respectively. These models provide a simple and accurate way to characterize CFL harmonic behavior in the frequency domain considering the attenuation effect. The model in [5] considers the CFL ac resistance, which improves the accuracy of the model in [4], although at the cost of slightly higher complexity. This improvement is particularly significant in CFLs with large ac resistances or small dc capacitors. Both models can be easily estimated [6] and included in harmonic load-flow programs. However, the resolution of the load-flow problem using these models may require high computational effort in large-scale

CFL penetration studies. Several works have proposed approximate models of CFLs based on the relative magnitudes of their admittance matrix entries [4], [7]. Nevertheless, no comprehensive study of all possible simple CFL models and their performance in large-scale harmonic studies is currently available.

This paper presents several approximate CFL models from the coupled admittance matrix model in [5]. Their performance is discussed and their computation time requirements and accuracy are evaluated by Matlab simulation and experimental measurements, respectively.

II. CFL MODELING

This paper studies the “poor-average” harmonic spectrum CFL category [1], [2], which covers most of the low-watt (<25 W) CFL market share because the only requirement of several standards is a minimum power factor of 0.5 [5]. Fig. 1(a) shows the equivalent circuit of “poor-average” CFLs and Fig. 1(b) illustrates their typical ac current i and dc voltage v_C , where $\omega = 2\pi \cdot f$ and f is the fundamental frequency of the nonsinusoidal supply voltage v at the CFL terminals

$$\begin{aligned} v(\theta) &= \sqrt{2} \sum_{k \geq 1} V_k \cos(k \cdot \theta + \phi_{V_k}) \\ &= \sqrt{2} V_1 \left(\cos(\theta + \phi_{V_1}) + \sum_{k > 1} m_k \cos(k \cdot \theta + \phi_{V_k}) \right) \end{aligned} \quad (1)$$

where $m_k = V_k/V_1$ is the individual harmonic voltage distortion.

The harmonic behavior of these CFLs in the frequency domain was characterized in [5] using their coupled admittance matrix model, which can be expressed as follows:

$$\underline{\mathbf{I}} = \underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{F}} \cdot \underline{\mathbf{V}} \Rightarrow \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_3 \\ \vdots \\ \underline{I}_h \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{13} & \cdots & \underline{Y}_{1k} & \cdots \\ \underline{Y}_{31} & \underline{Y}_{33} & \cdots & \underline{Y}_{3k} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \\ \underline{Y}_{h1} & \underline{Y}_{h3} & \cdots & \underline{Y}_{hk} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_3 \\ \vdots \\ \underline{V}_k \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2)$$

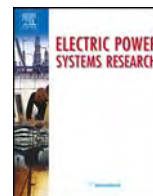
where $\underline{I}_h = I_h \angle \phi_{I_h}$ and $\underline{V}_k = V_k \angle \phi_{V_k}$ are phasors of the h th harmonic ac current and k th harmonic supply voltage ($h = 1, 3, 5 \dots H$ and $k = 1, 3, 5 \dots K$), K and H are the highest

Manuscript received June 18, 2014; revised September 13, 2014; accepted October 09, 2014. This work was supported by the Consejo de Desarrollo Científico Humanístico (CDCH) of the Universidad Central de Venezuela. Paper no. TPWRD-00719-2014.

J. Molina is with the Department of Power, School of Electrical Engineering, UCV, Caracas [Please provide postal code], Venezuela (e-mail: julio.molina@ucv.ve).

L. Sainz is with the Department of Electrical Engineering, Barcelona 08028, Spain (e-mail: sainz@ee.upc.edu).

Digital Object Identifier 10.1109/TPWRD.2014.2363143



Parameter estimation procedure for the equivalent circuit model of compact fluorescent lamps



Julio Molina^a, Juan José Mesas^b, Luis Sainz^{b,*}

^a Department of Power, School of Electrical Engineering – UCV, Los Chaguaramos 1040, Caracas, Venezuela

^b Department of Electrical Engineering, ETSEIB-UPC, Av. Diagonal 647, 08028 Barcelona, Spain

ARTICLE INFO

Article history:

Received 13 November 2013

Received in revised form 26 March 2014

Accepted 17 May 2014

Keywords:

Compact fluorescent lamps

Estimation procedures

Non-linear load modeling

Power system harmonics

ABSTRACT

The spreading use of compact fluorescent lamps (CFLs) in utility distribution systems is leading to increased concerns over power quality because CFLs consume highly distorted currents, which may account for significant power consumption of distribution feeders. For this reason, CFL models and estimation procedures of CFL model parameters must be studied in order to predict CFL harmonic current emissions into networks. This paper describes estimation procedures of CFL model parameters and presents estimation algorithms based on least-square techniques and actual measurements. The estimation procedures are validated with extensive laboratory measurements.

© 2014 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

CFLs are small-power, energy-efficient lighting devices increasingly used in residential and commercial installations due to their low energy consumption and long useful life in comparison with incandescent lamps. CFLs consume highly distorted current waveforms, which can pose a harmonic issue because CFL power consumption of all residential and commercial customers in a power distribution system may be of the order of mW, causing unacceptable voltage distortion in distribution feeders [1–3].

For the above reason, CFL modeling is currently studied in the literature in order to assess CFL harmonic current injection and predict its impact on power quality [1,2,4–6]. In [1], supply voltage harmonic interaction in CFL harmonic currents is modeled using the concept of tensor analysis with phase dependence. In [2], CFL harmonic currents are introduced in power flow calculation with Norton equivalent circuits. In [4], CFL study is based on the CFL equivalent circuit without considering its ac equivalent resistance because it can lead to unrealistic infinite slopes in the ac current rising edge. In [5], the CFL equivalent circuit is improved by considering the ac equivalent resistance because it enhances the accuracy of the model at the expense of a slight increase in model complexity. In [6], CFL external behavior is modeled using a double-exponential function to characterize ac current waveform dependence on the supply voltage without considering the internal electric circuit. CFL

parameter estimation procedures are also necessary to allow use of the previous models in harmonic studies but they have not been studied as extensively as CFL modeling. Little detailed information about CFL parameter values is available and only a few works deal with parameter estimation of the CFL equivalent circuit model [1,4,5,7]. In [1], typical dc capacitor values of either 4.7 μF or 10 μF are suggested for CFL modeling. In [4], a simple procedure for determining the parameters of the 120 V, 60 Hz CFL equivalent circuit model from limited information is described. In [5], a straightforward method for CFL parameter estimation using experimental measurements of the CFL supply voltage and ac consumed current is proposed. In [7], a range of typical values for estimation of CFL equivalent circuit components is presented. Among these works, only the study in [5] provides an accurate estimation of CFL equivalent circuit parameters, although these results can be improved with least-square algorithms. These algorithms are used in [8] for estimating the parameters of the CFL double-exponential model in [6]. Other studies deal with the estimation of other non-linear loads using least-square algorithms [9–11]. In particular, [9,10] investigate parameter estimation of single-phase rectifiers by analyzing several non-linear sets of equations.

This paper examines CFL parameter estimation by non-linear least-square procedures based on actual measurements and the CFL equivalent circuit model in [5]. These procedures are experimentally validated with two laboratory tests performed on 12 CFLs of different power ratings and trade names. From this study, a non-linear least-square procedure based on the minimization of the square error between the temporal samples of the CFL measured and simulated ac currents is finally proposed.

* Corresponding author. Tel.: +34 93 4011759; fax: +34 93 4017433.
E-mail address: sainz@ee.upc.es (L. Sainz).