



UNIVERSITAT POLITÈCNICA  
DE CATALUNYA  
BARCELONATECH

## *Estudio y caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas de baja potencia*

**Jordi Cunill Solà**

**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 repositori institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) i el repositori cooperatiu TDX (<http://www.tdx.cat/>) 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 UPCommons o TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a UPCommons (*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 repositorio institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) y el repositorio cooperativo TDR (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=es>) 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 UPCommons No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a UPCommons (*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 institutional repository UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) and the cooperative repository TDX (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=en>) 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 nor availability from a site foreign to the UPCommons service. Introducing its content in a window or frame foreign to the UPCommons service is not authorized (*framing*). These 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.

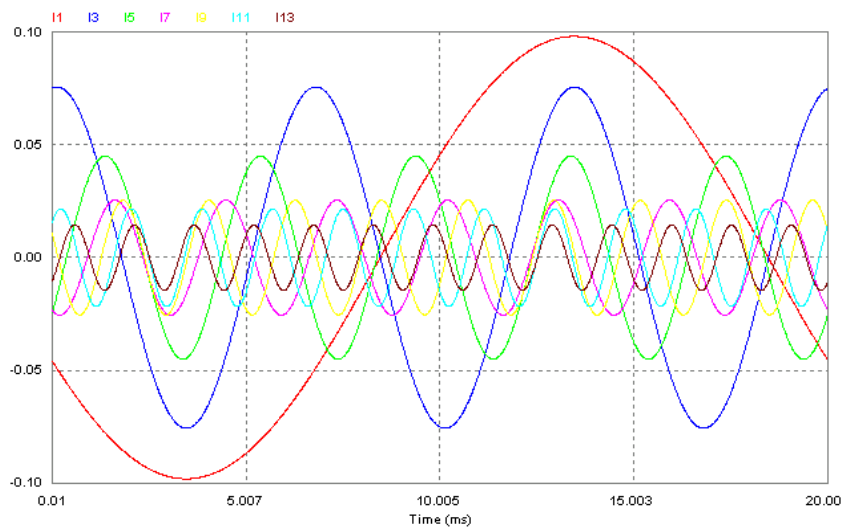


UNIVERSITAT POLITÈCNICA  
DE CATALUNYA  
BARCELONATECH



## TESIS DOCTORAL

# Estudio y caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas de baja potencia



**Autor: Jordi Cunill Solà**

Barcelona, Septiembre de 2017

# **Estudio y caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas de baja potencia**

---

Jordi Cunill Solà

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, Septiembre de 2017

Director:

Dr. Luis Sainz Sopera

Estudio y caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas de baja potencia.

Proyectos de investigación: Ministerio de Educación y Ciencia DPI2006-02157  
Ministerio de Ciencia e Innovación DPI2010-15448

Copyright © Jordi Cunill Solà, 2017

Impreso en Manresa

Septiembre 2017

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA (UPC)  
ESCOLA POLITÈCNICA SUPERIOR D'ENGINYERIA DE MANRESA (EPSEM)  
Departament d'Enginyeria Elèctrica (DEE)  
Grupo de investigación: Qualitat del subministrament elèctric (QSE)

Av. Bases de Manresa, 61-73

08240 Manresa (Barcelona)

Teléfono: 0034 – 938777200

Fax: 0034 - 938777202

Webs: <http://www.epsem.upc.edu> ; <http://www.dee.upc.edu>



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:

NO 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:

SÍ  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 enmarca dentro del tema genérico de la calidad de suministro de energía eléctrica y más concretamente en el estudio y caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas (*compact fluorescent lamps*, CFLs) de baja potencia con balasto integrado, también llamadas lámparas de bajo consumo.

El principal objetivo de este trabajo se ha centrado en la modelización de estas lámparas en cuanto a su comportamiento externo, como si se tratara de una caja negra, (modelo black box), sin entrar en los circuitos y dispositivos electrónicos internos de las mismas. En esta modelización es especialmente relevante la onda de corriente consumida en función de la tensión aplicada, ya que habitualmente presenta una alta tasa de distorsión armónica, con la consecuente afectación a las instalaciones eléctricas y a la calidad de la onda de tensión.

En este sentido, se han caracterizado, a partir del modelo desarrollado, las emisiones armónicas de las lámparas para poder utilizarlas en programas de flujos de potencia con armónicos en redes eléctricas con gran penetración de este tipo de cargas. También se ha desarrollado una metodología para la estimación de parámetros característicos del modelo que influyen en su comportamiento y en su emisión de armónicos.

El modelo desarrollado y la estimación de sus parámetros permiten ajustar la forma de onda de la corriente absorbida para diferentes valores de la tensión de alimentación. Esto permite evaluar el impacto de las lámparas en las instalaciones eléctricas. En particular, la tesis ha estudiado la influencia de dichas lámparas sobre la circulación de la corriente por el conductor neutro en instalaciones trifásicas.

**PALABRAS CLAVE:** Lámpara fluorescente compacta, armónicos en sistemas de potencia, cargas no lineales, calidad de potencia, corriente de neutro.

## ABSTRACT

This Doctoral Thesis is framed within the generic issue of power quality and more specifically in the study and harmonic characterization of low power compact fluorescent lamps (CFLs) with integrated ballast, also called saving lamps.

The main goal of this work is focused on the modeling of these lamps in their outward behavior, as a black box, (black box model), without going into the circuits and internal electronic devices. It is especially relevant in the model the current waveform consumed in function of the applied voltage because it usually has a high harmonic distortion rate, with obvious consequences for the electrical installations and the power quality.

In this sense, the harmonic emissions of the lamps have been characterized from the developed model, to be used in harmonic power flow (HPF) programs in electric networks with high penetration of such loads. A methodology has also been developed for the estimation of characteristic parameters of the model which influence on its behavior and its emission of harmonics.

The model developed as well the estimation of its parameters allow adjusting the waveform of the consumed current for different supply voltage values and evaluating the impact of the lamps on the electrical networks. In particular, the thesis has studied the influence of these lamps on the current flow by the neutral conductor in three-phase systems.

**KEYWORDS:** compact fluorescent lamps, power systems harmonics, non-linear loads, power quality, neutral current.



*Als meus pares Joan i Alberta,*

*A les meves dues "dones" Teresa i Queralt,*

*Pel seu amor, ànims , comprensió i  
per ser-hi al llarg d'aquests anys*

*Cuanto más estudiamos, más descubrimos nuestra ignorancia.*

*Percy Bysshe Shelley*

*Nunca he encontrado una persona tan ignorante de la que no pueda aprender algo.*

*Galileo Galilei*



## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quiero mostrar mi más sincero agradecimiento a los dos directores de esta tesis, los doctores Miquel Salichs Vivancos y Luis Sainz Sopera por su inestimable ayuda, dedicación y paciencia en este camino de más de quince años. Recuerdo con especial cariño las completas jornadas en que me desplazaba a Barcelona y compartía con el Dr. Salichs (e.p.d.) el estudio del complejo tema de las definiciones de potencia eléctrica en régimen no sinusoidal, que él tan bien explicaba y que yo no he podido, ni sabido desarrollar en esta tesis, espero que me perdone por si de alguna forma le haya podido decepcionar y tal vez no he cumplido con las expectativas inicialmente establecidas (debidas también en parte a su jubilación y posterior fallecimiento). Puedo decir que he aprendido mucho de electrotecnia-matemática y todo lo que sé de simulación de circuitos con Pspice; además de profesor fuera de lo común, me ha marcado también su trato afable y su visión frecuentemente crítica del sistema; “gràcies Miquel”.

Respecto a mi actual director de tesis, el Dr. Sainz quiero agradecerle su ofrecimiento y especial apoyo en continuar y redirigir los objetivos de la tesis, así como la integración en el grupo de investigación de Calidad de Suministro Eléctrico (QSE), sus acertadas aportaciones al modelado de las lámparas FC y sobre todo el que los resultados obtenidos se tradujeran en artículos publicados en revistas de reconocido prestigio, después de las arduas tareas de edición y revisión de los mismos. En este aspecto también quiero resaltar el trabajo realizado por el Dr. Mesas especialmente en la parte matemática de algunos artículos.

También quiero mencionar a los compañeros del Departamento (DEE) y los profesores que he tenido en las diferentes escuelas de la UPC, EPSEM, ETSEIAT y ETSEIB, de Manresa, Terrassa y Barcelona respectivamente; profesores: E. Arenas, J.L. Gómez, J. Jubells, B. Pla, J. Salmerón, A. Codina, M. J. Pallarés, J.G. Bergas, M. Freijo, X. Alabern, Ll. Humet, L. A. Orille, R. Mujal, L. Martínez Barrios, R. Pindado, O. Boix, R. Bosch, J. Pedra, F. Córcoles y todos los que de una forma u otra me han ayudado en mi proceso de formación. Una mención especial al profesor José Luis Gómez ya fallecido (e.p.d.) con el que compartimos despacho muchos años y que siempre me decía, recuerda que tienes que hacer la tesis.

Finalmente un especial agradecimiento a mi familia, a mis padres, Joan y Alberta que me lo han dado todo y a mis dos mujeres M<sup>a</sup> Teresa y Queralt que me han soportado día a día durante todo este tiempo.

Jordi Cunill Solà

Berga, Septiembre 2017

## SUMARIO

SUMARIO .....	XII
LISTA DE FIGURAS .....	XIV
LISTA DE TABLAS .....	XVI
GLOSARIO DE ABREVIATURAS, ACRÓNIMOS Y SIGLAS .....	XVII
1. INTRODUCCIÓN .....	19
1.1. PREFACIO.....	19
1.2. ANTECEDENTES .....	24
1.3. ESTADO DEL ARTE .....	27
1.4. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS .....	31
2. CALIDAD DEL SUMINISTRO ELÈCTRICO.....	35
2.1. ASPECTOS GENERALES.....	35
2.2. ARMÓNICOS, INTERARMÓNICOS Y SUBARMÓNICOS.....	36
2.3. EFECTOS DE LOS ARMÓNICOS .....	39
2.4. NORMATIVA BÁSICA SOBRE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÈCTRICA .....	49
3. CARACTERIZACIÓN DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS DE BAJA POTENCIA CON REACTANCIA ELECTRÓNICA.....	53
3.1. INTRODUCCIÓN.....	53
3.2. MODELO DE LA LÁMPARA .....	54
3.2.1. Balasto electrónico .....	54
3.2.2. Forma de onda de la corriente absorbida en a.c. ....	55
3.3. DESCOMPOSICIÓN ARMÓNICA DE LA ONDA DE CORRIENTE .....	57
3.4. CARACTERIZACION Y MODELADO INICIAL DE LAS ONDAS DE CORRIENTE OBTENIDAS .....	59
3.4.1. Caracterización matemática al variar los parámetros .....	61
3.4.2. Características de la forma de onda presentada.....	63
3.4.3. Metodología para el ajuste de los parámetros .....	65
3.5. ESTUDIO A TENSIÓN VARIABLE.....	66
3.6. MODELO MODIFICADO DE LAS ONDAS DE CORRIENTE .....	69
3.6.1. Forma de onda de la corriente absorbida por la lámpara.....	69
3.6.2. Modelo analítico modificado .....	70
3.6.3. Caracterización armónica de la corriente absorbida por la lámpara.....	72
3.7. ENSAYOS EFECTUADOS .....	74
3.8. CONCLUSIONES.....	77
4. PROCEDIMIENTOS PARA LA ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON REACTANCIA ELECTRÓNICA.....	79
4.1. INTRODUCCIÓN.....	79
4.2. PROCEDIMIENTOS PARA LA ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS .....	80
4.2.1. Método 1 de estimación ( $ME_1$ ) .....	81
4.2.2. Método 2 de estimación ( $ME_2$ ) .....	82

4.2.3. Método 3 de estimación (ME <sub>3</sub> ) .....	83
4.2.4. Inicialización de los algoritmos de estimación.....	83
4.3. ENSAYOS EXPERIMENTALES .....	84
4.4. DISCUSIÓN DE LOS MÉTODOS DE ESTIMACIÓN.....	90
4.5. CONCLUSIONES DEL CAPITULO .....	91
<b>5. CORRIENTE POR EL CONDUCTOR NEUTRO EN REDES TRIFÁSICAS CON LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON REACTANCIA ELECTRÓNICA.....</b>	<b>93</b>
5.1. INTRODUCCIÓN.....	93
5.2. DETERMINACION DE LA CORRIENTE DEL NEUTRO .....	94
5.3. ESTUDIO DEL DESEQUILIBRIO DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN.....	99
5.4. ESTUDIO DEL NUMERO DE LÁMPARAS POR FASE .....	101
5.5. ESTUDIO DEL LOS DIFERENTES TIPOS DE LAMPARAS CLF POR FASE.....	104
5.6. CONSIDERACIONES SOBRE LOS EFECTOS DE LA DIVERSIDAD Y ATENUACION EN EL ESTUDIO ANALITICO.....	105
5.7. ENSAYOS EFECTUADOS .....	106
5.7.1. Ensayos experimentales .....	106
5.7.2. Pruebas de simulación.....	109
5.8. CONCLUSIONES.....	109
<b>6. APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....</b>	<b>112</b>
6.1. APORTACIONES.....	112
6.2. CONCLUSIONES FINALES .....	113
6.3. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....	114
<b>7. REFERENCIAS .....</b>	<b>117</b>
<b>APÉNDICE: ALGUNOS DETALLES DE LOS ESTUDIOS PREVIOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES REALIZADOS .....</b>	<b>126</b>
A. ESTUDIO, VISUALIZACION Y SIMULACION DE LAS ONDAS DE LAS CFL DE BAJA POTENCIA .....	126
B. ESTUDIO Y SIMULACION PSPICE DE LOS DIFERENTES PARAMETROS Y POTENCIAS ACEPTADAS POR LAS NORMAS IEEE (STD 1459-2000).....	144
<b>ANEXO: PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA TESIS .....</b>	<b>164</b>
PUBLICACIONES DEL AUTOR .....	164
Artículos en revistas internacionales .....	164
Trabajos presentados y publicados en congresos nacionales e internacionales.....	164

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Inicios y evolución de la luz eléctrica. Fuente: Edison Tech Center [2]	19
Figura 1.2	Comparación de CFLs de diversa potencia (105 W, 36 W y 11 W respectivamente). Fuente: Wikipedia 13-08-16.	21
Figura 1.3	Consumo global de energía eléctrica en iluminación por sectores [10].	22
Figura 1.4	Vista de los componentes del balasto electrónico de una CFL. (Fuente: adaptado de 123RF)	25
Figura 1.5	Circuito típico de una lámpara fluorescente compacta. (Adaptada de [24])	25
Figura 1.6	Formas de ondas y armónicos para diferentes clases de circuitos de CFL. (Adaptada de [24])	28
Figura 1.7	Circuito equivalente de una CFL con balasto electrónico simple (Adaptada de [14])	28
Figura 2.1	Generación y propagación de armónicos en las redes (adaptado de [63])	37
Figura 2.2	Efectos de las cargas no lineales en las ondas de tensión y corriente. Fuente: Circutor [98]	38
Figura 2.3	Sistema trifásico con neutro.	40
Figura 2.4	Orden, frecuencia y secuencia de los armónicos. (Adaptada de Circutor)	41
Figura 2.5	Corrientes de cada fase a 50Hz y 3er armónico a 150Hz	42
Figura 2.6	Tasa de sobrecarga del neutro en función de la <i>THD</i> [60]	44
Figura 2.7	Corrientes de cada fase y del neutro con carga no lineal [60] (CT Schneider 202)	44
Figura 2.8	Factor de diversidad de diversas cargas no lineales [99].	47
Figura 2.9	Ejemplo numérico del factor de diversidad para dos cargas no lineales. (Adaptada de [99])	47
Figura 2.10	Ejemplo numérico del factor de atenuación para dos cargas no lineales [99] [100]	48
Figura 2.11	Estándares sobre niveles de armónicos y flicker en media y baja tensión [63].	51
Figura 3.1	Circuito equivalente para la modelización de las CFLs con balasto electrónico [14].	55
Figura 3.2	Conjunto de las 12 lámparas estudiadas y ensayadas.	56
Figura 3.3	Formas de ondas de tensión y corriente obtenidas para las CFL de tipo1 (L2P14W).	56
Figura 3.4	Formas de ondas de tensión y corriente obtenidas para las CFL de tipo 2 (L6O21W).	57
Figura 3.5	Espectro armónico de la corriente de una CFL de tipo 1 (L2P14W)	58
Figura 3.6	Onda de corriente resultante y descomposición en los primeros 15 armónicos	59
Figura 3.7	Ondas de tensión y corriente simuladas para la lámpara CFL tipo 1 (L2P14W)	60
Figura 3.8	Ajuste obtenido para la onda de corriente	60
Figura 3.9	Ondas de corriente cuando la conductancia <i>G</i> varía entre 1 y 4 mS	62

Figura 3.10	Evolución de la corriente cuando $\tau_1$ varía entre 0.4 y 2 ms	62
Figura 3.11	Ondas de corriente al variar $\tau_2$ entre 0 y 1 ms	62
Figura 3.12	Ondas de corriente al variar $t_d$ entre 0.2 y 3 ms	63
Figura 3.13	Uno de los montajes efectuado para obtener las medidas para la caracterización de las CFL.	66
Figura 3.14	Ondas de tensión y corriente (1: 218.4 V; 2: 120.2 V)	67
Figura 3.15	Evolución de los parámetros en función de la tensión aplicada (1: $G$ (mS); 2: $t_d$ (ms); 3: $\tau_1$ (ms); 4: $\tau_2$ (ms))	68
Figura 3.16	Tensión y corriente medidas en la lámpara Philips Ecotone Economy 14 W (L2P 14 W en tabla 3.1): a) Formas de onda. b) Espectro armónico correspondiente.	69
Figura 3.17	Ejemplo de caracterización de la lámpara CFL L2 con el modelo analítico propuesto.	71
Figura 3.18	Ondas de corriente medidas y simuladas y espectro armónico: a) CFL 1 = L2P 14W. b) CFL 2 = L6O 21W.	75
Figura 3.19	Influencia de los parámetros de la función en las corrientes armónicas de las CFL: a) Parámetro $G$ . b) Parámetro $t_d$ . c) Parámetro $\tau_1$ . d) Parámetro $\tau_2$ .	76
Figura 4.1	Estimación de parámetros a partir de mediciones experimentales.	80
Figura 4.2	Esquema diagrama de la prueba experimental.	85
Figura 4.3	Prueba experimental de la lámpara CFL L1P 11W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).	85
Figura 4.4	Prueba experimental de la lámpara CFL L2P 14W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).	86
Figura 4.5	Prueba experimental de la lámpara CFL L4P 20W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).	86
Figura 4.6	Comparación entre simulaciones y medidas reales: a) Ondas de tensión y corriente. b) Espectro armónico de la corriente y diferencias numéricas entre espectros medidos y simulados.	88
Figura 4.7	Comparación entre simulaciones y medidas reales efectuadas en las CFLs de 3 a 7 en [81].	89
Figura 4.8	Comparación entre simulaciones y medidas reales efectuadas en las CFLs de 8 a 10 en [81].	90
Figura 5.1	Sistema trifásico con neutro estudiado para las CFL.	95
Figura 5.2	Influencia de la cantidad de CFLs por fase en la corriente del conductor neutro: a) Relación $r_{ink}$ para $k = 1, 5, 7, \dots$ b) Relación $r_{in}$ .	103
Figura 5.3	Resultados de los ensayos: a) Formas de onda. b) Espectro armónico.	108

## LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1	VALORES MÁXIMOS PERMITIDOS DE LAS TENSIONES DE ARMÓNICOS INDIVIDUALES EN LOS PUNTOS DE SUMINISTRO, HASTA EL ARMÓNICO DE ORDEN 25, (EN % DE U1)	51
Tabla 3.1	DATOS TÉCNICOS DE LAS LÁMPARAS ESTUDIADAS (DATOS DE LOS FABRICANTES)	55
Tabla 3.2	VALORES DE LOS ARMÓNICOS DE LA ONDA DE CORRIENTE DE UNA CFL DEL TIPO 1 (L2P-14W)	58
Tabla 3.3	COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS DE LOS 15 PRIMEROS ARMÓNICOS PARA LA LÁMPARA L2P-14W	61
Tabla 3.4	COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS PARA LA LÁMPARA L2P-14W	61
Tabla 3.5	PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS NUEVE LÁMPARAS ESTUDIADAS	66
Tabla 3.6	PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LA LÁMPARA L2P 14W A TENSIÓN VARIABLE (ENTRE 220 Y 120 V)	67
Tabla 3.7	PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS CFL1 Y CFL2	74
Tabla 4.1	PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS CFLS	87



## GLOSARIO DE ABREVIATURAS, ACRÓNIMOS Y SIGLAS

ANSI:	Instituto Nacional de EEUU de Estándares	<i>(American National Standards Institute)</i>
CE:	Comisión Europea	
CENELEC:	Comité Europeo de Normalización Electrotécnica	
CFLs:	Lámparas fluorescentes compactas	<i>(Compact Fluorescent Lamps)</i>
EMI:	Interferencia electromagnética	<i>(Electro Magnetic Interference)</i>
FA <sub>K</sub> :	Factor de atenuación	
FD <sub>K</sub> :	Factor de diversidad	
FFT:	Transformada rápida de Fourier	<i>(Fast Fourier Transform)</i>
FLs:	Lámparas fluorescentes lineales	<i>(Fluorescent Lamps)</i>
HD:	Distorsión armónica individual	<i>(Harmonic Distortion)</i>
HIDLs:	Lámparas de descarga de alta intensidad	<i>(High Intensity Discharge Lamps)</i>
HPF:	Flujo de potencia armónico	<i>(Harmonic Power Flow)</i>
IEA:	Agencia Internacional de la Energía	<i>(International Energy Agency)</i>
IEC:	Comisión Electrotécnica Internacional	<i>(International Electrotechnical Commission)</i>
IEEE:	Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos	<i>(Institute of Electrical and Electronics Engineers)</i>
ILs:	Lámparas incandescentes	<i>(Incandescent Lamps)</i>
IRC:	Índice de Reproducción Cromática	
LEDs:	Diodos emisores de luz	<i>(Light Emitting Diodes)</i>
OCDE:	Organización para la Cooperación y Desarrollo Económico	
PF:	Factor de potencia	<i>(Power Factor)</i>
PCC:	Punto de acoplamiento común	<i>(Point of Common Coupling)</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

Desde los inicios de la humanidad en la tierra hasta el descubrimiento del fuego, la única fuente de luz y calor conocida por el hombre fue el Sol. Tras aprender a producir y controlar el fuego, éste fue utilizado durante miles de años como medio de obtención de calor y luz artificial [1].

La primera forma de iluminación artificial, la antorcha, fue evolucionando a lo largo del tiempo hasta que, supuestamente sobre el 7000 a.C., aparecieron en Mesopotamia las primeras lámparas que utilizaban el aceite como combustible. Posteriormente, alrededor del año 400 d.C., los fenicios comenzaron a utilizar velas de cera, que han perdurado hasta nuestros días con pocos cambios, manteniendo la función de proporcionar luz o ambientación en una estancia.

Muchos años después, por las cercanías del año 1800, empieza a utilizarse el gas como combustible en las lámparas para alumbrado. En 1859, Edwin L. Drake descubre el petróleo y éste sustituye al gas en el desempeño de dicha función.

Muchos físicos e investigadores, durante el siglo XIX, centran sus trabajos en encontrar una aplicación práctica de la corriente eléctrica, para conseguir crear un dispositivo capaz de emitir luz artificial, a partir de la pila de Alessandro Volta inventada en el año 1800. La figura 1.1, muestra la evolución histórica de la iluminación eléctrica [2].

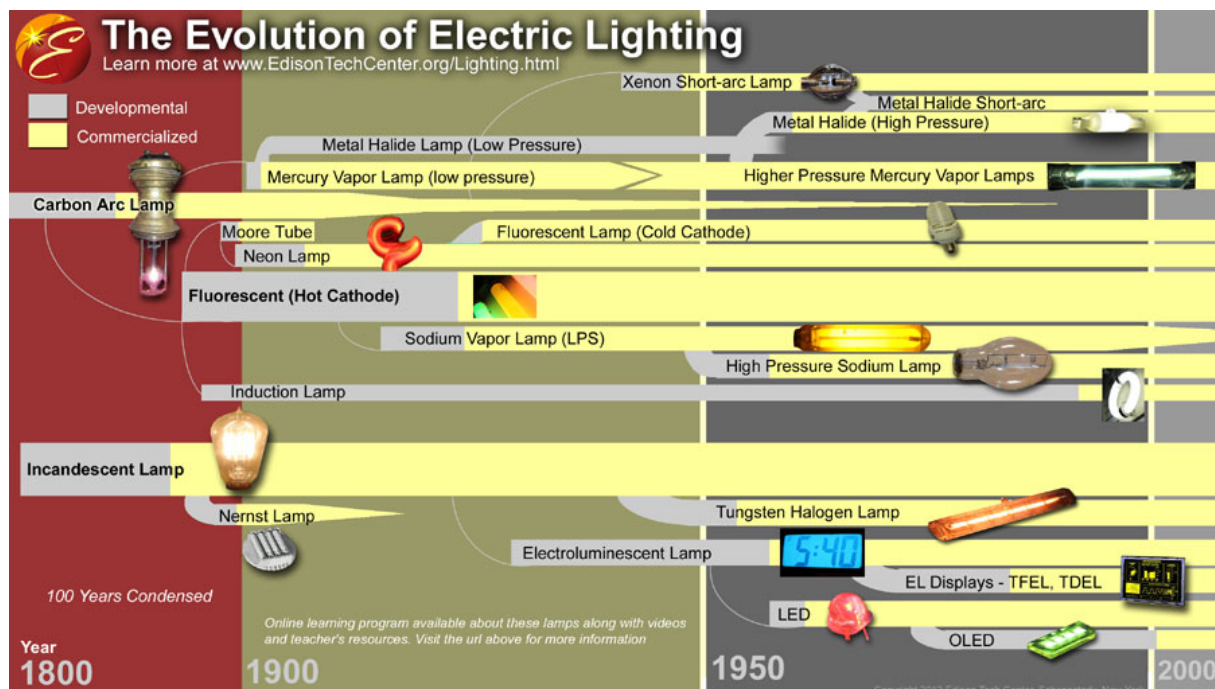


Figura 1.1. Inicios y evolución de la luz eléctrica. Fuente: Edison Tech Center [2].

El primer experimento, dirigido por Humpry Davy, que logró el objetivo, fue realizado en 1840, obteniendo incandescencia en un fino hilo de platino al ser atravesado por una corriente eléctrica. Sin embargo, al no encontrarse protegido al vacío, este se fundía o volatilizaba debido al contacto directo con el aire. Pasaron aproximadamente diez años hasta que finalmente se obtuvo iluminación artificial por arco eléctrico en electrodos de carbón.

La lámpara de filamento incandescente fue la segunda forma de luz eléctrica que se desarrolló para el uso comercial después de la lámpara de arco de carbono. Esta fue desarrollada principalmente y de forma prácticamente simultánea por Joseph Swan y Thomas Alva Edison. A este último, en 1878, se le otorgó la patente.

Esta lámpara consiguió una inmediata popularidad con su comercialización. Desde su creación la lámpara eléctrica incandescente ha sufrido pocas variaciones en su concepción original. Probablemente éste dispositivo eléctrico, uno de los más sencillos y longevos que existen, sea el que más ha contribuido al desarrollo de la humanidad.

A lo largo del siglo XX y hasta la actualidad, se ha progresado en este campo a un ritmo elevado. Se desarrolló la lámpara de vapor de mercurio de alta presión, que es una lámpara de arco eléctrico cuya descarga ocurre dentro de un gas sometido a alta presión. Más tarde, se desarrolló la lámpara de vapor de sodio de baja presión, que emite una luz monocromática, y posteriormente se desarrolló la lámpara de vapor de sodio de alta presión, cuya luz es de color ámbar. Esta última aporta un IRC (índice de rendimiento de color) un poco mayor, siendo una fuente de luz más puntual y de un tamaño menor que la anterior, lo que permite mayor facilidad de utilización y un mejor diseño de las luminarias.

La lámpara fluorescente estándar fue desarrollada para uso comercial en la década de 1930. La idea de la lámpara fluorescente había existido desde 1880 sin embargo, fue preciso realizar un constante trabajo durante varias décadas para finalmente crear un modelo técnico y comercialmente viable. Este trabajo, aunque suele atribuirse al científico Peter Cooper Hewitt (en 1901), fue realizado por muchos otros inventores.

Como se ha comentado anteriormente, puede considerarse a Peter Cooper Hewitt, como el padre de la lámpara fluorescente moderna, inventada a finales de 1900. Edmund Germer, Friedrich Meyer y Hans Spanner patentaron una lámpara de vapor de alta presión en 1927. George Inman más tarde se asoció con General Electric para crear una lámpara fluorescente práctica, vendida en 1938 y patentada en 1941 [3].

Las lámparas circulares y en forma de U fueron diseñadas para reducir la longitud de las lámparas fluorescentes lineales. La primera lámpara fluorescente con los dispositivos integrados se presentó al público en la feria mundial de Nueva York en 1939.

La primera lámpara CFL (*Compact Fluorescent Lamp*) en espiral, fue inventada en 1976 por Edward E. Hammer, ingeniero de General Electric, [4] debido principalmente a la crisis del petróleo de

1973 [5]. Aunque el diseño cumplió con sus objetivos, inicialmente su fabricación fue desestimada por los altos costos derivados de la construcción de nuevas fábricas para producir estas lámparas [6]. El diseño finalmente fue copiado por otros fabricantes.

En 1980, Philips presentó su modelo SL, que era una lámpara de rosca con balasto magnético integrado. La lámpara utiliza un tubo T4 doblado, fósforos tricolores estables y una amalgama de mercurio. Esta lámpara fue la primera en reemplazar con éxito las comunes lámparas incandescentes con rosca Edison. En 1985, Osram comenzó a vender su lámpara modelo EL, que fue la primera CFL en incluir un balasto o reactancia electrónica [7], [8]. A partir de 1995, las lámparas fluorescentes compactas helicoidales, fabricadas en China, hicieron su aparición masiva en el mercado. Desde entonces, sus ventas se han ido incrementado constantemente, aunque últimamente las lámparas tipo LED (Light Emitting Diode, o diodo emisor de luz) están apareciendo con gran fuerza en el mercado.

La definición dada por la real academia española de la lengua para el LED es la siguiente: Diodo semiconductor que emite luz cuando se le aplica tensión. La primera emisión de luz efectuada por un semiconductor data de 1907 y fue descubierto por H.J. Ronda. En 1927, Oleg Vladimírovich Lósev presentó la primera patente de lo que se llamaría más tarde, un diodo emisor de luz. Este primer LED, no tuvo un impacto directo en el alumbrado hasta sus primeras implantaciones en la industria, dado que solo se fabricaba en colores rojo, verde y amarillo.

A finales del siglo XX, se inventaron los LEDs ultravioletas y azules, lo que dio lugar al desarrollo del LED blanco, que es un LED de luz azul con recubrimiento de fósforo, lo que produce luz amarilla.



Figura 1.2. Comparación de CFLs de diversa potencia (105 W, 36 W y 11 W respectivamente).  
Fuente: Wikipedia 13-08-16.

La mezcla entre los dos colores, el azul y el amarillo, que son complementarios en el espectro RGB, producen una luz blanquecina denominada “luz de luna”, de alta luminosidad, lo cual ha aumentado considerablemente su campo utilización e implantación en otros sistemas de iluminación [9].

Tal como se observa en la breve reseña histórica anterior sobre la evolución de la iluminación, uno de los principales focos de atención actual del ahorro energético mundial está dirigido a elevar la eficacia luminosa promedio de las instalaciones eléctricas. Tan solo mencionar que 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 y de los Estados Unidos, mientras que en los países denominados emergentes y pobres esta fracción del consumo es algo mayor.

En la figura 1.2, a título ilustrativo, se muestran tres lámparas actuales de diferente tamaño y con configuración del tubo en espiral. La figura 1.3 muestra la distribución aproximada del consumo global de energía en iluminación por sectores [10]. Las estimaciones de la Agencia Internacional de la Energía (IEA) indican que los sistemas de iluminación en el mundo producen unas emisiones aproximadas de 1900 Mt de CO<sub>2</sub> por año, siendo esta cifra el equivalente al 70% de todas las emisiones de los vehículos ligeros en el mundo [11], [12].

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. 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 .

Sin embargo, la eficacia o rendimiento luminoso promedio de los sistemas de iluminación depende del sector considerado, debido a las diferentes necesidades y tecnologías utilizadas en cada uno de ellos.

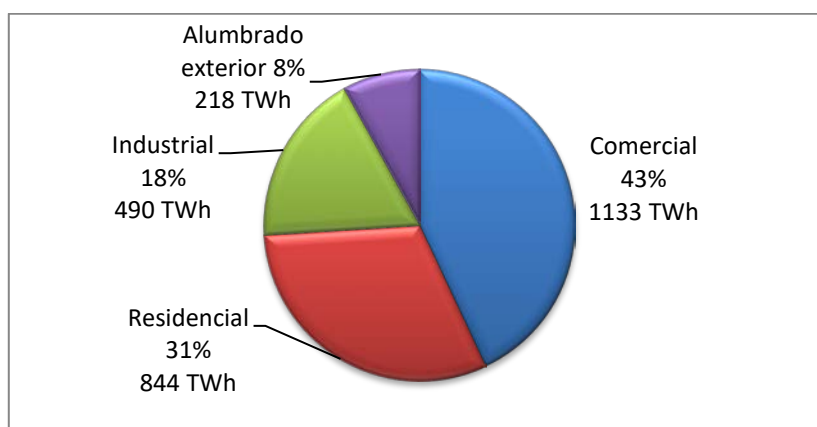


Figura 1.3. Consumo global de energía eléctrica en iluminación por sectores [10].

Los sectores industrial y de alumbrado exterior abarcan aproximadamente el 25% del consumo global de iluminación (figura 1.3) y son los que tienen mayor promedio de rendimiento luminoso (80 lm/W aprox.). Estos niveles de eficacia se deben a los altos valores de rendimiento y eficiencia de los dispositivos de iluminación usados en estos sectores, como son las lámparas fluorescentes lineales (FLs) y las lámparas de descarga de alta intensidad (HIDLs) cuyas tecnologías han estado en uso durante mucho tiempo y han alcanzado un alto grado de madurez y eficiencia. Otro sector con una importante cuota en la demanda global de energía por iluminación es el sector residencial (alrededor del 30%, figura 1.3). Este sector tiene el nivel promedio de eficacia más bajo (20 lm/W) al estar basada su iluminación principalmente en las lámparas de incandescencia (ILs). Estas lámparas tienen una baja eficiencia y un bajo rendimiento luminoso (entre 11 lm/W y 14 lm/W), por lo que usualmente convierten menos del 5% de la electricidad que consumen en luz visible mientras que el resto se convierte en calor.

Así, 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. 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 de 100 W culminando el proceso en septiembre de 2012 con las de 40 W y 25 W.

Los programas de sustitución de las ILs han promovido el uso de las lámparas fluorescentes compactas (CFLs) y de las lámparas de estado sólido de diodos inorgánicos emisores de luz (*Solid State Lamps-Light Emitting Diodes*, SSL-LEDs) debido a sus mayores niveles de eficacia luminosa y eficiencia energética, además de su larga vida útil. Especialmente en estos últimos años y debido tanto a las mejoras en el rendimiento como a la progresiva reducción del costo, la tecnología LED se está incorporando de forma acelerada al proceso de sustitución de las ILs.

El rendimiento promedio de las lámparas CFLs y SSL-LEDs comerciales (Philips por ejemplo) son bastantes similares (58 lm/W y 52 lm/W, respectivamente), mientras que sus máximos rendimientos lumínicos son de 76 lm/W y 93 lm/W [13], [14]. En cuanto a otros parámetros comparativos, una CFL típica (13 W, 800 lm) tiene una vida útil de 12000 h, mientras que una lámpara LED típica (A19 – 60 W, 800 lm regulable) alcanza las 25000 h, aunque varía bastante en función del fabricante y todavía más el coste económico, siendo actualmente las LEDs del orden de 3 a 6 veces más caras a igualdad de iluminación que las CFLs. A pesar de los datos anteriores, se espera que las tecnologías de las LEDs logren disminuir muy significativamente sus costos a 4 €/Klm y aumenten su eficacia a 200 lm/W para el año 2020 ocupando una muy importante cuota del mercado de iluminación en el futuro próximo.

No obstante, a pesar de los beneficios evidentes que aporta el uso de las lámparas de alta 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 son cargas no lineales que consumen corrientes altamente distorsionadas y que se conectan de forma masiva

en un punto de la instalación pudiendo “contaminar” las instalaciones eléctricas con la presencia de armónicos tanto en las ondas de corriente como en las de tensión.

En realidad, la emisión de armónicos de una única lámpara es reducida debido a su baja potencia, 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 tomada 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.

## 1.2. ANTECEDENTES

La lámpara fluorescente compacta, también llamada de bajo consumo (CFL) es un tipo de lámpara que aprovecha la tecnología de los tubos fluorescentes comunes, para hacer lámparas de menor tamaño que puedan sustituir a las lámparas incandescentes sin cambios en las luminarias y con menor consumo. La luminosidad emitida por un fluorescente depende de la superficie emisora, por lo que este tipo de lámparas aumentan su superficie doblando o enrollando el tubo de diferentes maneras. Otras mejoras en la tecnología fluorescente han permitido asimismo aumentar el rendimiento luminoso desde los 40-50 lm/W hasta los 80 lm/W. También la sustitución de las antiguas reactancias electromagnéticas por dispositivos electrónicos ha permitido reducir el peso y el característico parpadeo (flicker) de los fluorescentes tradicionales.

En comparación con las lámparas incandescentes, las CFL tienen una vida útil más larga y consumen menos energía eléctrica para producir la misma cantidad de luz. Como desventajas, citar que muchas de ellas no alcanzan su máximo brillo de forma inmediata y es más problemático deshacerse de las viejas, pues hay que llevarlas a lugares específicos para su posterior reciclaje, ya que contienen residuos tóxicos especialmente mercurio, aunque en cantidades muy pequeñas (menos de 2,5 mg por lámpara según normativa europea vigente)[15]. Tal como se ha comentado anteriormente, tienen también la desventaja de ser consumos no lineales que pueden distorsionar las corrientes y tensiones de las instalaciones reduciendo la calidad del suministro eléctrico.

### 1.2.1. Teoría y funcionamiento

El funcionamiento de una lámpara fluorescente compacta es el mismo que el de un tubo fluorescente común, excepto que es mucho más pequeña, manejable y adaptable a muchos tipos de instalaciones. En la figura 1.4 se muestra un despiece de una CFL de este tipo.





Figura 1.4. Vista de los componentes del balasto electrónico de una CFL. (Fuente: adaptado de es.123rf.com)

Cuando se enrosca la CFL en un portalámparas estándar (tipo Edison E27 o E14, igual al que utilizan la mayoría de las lámparas de incandescencia), al accionar el interruptor de encendido, la corriente eléctrica alterna pasa por el balasto electrónico, donde un puente de diodos (rectificador de onda completa) y un condensador en paralelo, la convierte en corriente continua. A continuación un circuito oscilador, compuesto fundamentalmente por un circuito transistorizado que funciona como amplificador de corriente, una bobina, un transformador y un condensador, se encarga de originar una corriente alterna de elevada frecuencia (entre 20 y 60 kHz). En la figura 1.5 se muestra un circuito típico con las partes principales comentadas anteriormente.

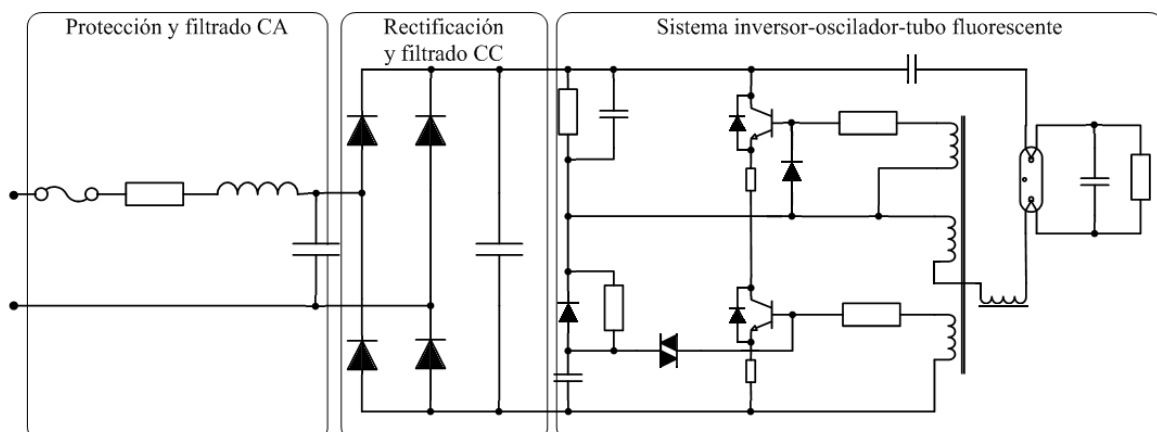


Figura 1.5. Circuito típico de una lámpara fluorescente compacta. (Adaptada de [24])

El objetivo de esta alta frecuencia, es disminuir el parpadeo que provoca el arco eléctrico creado dentro de las lámparas fluorescentes cuando están encendidas. De esa forma se anula el efecto estroboscópico que normalmente aparece en las antiguas lámparas fluorescentes de tubo recto que funcionan con balastos electromagnéticos (no electrónicos). En las lámparas fluorescentes antiguas el arco que se origina tiene una frecuencia de tan sólo 50 ó 60 Hz, que es la de la red eléctrica a la que están conectadas.

Cuando los filamentos de la lámpara se calientan por el paso de la corriente, el aumento de la temperatura ioniza el gas inerte habitualmente argón o neón, que contiene el tubo en su interior, creándose un puente de plasma entre los dos filamentos. A través de ese puente se origina un flujo de electrones que aporta las condiciones necesarias para que el balasto electrónico genere una sobretensión y se inicie una descarga o arco eléctrico entre los dos filamentos. En este punto del proceso los filamentos se apagan (cesa su incandescencia) y su próxima misión es actuar como electrodos para mantener el arco durante todo el tiempo que permanezca encendida la lámpara. El arco eléctrico no produce directamente la luz en estas lámparas, pero su existencia es fundamental para que esta aparezca.

Una vez que los filamentos de la lámpara se han apagado, la única misión del arco eléctrico será continuar y mantener el proceso de ionización del gas inerte. De esa forma, los iones desprendidos del gas al chocar contra los átomos del vapor de mercurio contenido dentro del tubo dan lugar a que los átomos de mercurio se exciten y comiencen a emitir fotones de luz ultravioleta en la desexcitación subsiguiente. La luz ultravioleta no es visible para el ojo humano, pero al ser absorbidos por la capa de sustancia fluorescente que recubre la pared interna del tubo, hace que los átomos de flúor se exciten y emitan fotones de luz visible al desexcitarse. El resultado final es que la lámpara emite luz en el espectro visible.

Estas lámparas también son llamadas “frías” ya que la mayor parte de la energía que consumen la convierten en luz visible en vez de calor como ocurre en las de incandescencia. Las CFLs consumen entre un 50 y un 80% menos de energía que las ILs para producir la misma iluminación. Una lámpara incandescente apenas convierte el 2,5 % de la energía consumida en luz visible, mientras que una fluorescente dedica aproximadamente el 15 % de la energía en cumplir la misión de iluminar.

### 1.3. ESTADO DEL ARTE

Las primeras CFLs que aparecieron disponían de un balasto magnético que aunque era de reducido tamaño, dificultaba significativamente la sustitución directa de las ILs en sus luminarias. La integración del balasto dentro de la lámpara de forma más eficiente fue posible con el desarrollo de balastos electrónicos que operan con altas frecuencias (entre 20 kHz y 60 kHz) permitiendo disminuir el volumen y peso de su inductancia. Adicionalmente, al alimentar el tubo fluorescente con tensiones en alta frecuencia se obtienen otras ventajas como la supresión del parpadeo (flicker) y un incremento cercano al 10% del rendimiento luminoso [16]. Estas lámparas son básicamente utilizadas en la iluminación residencial y usualmente tienen un rendimiento de 50 lm/W a 70 lm/W, vida útil de 8000 h a 12000 h y un IRC de 82 a 85 [13]. En la literatura científica hay diversos trabajos que estudian su comportamiento y modelización con la finalidad de caracterizar su emisión de armónicos [17]- [28].

Los trabajos desarrollados inicialmente se centraron principalmente en las mediciones y análisis de las emisiones armónicas originadas por distintos tipos de CFLs [17], [19] y en el estudio de su impacto en la onda de tensión de alimentación [20], [28].

También, paralelamente a estos estudios, han ido surgiendo diversos trabajos que se centran en el estudio de los circuitos electrónicos internos, su diseño y comportamiento tanto para reducir el coste de los balastos, como para mejorar el comportamiento en cuanto a trabajar con mejor factor de potencia y con menor inyección de armónicos, [29]-[32].

Posteriormente, los primeros estudios sobre su modelización representan las CFLs como fuentes ideales de corriente cuya emisión de armónicos es previamente caracterizada a partir de mediciones efectuadas a la tensión nominal de las mismas, para ser posteriormente escalada en función de la tensión obtenida del flujo de cargas a frecuencia fundamental (50 o 60 Hz) [20]-[23]. Este procedimiento, denominado método de inyección de corrientes armónicas, es utilizado en [20], [22] para analizar los efectos de conjuntos agregados de estas lámparas en los sistemas de distribución de media tensión y en [23] 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 distorsionadas (o con presencia de armónicos) de las instalaciones eléctricas.

Los trabajos relativos a la modelización de estas cargas teniendo en cuenta la interacción armónica fueron abordados en [24], [25] y [26], clasificando las CFLs en cuatro categorías según su balasto electrónico (simple, filtro pasivo, valley-fill y filtro activo), y asociando dichas categorías a cuatro tipos de espectro armónico característico (pobre, medio, bueno y excelente, respectivamente) (ver figura 1.6) y centrando finalmente el estudio en las CFLs con balasto simple y espectro armónico pobre, concordando esto último con [18], [27] en cuanto al tipo de CFLs predominante en el mercado.

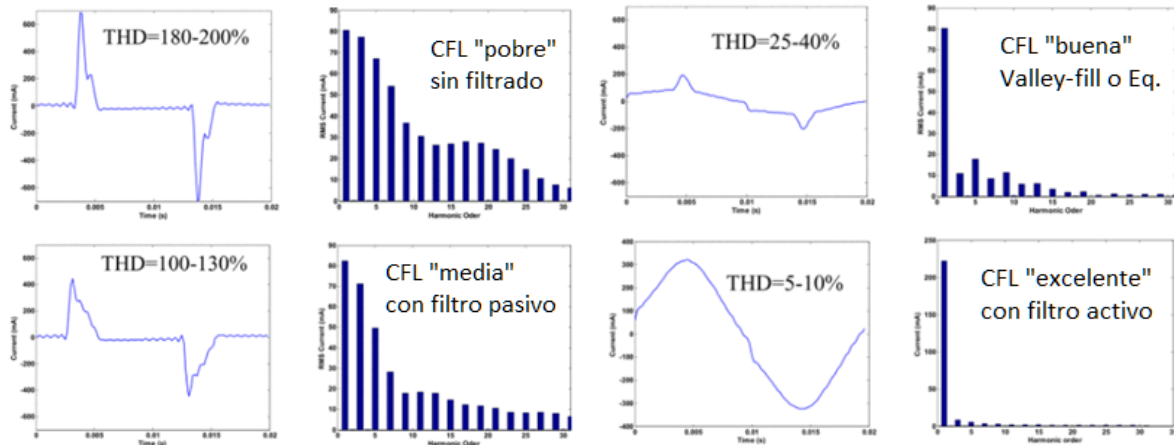


Figura 1.6. Formas de ondas y armónicos para diferentes clases de circuitos de CFL. (Adaptada de [24])

En [24], [25] se caracteriza el comportamiento armónico de este tipo de CFLs a partir de circuitos equivalentes de Norton con admitancias que permiten introducir la interacción armónica en el modelo. Estas admitancias son determinadas por simulaciones sobre el circuito equivalente de las CFLs de balasto simple sin considerar la primera etapa de filtrado pasivo.

En [26] se propone un nuevo modelo de las CFLs con balasto simple basado en su circuito equivalente (figura 1.5), 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 1.7) y aprovechar los múltiples trabajos y estudios que existen sobre este dispositivo [33]-[38].

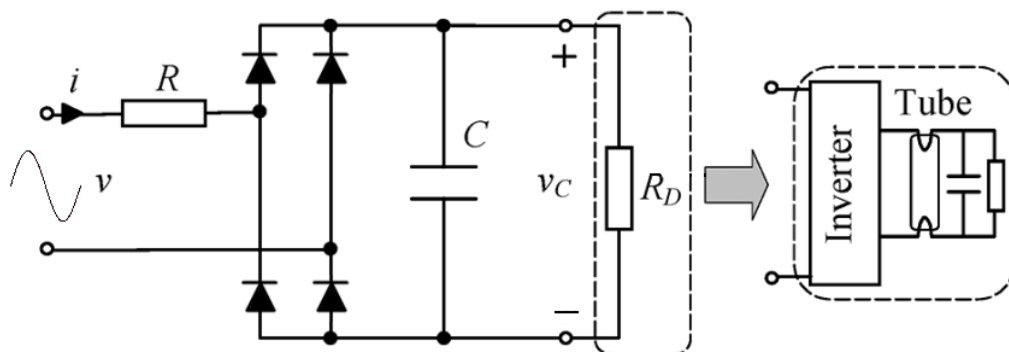


Figura 1.7. Circuito equivalente de una CFL con balasto electrónico simple (Adaptada de [14])

En el trabajo desarrollado en [26] 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. También se estudia la interacción armónica y el fenómeno de la atenuación, pero no considera la impedancia en la entrada de su circuito equivalente lo que puede llegar a afectar la exactitud de sus resultados.

Los trabajos desarrollados en la tesis [14], [39]-[42], abordan el estudio de la modelización de las CFLs de balasto simple con el objetivo de mejorar los modelos propuestos anteriormente al considerar la impedancia de entrada del dispositivo. También se desarrolla un procedimiento de estimación de los parámetros del modelo basado en algoritmos de mínimos cuadrados propuestos en [41], que permite caracterizar cualquier CFL independientemente de sus especificaciones de tensión y frecuencia (50 Hz y 60 Hz). Además, en estos trabajos se proponen modelos aproximados de las CFLs y su ámbito de aplicación en función de la distorsión armónica total de la tensión de alimentación, así como estudios de penetración de armónicos en las instalaciones [39], [40], [42].

La mayoría de los estudios anteriores basados en el circuito equivalente de las CFLs de balasto simple van dirigidos a lámparas de baja potencia (inferiores a 25 W) cuya corriente consumida presenta la forma de onda típica mostrada en la figura 1.6 (pobre o media), ya que la norma ANSI C82.77-2002 [43], el reglamento CE.244/2009 [44] y los requerimientos del programa Energy Star [45] 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 no introducen tanta distorsión armónica ya que deben cumplir los requisitos de emisión para equipos de clase C del estándar IEC 61000-3-2 [46] y sus balastos generalmente son de mayor calidad.

Dada la complejidad de los circuitos internos de las CFLs y la gran cantidad de parámetros a tener en cuenta en su modelización resulta interesante analizar este tipo de lámparas de baja potencia (menos de 25W), con un modelo más sencillo que permita caracterizar matemáticamente las ondas de corriente absorbidas en función del valor eficaz de la tensión aplicada y mediante funciones definidas por parámetros empíricos obtenidos a partir de la tensión y corriente en sus terminales. En este sentido, los modelos de “caja negra” (black box) ofrecen la posibilidad de estudiar las CFLs (y en general cualquier tipo de dispositivo no lineal) de forma más simple a como se ha realizado hasta ahora en la literatura. La utilización de los modelos anteriores para caracterizar los dispositivos no lineales se ve apoyada por el hecho de que la mayor parte de las veces se desconoce y no se tiene acceso al circuito electrónico ni a los valores de sus parámetros de forma que solo se pueden caracterizar a partir de medidas de tensión y corriente en los terminales del dispositivo.

La utilización cada vez más frecuente de cargas no lineales como ordenadores personales, lámparas fluorescentes compactas, fuentes conmutadas de diferentes equipos electrónicos, etc. ha motivado en los últimos años la atención de los investigadores en los distintos problemas provocados por la degradación de la calidad de la energía eléctrica. Este tipo de cargas demandan corrientes no sinusoidales y debido a la impedancia de cortocircuito de la red, provocan la aparición de armónicos de tensión en el punto de conexión.

El incremento de los armónicos de baja frecuencia en las redes de distribución, que generalmente coinciden con los armónicos dominantes de las cargas no lineales, ocasiona problemas para los receptores conectados al mismo punto, como fallos de operación en los dispositivos de protección, medida y control, además de un incremento en la temperatura tanto de los generadores como de los conductores de alimentación, especialmente en el conductor neutro en instalaciones trifásicas ya que su nivel de corriente en estos casos suele ser elevado, superando en numerosas ocasiones la corriente de fase. En este aspecto, estudios realizados en Estados Unidos, revelaron que más del 20% de los complejos comerciales tienen en sus instalaciones corrientes de neutro superiores a las corrientes de línea [47], [48]. Contrariamente al pensamiento tradicional, los esfuerzos realizados para equilibrar las cargas entre las fases pueden contribuir a incrementar la magnitud de la corriente de neutro. El incremento de la corriente por el neutro en presencia de armónicos es un tema de interés en la investigación de la calidad de la energía ampliamente tratado por la literatura especializada [47]-[61] y [93].

Como consecuencia de la presencia de armónicos, se encuentra el calentamiento debido a pérdidas adicionales en máquinas y transformadores (efecto pelicular, histéresis y Foucault) y en cables del sistema de alimentación aparece un aumento de pérdidas por efecto Joule, motivado por el incremento de la resistencia aparente del conductor con la frecuencia [58].

En [55] se caracteriza la relación entre la corriente del neutro y de una fase ( $\rho_I$ ) con el objeto de estudiar la posible sobrecarga del conductor neutro y dimensionar correctamente su sección. También se deduce que en un circuito simétrico y equilibrado, la relación  $\rho_I$  se incrementa con el aumento de los armónicos de tercer orden y con la disminución de los de primer y quinto orden de la corriente de fase. Además se trabaja con la relación anterior y se establece que la corriente de neutro es máxima e igual a  $\sqrt{3}$  veces la corriente de línea cuando todos los componentes armónicos tienen el mismo peso.

Arthur y Shanahan [59], expresan la relación anterior en función del índice de distorsión armónica total de corriente ( $THDi$ ) lo que permite representar gráficamente la tasa de sobrecarga del neutro en función de la  $THD$  de la onda de corriente. Otros autores presentan formas más visuales de apreciar la sobreintensidad que aparece en el neutro [60], apreciándose el caso más desfavorable cuando las corrientes de las tres fases no se superponen.

En presencia de distorsión y desequilibrio, todas las componentes de la corriente de secuencia positiva, negativa o cero podrían existir para cada armónico. Sin embargo, la corriente de neutro solamente dependerá de las componentes homopolares que pulsan en fase y se suman directamente en él. El máximo valor eficaz se alcanza cuando las corrientes de fase única están formadas por componentes de secuencia cero y puede ser de hasta tres veces el valor eficaz de la corriente de fase [61]. En [51] se realiza un detallado y riguroso estudio sobre lo anterior empleando el método de las componentes simétricas sobre la caracterización de la corriente del conductor neutro en todos los casos de desequilibrio y distorsión armónica.

Además de los aspectos anteriormente comentados, existen dos efectos que pueden influir de manera apreciable en la predicción de las corrientes armónicas inyectadas por cargas no lineales que comparten la misma línea de alimentación, estos son el efecto de la diversidad y el de la atenuación [57], [61].

Para el caso de cargas desequilibradas, es preciso un estudio específico de cada situación ya que las propiedades y estudios mencionados anteriormente pueden no cumplirse. El desequilibrio puede ser debido a diferencias en la magnitud de los fasores de la corriente (desequilibrio basado en la magnitud) o de sus ángulos de fase (desequilibrio basado en el ángulo de fase), o de ambos (desequilibrio basado en el fasor). En situaciones de desequilibrio, no es inmediato encontrar una relación entre el orden armónico y el sentido de rotación de los fasores correspondientes.

#### 1.4. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

Considerando los aspectos ya discutidos hasta el momento, la finalidad de esta tesis doctoral es estudiar y caracterizar el comportamiento de las CFLs con balasto electrónico integrado en referencia a la emisión de corrientes armónicas, su impacto en la calidad de la onda de tensión así como otras afectaciones a las instalaciones de iluminación, tanto monofásicas como trifásicas con neutro. Así, el foco de atención de este trabajo se dirigirá al estudio de las CFLs con balasto integrado y zócalo tipo Edison (E14 y E27), por ser los dispositivos que ya están sustituyendo y continuarán haciéndolo progresivamente a las de incandescencia, vaticinándose a medio-largo plazo una presencia en el sector residencial del 20% y del 69% las de SSL-LED [62], aunque estas últimas no son objeto del estudio de esta tesis.

Para desarrollar el trabajo, la modelización de las CFLs se realiza a partir de del modelo de “caja negra” (black box), mediante unas funciones exponenciales dobles con solo cuatro parámetros característicos de cada lámpara. Este sencillo modelo empírico permite caracterizar matemáticamente las ondas de corriente absorbidas en función del valor eficaz de la tensión aplicada y obtener las expresiones analíticas de las corrientes armónicas derivadas de las funciones exponenciales inicialmente propuestas. Para completar el modelo propuesto se propone también un procedimiento para la estimación de los parámetros de las funciones exponenciales a partir de medidas experimentales de la corriente consumida por las CFLs. La sencillez del modelo desarrollado permite aplicarlo posteriormente al estudio y determinación de la corriente del neutro en el caso de cargas desequilibradas y con ello contribuir con diversas herramientas y conclusiones nuevas a los trabajos desarrollados en la literatura sobre este tema.

El trabajo se ha estructurado de la forma indicada a continuación:

- **Capítulo 2:** En este capítulo se hace una revisión de los aspectos generales que afectan a la calidad del suministro eléctrico, haciendo especial atención en las cargas no lineales más frecuentes en instalaciones de BT y a la distorsión armónica que producen. También se recopila la normativa básica que deben cumplir las instalaciones en cuanto a presencia

cuantitativa de armónicos, inter-armónicos y sub-armónicos para preservar la calidad de la energía eléctrica.

- **Capítulo 3:** En este apartado se estudia el comportamiento de las lámparas fluorescentes compactas (CFL), haciendo especial énfasis en la forma de onda de la corriente absorbida ya que habitualmente presenta una alta distorsión en referencia a la onda ideal sinusoidal. Estas lámparas son cargas eléctricas no lineales y la onda de corriente que absorben está fuertemente distorsionada (alejada de la forma sinusoidal) dando lugar a la inyección de armónicos en la red, con los consiguientes inconvenientes y problemas para las instalaciones y también para la calidad de la onda de tensión. Por estos y otros motivos es muy importante estudiar las ondas de corriente en diversas situaciones y otros conceptos como la tasa de distorsión armónica. Para ello se estudia y propone un modelo matemático de doble exponencial para la onda de corriente absorbida de la red, simulándose su comportamiento en Pspice para diferentes valores de sus parámetros.
- **Capítulo 4:** Aquí se presentan varios procedimientos para la estimación de los parámetros que permiten caracterizar la forma de onda de la corriente absorbida por las CFLs en diversas situaciones. Se incluyen varios algoritmos de estimación basados en el modelo de “caja negra”, ya que no se entra en la estructura interna de los circuitos electrónicos de la lámpara, sino que solo se estudia la caracterización mediante parámetros que permitan un buen ajuste de la onda de corriente real y la caracterizada matemáticamente. Para ello se ha partido del estudio desarrollador en el capítulo anterior basado en la diferencia de dos funciones exponenciales y cuatro parámetros característicos. Estos procedimientos de estimación son validados experimentalmente en laboratorio para diversos tipos de lámparas CFL con reactancia electrónica.
- **Capítulo 5:** En este capítulo, se estudia el comportamiento de la corriente que circula por el conductor neutro en instalaciones trifásicas con presencia de las lámparas estudiadas (CFLs). A partir del modelo de “caja negra” desarrollado en capítulos anteriores, se obtienen unas ecuaciones que caracterizan el valor de la corriente que circula por el conductor neutro en función de las posibles distribuciones de lámparas y tipología de las mismas. Estas ecuaciones permiten el estudio y la realización de un análisis detallado del impacto producido por las CFLs en la corriente que circula por el conductor neutro. Se investiga principalmente, la influencia de los parámetros del modelo, el desequilibrio de tensión de alimentación, el número de lámparas por fase y los diferentes tipos de lámparas conectadas en cada fase. Todos los resultados obtenidos son validados con mediciones experimentales y simulaciones en PSCAD / EMTDC.



- **Capítulo 6:** Se describen las principales aportaciones realizadas respecto a la caracterización armónica de las lámparas fluorescentes compactas y las futuras líneas de investigación que pueden derivarse de este trabajo de tesis.

También se incluye un **Apéndice** con detalles teóricos usados en el desarrollo de los modelos estudiados, así como de los equipos de laboratorio utilizados en los diversos ensayos y pruebas realizadas a un gran número de lámparas existentes en el mercado y que han sido objeto de estudio especialmente en los trabajos iniciales de la tesis realizados conjuntamente con el Dr. Salichs.

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

## Capítulo 2: Calidad del suministro eléctrico

## 2. CALIDAD DEL SUMINISTRO ELÉCTRICO

### 2.1. ASPECTOS GENERALES

La producción de energía eléctrica en las centrales generadoras y su suministro a los puntos de consumo se hace mediante la red de transporte y distribución. Para su adecuado funcionamiento, en términos generales, la primera necesidad es que los centros de generación satisfagan la demanda de los consumidores. Superado el problema del suministro, debemos considerar el de la calidad de la energía suministrada a los usuarios. Este no es un aspecto de importancia vital como el anterior, sin embargo tiene repercusiones de primera magnitud en los sistemas eléctricos [63].

La calidad de la energía eléctrica es un término global que no tiene una definición exacta y que abarca tanto la disponibilidad del suministro eléctrico como la calidad de las ondas de tensión y corriente suministradas [64]-[67]. Cualquier desviación de la tensión y la corriente de su forma sinusoidal ideal se considera como una pérdida de calidad. La mala calidad de la energía eléctrica en el punto de suministro al consumidor puede ocasionar afectaciones y generar problemas importantes en las instalaciones y equipos conectados a la red.

Estas perturbaciones en la calidad de la energía eléctrica pueden ser agrupadas en dos grandes grupos: variaciones y eventos. Las variaciones son pequeñas desviaciones de la tensión o de la corriente respecto de su valor nominal, como por ejemplo, el cambio del valor eficaz (o r.m.s.), el cambio de la frecuencia de la señal o la distorsión armónica. Los eventos, en cambio, son desviaciones que solo ocurren ocasionalmente como las sobretensiones transitorias o los huecos de tensión.

La energía eléctrica se genera como un sistema de tensiones trifásico equilibrado y se hace llegar al consumidor por medio de un sistema de transporte y distribución. En este proceso, la energía eléctrica sufre una serie de alteraciones que pueden afectar a los usuarios. Además, la conexión de los aparatos de los clientes al sistema de distribución da origen a que circulen corrientes eléctricas proporcionales a la demanda de los mismos. Estas corrientes al circular por la red van a dar origen a caídas de tensión, haciendo que la amplitud de la tensión suministrada en un determinado punto y en un determinado instante sea función de las caídas de tensión acumuladas en todos los elementos de la red por la que se alimenta el consumidor. Por tanto, para asegurar unos niveles mínimos de calidad en el suministro eléctrico es necesaria la cooperación de todos los agentes que intervienen en el proceso, el generador, el distribuidor y el propio consumidor.

Además de la demanda por parte de los consumidores de una energía eléctrica de mayor calidad y a más bajo coste, hay otros dos factores que afectan de forma importante y creciente a la calidad del suministro eléctrico en las actuales redes de distribución. Estos dos factores son la liberalización del sector eléctrico y la integración de fuentes de energía renovable.

La liberalización del sector eléctrico está cambiando el modelo tradicional de la red eléctrica. Anteriormente era un sistema formado por un número muy reducido de grandes generadores que suministraba la energía por medio de una red de transmisión y de distribución a las cargas de los clientes. Sin embargo, actualmente se está convirtiendo en una red global donde un cierto número de compañías independientes generan energía y un gran número de clientes consumen esa energía de la red, también la pueden generar o incluso ambas cosas en diferentes instantes de tiempo. Este nuevo modelo de sistema eléctrico distribuido supone un cambio importante que tiene una gran influencia en la calidad del suministro [68].

Por otro lado, la integración de las fuentes de energía renovable está experimentando un enorme impulso, fundamentalmente en los países de la Unión Europea, para producir una energía más respetuosa con el medio ambiente, menos contaminante y cumplir con las directivas del protocolo de Kioto [69] y el de Montreal entre otros.

La disminución de la calidad de la energía eléctrica produce pérdidas, calentamientos y otros efectos pero el más importante es el mal funcionamiento o la avería de los equipos conectados a la red de distribución. Esto puede derivar en problemas importantes en un entorno residencial o comercial, pero en los procesos industriales, los efectos económicos originados por la parada o la avería de los equipos pueden llegar a ser muy graves. No hay estudios exhaustivos al respecto, pero se estima que los problemas relacionados con la calidad de la energía le ocasionan al sector del comercio y la industria en la Unión Europea un coste de aproximadamente 10.000 millones de euros al año [70], mientras que el coste anual en las industrias en los Estados Unidos por la no atención a la compatibilidad electromagnética se eleva a decenas de miles de millones de dólares [71].

Estos datos ponen de manifiesto la importancia, técnica y económica, que tiene la calidad de la energía eléctrica en la sociedad actual si se quiere mantener la competitividad y el desarrollo tecnológico.

## 2.2. ARMÓNICOS, INTERARMÓNICOS Y SUBARMÓNICOS

La red de distribución eléctrica suministra energía a los equipos conectados a sus líneas mediante una onda sinusoidal de valor eficaz 230 V y frecuencia 50 Hz en la Unión Europea. Las características de esta onda están establecidas en la norma EN 50160 [72]. Sin embargo pueden aparecer otras componentes frecuenciales que degradan la calidad de la onda suministradora de energía. Estas componentes se clasifican en función de su frecuencia  $f$  del siguiente modo si denotamos con  $f_1$  a la componente fundamental de la red [73]:

- Componente continua:  $f = 0$  Hz, es decir  $f = h \times f_1$  donde  $h = 0$ .
- Armónicos:  $f = h \times f_1$  donde  $h > 0$  y entero.
- Interarmónicos:  $f \neq h \times f_1$  donde  $h > 0$  y entero.

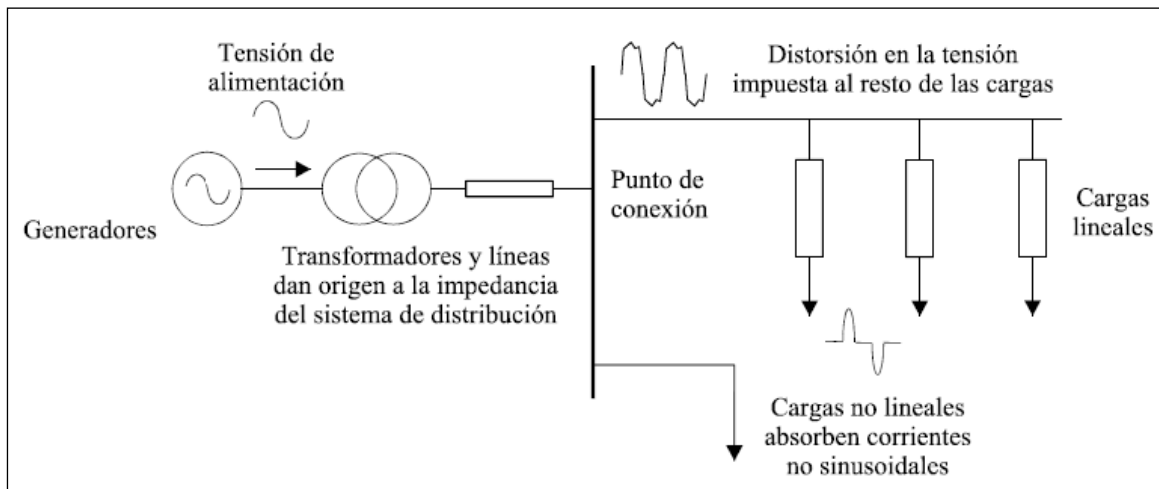


Figura 2.1. Generación y propagación de armónicos en las redes (adaptado de [63]).

- Subarmónicos:  $0 \text{ Hz} < f < f_1$ , es decir,  $f = h \times f_1$  donde  $0 < h < 1$ .

El término subarmónico no tiene una definición oficial, pero se puede considerar como un caso especial de interarmónico con frecuencia inferior a la frecuencia fundamental.

Según las definiciones anteriores, los armónicos en las formas de onda de la tensión y de la corriente son componentes de frecuencia de valor múltiplo de la frecuencia fundamental. Estas componentes armónicas se producen por la conexión de cargas no lineales a la red. Estas cargas absorben corrientes no sinusoidales que al circular por las impedancias del sistema producen caídas de tensión no sinusoidales que distorsionan la forma de onda de la tensión suministrada (ver figuras 2.1 y 2.2).

Las cargas más comunes que generan armónicos, tanto en entornos industriales como domésticos, son las siguientes:

- Equipos electrónicos
  - Variadores de velocidad/frecuencia (aplicados cada vez más a la regulación de velocidad de motores)
  - Rectificadores o convertidores C.A. /C.C.
  - Dispositivos electrónicos de control y mando que regulan la intensidad absorbida
  - SAI (sistemas de alimentación ininterrumpida)
  - Ordenadores y otros equipos electrónicos con fuentes de alimentación conmutadas
  - Fluorescentes compactos con balasto electrónico
  - Lámparas tipo LED
- Dispositivos con arcos de descarga
  - Soldadura por arco
  - Hornos de inducción y de arco
  - Lámparas de descarga con balasto magnético (vapor de mercurio, de sodio, bajo consumo, fluorescentes, etc.)
- Dispositivos trabajando en saturación
  - Motores y transformadores

○ Lámparas de descarga con inductancias saturadas

La figura 2.2 ilustra claramente las distorsiones aparecidas en las ondas originadas por las corrientes armónicas.

La distorsión armónica (de tensión o corriente) del sistema se puede evaluar a partir de los siguientes ratios:

- Distorsión armónica individual:

$$HD_h = \frac{X_h}{X_1}, \tag{2.1}$$

donde,  $X_h = U_h, I_h$  es la componente del armónico  $h$  de la onda de tensión o corriente y  $X_1 = U_1, I_1$  es la componente fundamental

- Distorsión armónica total:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h>1} X_h^2}}{X_1} = \sqrt{\sum_{h>1} HD_h^2}. \tag{2.2}$$

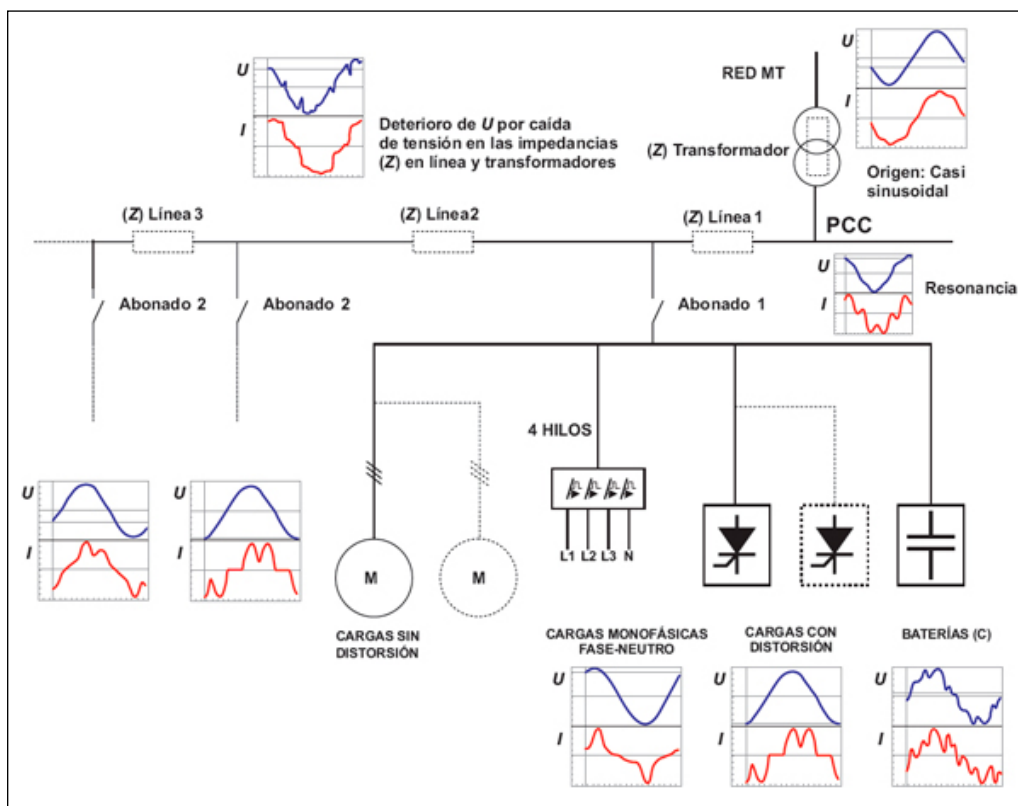


Figura 2.2. Efectos de las cargas no lineales en las ondas de tensión y corriente. Fuente: Circutor [98]

La elevada proliferación de cargas no lineales está produciendo un aumento continuo en los niveles de la distorsión armónica en las redes de distribución, de tal forma que si se mantiene esta tendencia se puede esperar que en pocos años se alcancen los niveles máximos admisibles contemplados en la normativa vigente.

Los límites de la distorsión armónica individual y la distorsión armónica total en condiciones normales de operación están definidos en los estándares EN 50160 [72] e IEEE 519 [74].

## **2.3. EFECTOS DE LOS ARMÓNICOS**

### **2.3.1. Efectos principales en las instalaciones**

Los armónicos en las formas de onda de la tensión y la corriente están siempre presentes, en mayor o menor medida, en las redes de distribución y transporte de energía eléctrica actuales por lo que afectan de forma permanente a la propia red y a las cargas conectadas a ella.

El efecto de los armónicos sobre los equipos depende de la naturaleza de estos así como de la magnitud, frecuencia y fase de los mismos. Algunos de los efectos directos más importantes que producen son los siguientes [75].

- Los condensadores y transformadores sufren pérdidas adicionales y calentamientos que acortan su vida media de funcionamiento.
- Los fusibles de protección sufren calentamiento e incluso fusión en condiciones de intensidad normal.
- Los cables sufren fallos en el aislamiento, gradientes de tensión elevados y efecto corona.
- Los balastos inductivos que se utilizan en lámparas fluorescentes o lámparas de descarga experimentan aumentos de temperatura y aparición de ruido y vibraciones.
- Los relés de protección sufren disparos inadecuados ocasionados por las modificaciones en los valores de pico y en los pasos por cero de la señal.
- Disparos intempestivos de los interruptores diferenciales debido a corrientes armónicas de frecuencias elevadas que se derivan a tierra.
- En sistemas electrónicos de comunicaciones, computadores y equipos electrónicos de control de procesos como micro controladores, autómatas y robots, sus fuentes de generación de corriente continua a partir de la corriente alterna de la red eléctrica están diseñadas y construidas suponiendo que no se produzcan tensiones armónicas por encima de determinados niveles. Sin embargo, cuando se superan dichos niveles se puede producir pérdida de datos o aparición de datos erróneos, así como operaciones fuera de secuencia en robots y máquinas herramienta controlados por computador.

- En los equipos de medida por inducción se producen errores de medida ya que habitualmente están calibrados para una onda de tensión sinusoidal sin presencia de tensiones armónicas.
- Los sistemas de transmisión de señales por la red pueden ser alterados por frecuencias armónicas próximas al valor de la frecuencia de la señal portadora utilizada en la transmisión.
- En las propias redes eléctricas los armónicos incrementan sus pérdidas por calentamiento, especialmente en conductores neutros de baja tensión, transformadores y motores, ocasionando la degradación de los aislamientos y acortando su vida útil.

### 2.3.2. Efectos sobre la corriente de neutro

El estudio de las corrientes en sistemas trifásicos con neutro es uno de los aspectos relevantes de la calidad del suministro eléctrico en presencia de cargas no lineales.

Consideremos un sistema trifásico, formado por una fuente trifásica equilibrada y tres receptores o cargas iguales conectadas entre fase y neutro (fig. 2.3).

Las tensiones de fase se pueden expresar así:

$$\begin{aligned}v_a &= V_{\max} \sin \omega t \\v_b &= V_{\max} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\v_c &= V_{\max} \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right).\end{aligned}\tag{2.3}$$

Si las cargas son lineales y equilibradas, las corrientes de cada fase son iguales y desfasadas un tercio de período ( $120^\circ$ ), por tanto la suma es cero y no circula corriente alguna por el conductor neutro.

$$i_N = i_a + i_b + i_c = 0.\tag{2.4}$$

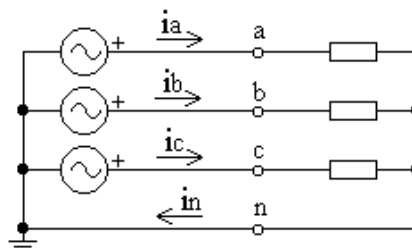


Figura 2.3. Sistema trifásico con neutro










Orden	Fund.	2	3	4	5	6	7
Frecuencia	50	100	150	200	250	300	350
Secuencia							

Figura 2.4. Orden, frecuencia y secuencia de los armónicos. (Adaptada de [98])

En los sistemas trifásicos equilibrados, los armónicos de primer y quinto orden en las corrientes de fase ( $k = 6n+1$ , con  $k$  el orden de la armónica y  $n = 0, 1, 2, \dots$ ) y ( $k = 6n+5$ ), forman un sistema de secuencia positiva y otro de secuencia negativa, respectivamente, mientras que los armónicos de tercer orden ( $k = 6n+3$ , esto es  $k = 3, 9, 15, \dots$ ) constituyen un sistema de secuencia homopolar (2.5) y fig. 2.4.

En esta situación, sólo las componentes armónicas de tercer orden fluyen por conductor neutro y pueden ser hasta tres veces más altas que los armónicos correspondientes a las corrientes de fase.

Si se suponen cargas no lineales con componentes armónicos impares y repartidas de forma equilibrada en las tres fases, se puede descomponer cada una de las corrientes de fase usando la transformada de Fourier:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + I_3 \sin(3\omega t + \alpha_3) + I_5 \sin(5\omega t + \alpha_5) + \dots \\
 i_b &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha_1\right) + I_3 \sin\left(3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_3\right) + I_5 \sin\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \alpha_5\right) + \dots \\
 i_c &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \alpha_1\right) + I_3 \sin\left(3\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \alpha_3\right) + I_5 \sin\left(5\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \alpha_5\right) + \dots,
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

según (2.4),  $i_N$  puede ser escrita como la sumatoria de las corrientes de las tres fases.

$$i_N = i_a + i_b + i_c = \sum 3I_{6n+3} \sin((6n+3)\omega t + \alpha_{6n+3}). \tag{2.6}$$

De la ecuación anterior (2.6), se deduce que la corriente que circula por el conductor neutro bajo condiciones equilibradas, es producida por las componentes de secuencia homopolar (3, 9, 15, 21...) de las corrientes de las fases, ya que estos armónicos de tercer orden tienen la misma amplitud y van en fase (se sobreponen), sumándose por tanto en dicho conductor.

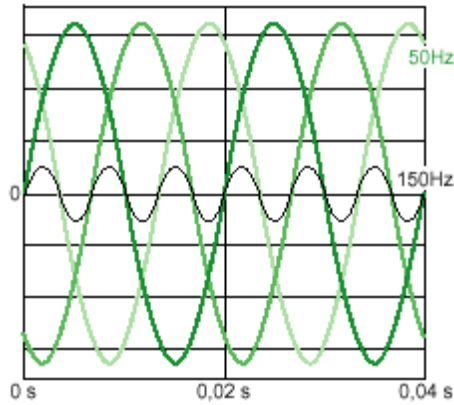


Figura 2.5. Corrientes de cada fase a 50Hz y 3er armónico a 150Hz

Así, se puede escribir:

$$\begin{aligned}
 i_{a3} &= I_3 \sin 3\omega t \\
 i_{b3} &= I_3 \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = I_3 \sin(3\omega t - 2\pi) = i_{a3} \\
 i_{c3} &= I_3 \sin 3\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = I_3 \sin(3\omega t - 4\pi) = i_{a3}.
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

Vemos pues (fig. 2.5) que los terceros armónicos de cada fase pulsan en fase, por este motivo se suman en el conductor neutro.

$$i_N = i_{a3} + i_{b3} + i_{c3} = 3 \cdot i_{a3}. \tag{2.8}$$

Generalizando, con cargas equilibradas, las corrientes armónicas de rango múltiplo de 3 están en fase y se suman aritméticamente en el conductor neutro, puesto que se anulan las componentes fundamentales y las armónicas de rango no múltiplo de 3.

Se define con  $\rho_1$  [55] la relación entre la corriente del neutro y de una fase:

$$\rho_1 = \frac{I_N}{I_f} = \frac{\sqrt{\sum (3I_{6n+3})^2}}{\sqrt{\sum (I_{6n+1})^2 + \sum (I_{6n+3})^2 + \sum (I_{6n+5})^2}}, \tag{2.9}$$

donde  $I_N$  es el valor rms de la corriente total del conductor neutro,  $I_f$  es el valor eficaz de la corriente de fase total, y  $I_{6n+1}$ ,  $I_{6n+3}$ ,  $I_{6n+5}$  son los valores eficaces de los armónicos de primer, tercer y quinto orden de la corriente de fase.

Esto nos permite afirmar que en un circuito simétrico y equilibrado, la relación  $\rho_1$  se incrementa con el aumento de los armónicos de tercer orden y con la disminución de los de primer y quinto orden de la corriente de fase. La intensidad de corriente del conductor neutro no puede superar el triple de la corriente de fase. Esta relación máxima es hipotéticamente posible solo si los armónicos de tercer orden en la corriente de fase son infinitos en comparación con la parte de armónicos de primer y quinto orden en la misma.

Si las corrientes de fase solo tienen componentes armónicos impares  $I_{2n+1}$ , con

$$I_{2n+1} = q^n I_1 \rightarrow (I_3 = q I_1, I_5 = q^2 I_1, I_7 = q^3 I_1, \dots), \quad (2.10)$$

siendo ( $n = 0, 1, 2, \dots$  y  $0 \leq q \leq 1$ ), en [55] Desmet y otros, deducen que la relación entre la corriente de neutro y fase resulta ser:

$$\rho_1 = \frac{I_N}{I_f} = 3 \frac{q}{\sqrt{1+q^2+q^4}}. \quad (2.11)$$

Se demuestra que la corriente de neutro es máxima e igual a  $\sqrt{3}$  veces la corriente de línea cuando  $q=1$ , condición que se cumple cuando todos los componentes armónicos son iguales a la componente fundamental.

Arthur y Shanahan [59], expresan la ecuación de  $\rho_1$  en función del índice de distorsión armónica total de corriente ( $THDi$ ) como sigue:

$$\rho_2 = 3 \frac{THDi}{\sqrt{1+THDi^2}}. \quad (2.12)$$

Esta ecuación es válida si se cumple que los armónicos son impares y que el de tercer orden es el de más peso, cosa que sucede en la mayoría de las instalaciones trifásicas a cuatro hilos, alcanzando el máximo (1,73) cuando el índice de distorsión de la corriente es del 70,7%.

La ecuación de  $\rho_2$  permite representar gráficamente la tasa de sobrecarga del neutro en función de la  $THD$  de la onda de corriente (figura 2.6).

Para el caso de alimentación con un sistema trifásico equilibrado de dos cargas monofásicas iguales, conectadas entre fase y neutro, se puede demostrar, de manera semejante al caso anterior, que la corriente de neutro puede llegar, pero no superar  $\sqrt{2}$  veces la corriente de cada fase.

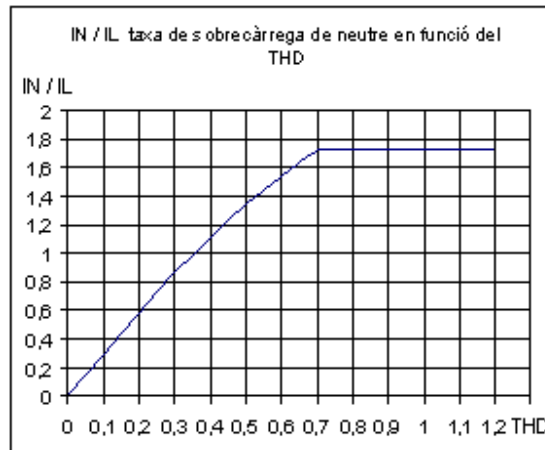


Figura 2.6. Tasa de sobrecarga del neutro en función de la  $THD$  [60]

Las cargas no lineales y sus correspondientes armónicos, ponen en cuestionamiento la normativa clásica de dimensionar el conductor neutro con una capacidad igual o menor a la de las fases. La instalación de cargas monofásicas del tipo conmutadas (cada vez más presentes en BT), no exigen necesariamente, duplicar la capacidad del conductor de neutro, es más conveniente conocer la  $THDi$  de dichas cargas antes de tomar una decisión. Para valores de  $THDi$  inferiores al 10%, prácticamente la corriente en el neutro es como máximo igual la corriente de fase (para un mismo tipo de carga).

Otra forma más visual de apreciar la sobreintensidad que aparece en el neutro está indicada en la figura 2.7 [60], donde se aprecia el caso más desfavorable cuando las corrientes de las tres fases no se superponen.

Efectivamente si consideramos el caso de ondas de corriente con simetría de semionda y carga equilibrada, el caso menos favorable será cuando las ondas de corriente de cada una de las tres fases no se superpongan, ya que entonces la circulación de corriente por el neutro será máxima.

En un período  $T$  de la onda fundamental, la corriente de una fase tiene una onda positiva y una negativa, separadas per un intervalo de tiempo en que la corriente es cero.

El valor eficaz de esta corriente viene dado por:

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_l^2 dt}. \quad (2.13)$$

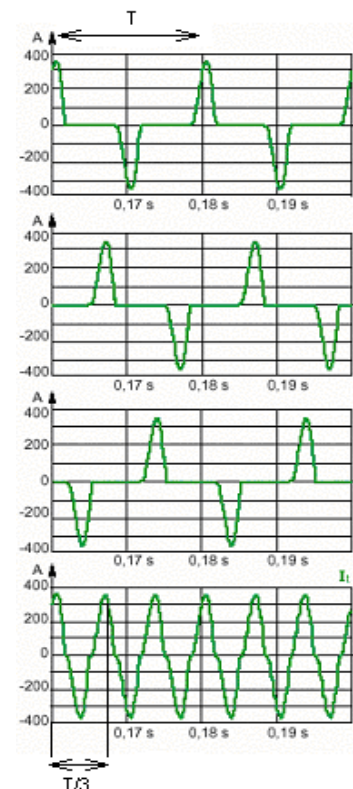


Figura 2.7. Corrientes de cada fase y del neutro con carga no lineal [60] (CT Schneider 202)

El valor eficaz de la corriente del neutro, como se aprecia en la figura 2.7, es de triple frecuencia (150 Hz) que la de fase, por esto lo podemos calcular para un período que sea una tercera parte de la corriente de cada conductor activo, así podemos hacer:

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T/3} \int_0^{T/3} i_N^2 dt} = \sqrt{\frac{3}{T} \int_0^{T/3} i_N^2 dt} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2 dt} \Rightarrow I_N = \sqrt{3} \cdot I_L. \quad (2.14)$$

La corriente de neutro tiene en este caso, un valor eficaz 1'73 veces superior al de una fase. En el caso en que las ondas de corriente de las tres fases se superpongan, el valor eficaz de  $I_N$ , será inferior a  $\sqrt{3}$  veces la de fase.

Las corrientes armónicas en el neutro generan principalmente los siguientes problemas: Incremento de las pérdidas óhmicas en el conductor, con el consiguiente aumento de su temperatura; disminución de la capacidad amperimétrica del mismo; incremento de la tensión neutro-tierra y distorsión de la onda de tensión de las fases.

Como se ha comentado anteriormente, estas situaciones de sobrecarga en el conductor neutro, aparecen en instalaciones en las que hay muchas cargas no lineales, como es el caso de las alimentaciones conmutadas de equipos informáticos, entre otras y en el estudiado en la tesis de instalaciones de alumbrado con CFLs con reactancia electrónica. La solución que normalmente se emplea consiste en doblar la sección del conductor neutro, o ponerlo 1'7 veces superior al de las fases, aunque suponga en muchos casos un sobredimensionamiento del conductor.

### 2.3.3. Efectos de los factores de diversidad y atenuación en la corriente de neutro

Para el caso de cargas desequilibradas, las propiedades indicadas en el apartado anterior generalmente no se cumplen, siendo preciso un estudio específico para cada situación. El desequilibrio puede ser debido a diferencias en la magnitud de los fasores de la corriente (desequilibrio basado en la magnitud) o de sus ángulos de fase (desequilibrio basado en el ángulo de fase), o de ambos (desequilibrio basado en el fasor). En situaciones de desequilibrio, no es inmediato encontrar una relación entre el orden armónico y el sentido de rotación de los fasores correspondientes.

En presencia de distorsión y desequilibrio, todas las componentes de la corriente de secuencia positiva, negativa u homopolar podrían existir para cada armónico. Sin embargo, la corriente de neutro solamente depende de las componentes homopolares que, como hemos dicho anteriormente, pulsan en fase y se suman directamente en él. El máximo valor eficaz se alcanza cuando las corrientes de fase única están formadas por componentes de secuencia homopolar y puede ser de hasta tres veces el valor eficaz de la corriente de fase. En [94], se demuestra cómo esta situación se puede producir en un circuito

trifásico de cuatro hilos alimentado por tensiones simétricas sinusoidales y que incluye componentes sólo pasivos.

En [51] se realiza un detallado y riguroso estudio empleando el método de las componentes simétricas sobre la caracterización de la corriente del conductor neutro en todos los casos de desequilibrio y distorsión armónica.

Además de los aspectos anteriormente comentados, existen dos efectos que pueden influir de manera apreciable en la predicción de las corrientes armónicas inyectadas por cargas no lineales que comparten la misma línea de alimentación, estos son el efecto de la diversidad y el de la atenuación.

El efecto de diversidad significa que la corriente armónica neta inyectada por diferentes cargas no lineales conectadas al mismo punto puede reducirse en comparación con la obtenida de la suma aritmética de las que contribuye dicha carga no lineal. Esto es debido a la dispersión en los ángulos de fase de las armónicas de las cargas individuales, lo que puede originar una cancelación armónica entre sus corrientes, provocando una disminución de las mismas en la red. Este efecto se debe principalmente a diferencias en los parámetros del sistema de distribución y a los de la propia carga.

El factor de diversidad de corriente ( $FD_k$ ) se define para cualquier armónico  $k$  y un conjunto de  $n$  cargas conectadas en paralelo, como la magnitud del fasor de la corriente de red, dividido por la suma algebraica de magnitudes de las corrientes individuales, para el mismo orden de armónico.

$$FD_k = \frac{\left| \sum_{i=1}^n I_{k(i)} \right|}{\sum_{i=1}^n |I_{k(i)}|}. \quad (2.15)$$

El factor de diversidad varía entre 0 y 1. Un valor pequeño implica una cantidad significativa de cancelación debido a la circulación de corrientes armónicas entre cargas individuales.

La figura 2.8 muestra un ejemplo de aplicación del factor de diversidad y la figura 2.92 un cálculo numérico donde la reducción de la  $THDi$  al combinar dos cargas no lineales (televisor y regulador de luz) es prácticamente la mitad en la línea de alimentación conjunta.

El efecto de atenuación se produce cuando varias cargas no lineales comparten una impedancia de fuente común. En esta situación, el número de cargas conectadas a la misma línea afecta a la forma de onda de la tensión de alimentación y esta, a su vez, influye en las corrientes armónicas inyectadas por las cargas no lineales conectadas, estas interacciones modifican la distorsión armónica del sistema.

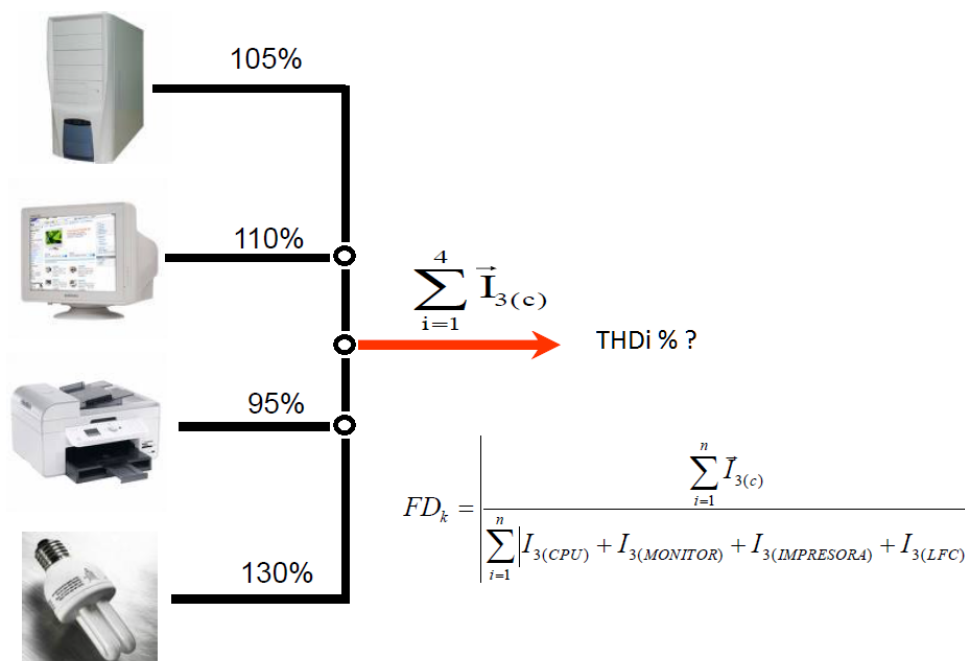


Figura 2.8. Factor de diversidad de diversas cargas no lineales. (Adaptada de [99])

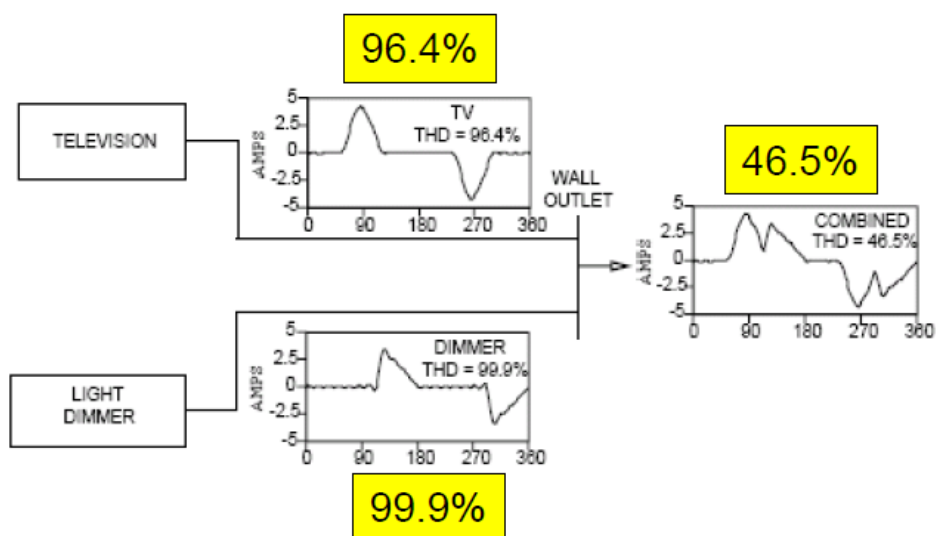


Figura 2.9. Ejemplo numérico del factor de diversidad para dos cargas no lineales. (Adaptada de [99])

El efecto de atenuación se produce cuando varias cargas no lineales comparten una impedancia de fuente común. En esta situación, el número de cargas conectadas a la misma línea afecta a la forma de onda de la tensión de alimentación y esta, a su vez, influye en las corrientes armónicas inyectadas por las cargas no lineales conectadas, estas interacciones modifican la distorsión armónica del sistema.

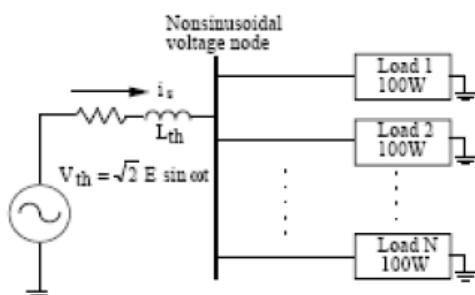
El factor de atenuación  $FA_k$  para la armónica  $k$  está definido como la magnitud de la corriente total de la armónica  $k$  cuando  $n$  cargas idénticas están conectadas en paralelo, dividida por  $n$  veces la magnitud de la corriente de una única carga:

$$FA_k = \frac{I_{k(n)}}{n \cdot I_{k(1)}} \tag{2.16}$$

En la figura 2.10 se muestra un cálculo aclaratorio para el caso de alimentación simultánea de 5 ordenadores tipo PC idénticos.

En este caso, se observa que analizando el séptimo armónico, su valor eficaz en caso de alimentar un solo PC es de 0,57 A, mientras que si se conectan cinco de forma simultanea el valor sube a 1,93 A, muy lejos de 2,85 A que sería el valor aditivo aritmético. Por ello y para este armónico el factor de atenuación es de 0,68 ( $FA_7=0,68$ ), que representa una reducción del 32 % de su valor.

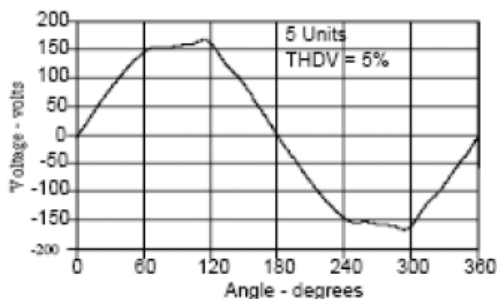
En [57] se analizan diversos escenarios y se concluye que un aumento en la relación  $X_{eq}/R_{eq}$  correspondiente a la impedancia de la línea de alimentación, produce una mayor deformación en la onda de tensión, que provoca una reducción del tercer armónico y como consecuencia una menor corriente en el neutro.



N cargas idénticas correspondientes a ordenadores tipo PC de 100W

Harmonic h	Amps for N = 1	Total Amps for N = 5	AF <sub>h</sub> for N = 5
3	0.79	3.89	0.98
5	0.70	2.98	0.85
7	0.57	1.93	0.68
9	0.43	0.98	0.46
11	0.29	0.29	0.20
13	0.17	0.14	0.16
15	0.08	0.22	0.55

Tabla con las corrientes absorbidas por cada armónico para 1 y 5 PCs conectados



Onda de tensión distorsionada en el punto de conexión

$$AF_7 = \frac{1.93}{5 \cdot 0.57} = 0.68$$

Cálculo del factor de atenuación para el armónico de orden 7

Figura 2.10. Ejemplo numérico del factor de atenuación para dos cargas no lineales [99] [100]



En el mismo trabajo, después de diversas simulaciones y mediciones reales, se concluye, que un desequilibrio en las cargas puede provocar un aumento o disminución de la corriente en el conductor neutro dependiendo de la relación de la corriente del 3er armónico y la fundamental. Desequilibrios del 10% o asimetrías de hasta 10° en la fuente de alimentación tienen un efecto muy reducido sobre la corriente de neutro. Los componentes armónicos en la tensión de alimentación afectan al valor eficaz de la corriente de neutro, tanto más cuanto mayor sea el ángulo de fase del armónico. Los efectos diversidad y atenuación influyen notoriamente en la disminución de la corriente de neutro, cuando un número importante de cargas del mismo tipo se conectan a las fases de un sistema trifásico.

Esto fue comprobado con las mediciones realizadas en un centro de cálculo con un total de 80 PCs conectados a un sistema trifásico [57]. Tanto las simulaciones como las mediciones realizadas demuestran que si bien en presencia de armónicos el nivel de la corriente de neutro puede ser importante, la suma de las causas estudiadas logra un significativo efecto de mitigación.

## **2.4. NORMATIVA BÁSICA SOBRE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA**

La importancia de la energía eléctrica en todas las actividades de la sociedad y particularmente la importancia de las técnicas de medida de su calidad ha dado lugar a un marco legislativo del que a continuación hacemos una breve reseña centrándonos en lo relacionado con la medida y los límites de armónicos e interarmónicos [63].

En España, la Ley 54/1997 de 27 de noviembre [76] del Sector Eléctrico establece el marco normativo que garantiza el suministro de energía eléctrica, su calidad y la minimización de sus costes. Esta ley se desarrolla en el Real Decreto 1955/2000 del 1 de diciembre [77] que regula las actividades de transporte, distribución comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica y en el que se define el concepto, contenido y extensión de la calidad de servicio. De este modo, se establece que la calidad del servicio viene determinada por la continuidad del suministro en relación con el número y duración de sus interrupciones. Se establece también la calidad del producto en relación con las características de la onda de tensión y la calidad de la atención al cliente por parte del suministrador.

El Real Decreto 1955/2000 hace referencia a las características de la onda de tensión que puede verse afectada principalmente por las variaciones del valor eficaz de la tensión y de la frecuencia y por las interrupciones del servicio y huecos de tensión de duración inferior a tres minutos. Para la determinación de los aspectos de la calidad del producto establece que se seguirán los criterios expuestos el estándar EN 50160 o la norma que la sustituya junto con las instrucciones técnicas complementarias que se dicten por el Ministerio de Economía previo informe de la Comisión Nacional de la Energía. Además establece que las empresas distribuidoras de la energía deben elaborar anualmente información detallada de diferentes aspectos de la calidad de la energía eléctrica considerada como un producto. Para elaborar esa

información, las empresas deben disponer de un procedimiento de medida y control de la continuidad del suministro y de los parámetros de calidad del producto que será auditable y homogéneo para todas las empresas.

En este Real Decreto se atribuye la responsabilidad del cumplimiento de los índices de calidad de suministro individual y zonal a los distribuidores que realizan la venta de energía al consumidor. Pero también, se establece que los consumidores deberán adoptar las medidas necesarias para que las perturbaciones emitidas por sus instalaciones estén dentro de los límites establecidos, así como que tendrán derecho a instalar, a su cargo, un sistema de registro de medida de incidencias de calidad de servicio con el objetivo de poder confrontar los valores aportados por las empresas distribuidoras. Queda patente que, con el fin de evaluar la incidencia de la distorsión que los armónicos y los interarmónicos, entre otros fenómenos, producen sobre la red de distribución es preciso disponer de herramientas de medida y análisis adecuadas para la caracterización del espectro frecuencial de la tensión de suministro.

Desde un punto de vista técnico resultan de mayor interés los estándares y normas que debe cumplir la señal de la red, los límites de armónicos de tensión y de corriente, como deben ser medidos, etc. Estos estándares provienen de diferentes fuentes de las que destacaremos dos: IEEE e IEC. El Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE, es de origen norteamericano. La International Electrotechnical Commission, IEC, es de origen europeo y propone normas que más tarde son adoptadas por los países miembros de la Unión Europea a través del Comité Europeo de Normalización Electrotécnica, CENELEC. Cada país puede adoptar los estándares que desarrollan estas instituciones y además desarrollar normativa propia e incorporarla a su legislación.

En media y baja tensión, a nivel europeo, el ya mencionado estándar EN 50160 define los límites en los que tienen que encontrarse las magnitudes que caracterizan la onda de tensión, la frecuencia nominal de la onda, la amplitud, las variaciones de la tensión suministrada, las variaciones rápidas de la tensión en cuanto a amplitud de la tensión y severidad en el parpadeo, los huecos de tensión, las interrupciones breves y las interrupciones largas de suministro, las sobretensiones temporales y transitorias, el desequilibrio de la tensión suministrada, las tensiones armónicas e interarmónicas y la transmisión de señales de información por la red, así como los protocolos de medida. Esta norma solo es aplicable en condiciones normales de operación e incluye una lista de operaciones en las que los límites no son aplicables, como operaciones realizadas después de un fallo o cortes de suministro por causas externas. Es conveniente señalar que el estándar no establece responsables del cumplimiento de estos límites. Los valores máximos permitidos para las tensiones armónicas individuales en los puntos de suministro fijados en EN 50160 se muestran en la tabla 2.1.

TABLA 2.1  
VALORES MÁXIMOS PERMITIDOS DE LAS TENSIONES DE ARMÓNICOS INDIVIDUALES EN LOS PUNTOS DE SUMINISTRO, HASTA EL ARMÓNICO DE ORDEN 25, (EN % DE  $U_1$ )

Armónicos impares				Armónicos pares	
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3		Orden h	Tensión relativa
Orden h	Tensión relativa	Orden h	Tensión relativa		
5	6 %	3	5 %	2	2 %
7	5 %	9	1.5 %	4	1 %
11	3.5 %	15	0.5 %	6...24	0.5 %
13	3 %	21	0.5 %		
17	2 %				
19	1.5 %				
23	1.5 %				
25	1.5 %				

Dado que la investigación se ha centrado en la medida de armónicos, son de especial importancia los estándares que establecen los niveles de componentes armónicas de tensión que puedan introducir los equipos conectados a la red de distribución en los niveles de baja tensión. Estas componentes se deben a que los equipos de comportamiento no lineal al ser alimentados por una tensión sinusoidal generan en su corriente de entrada componentes armónicas que causan armónicos de tensión en la red al circular por sus impedancias. El estándar IEC 61000-3-2 [78] establece los límites de emisión de corriente armónica para equipos con corriente de entrada inferior a 16 A por fase. El estándar IEC 61000-3-4 [79] lo hace para los equipos con corriente de entrada superior a 16 A por fase (figura 2.11).

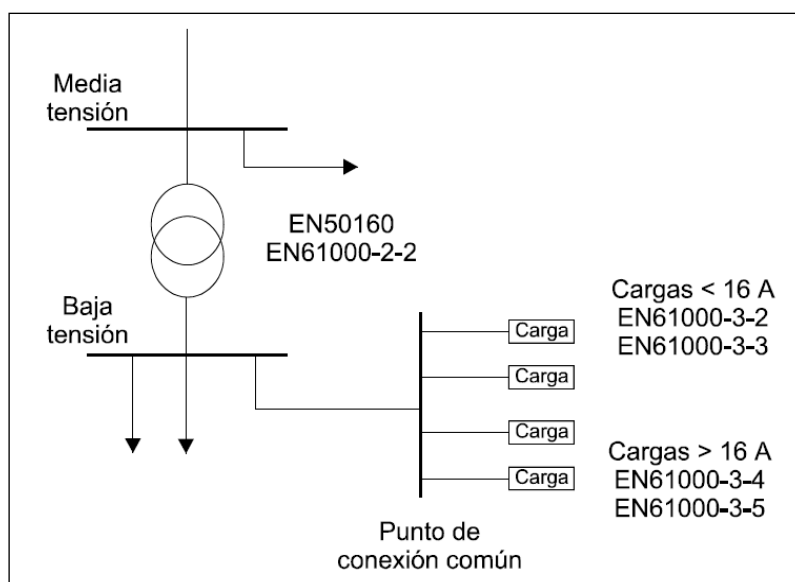


Figura 2.11. Estándares sobre niveles de armónicos y flicker en media y baja tensión [63].

## **Capítulo 3: Caracterización de las Lámparas Fluorescentes Compactas de Baja Potencia con Reactancia Electrónica**

### 3. CARACTERIZACIÓN DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS DE BAJA POTENCIA CON REACTANCIA ELECTRÓNICA

En este capítulo se pretende estudiar el comportamiento de las lámparas fluorescentes compactas (CFL), también llamadas de bajo consumo o de alta eficiencia debido a su elevado rendimiento lumínico. Estas lámparas son cada vez más utilizadas debido a su menor consumo, sobre todo si se comparan con las de incandescencia clásica y por su mayor vida útil media. Pero no todo son ventajas ya que estas lámparas son cargas eléctricas no lineales y la onda de corriente que absorben está fuertemente distorsionada (alejada de la forma sinusoidal) dando lugar a la inyección de armónicos en la red, con los consiguientes inconvenientes y problemas para las instalaciones y también para la calidad de la onda de tensión. Por estos y otros motivos es importante su caracterización armónica con el objeto de predecir las corrientes distorsionadas que consumen en diferentes situaciones así como determinar la tasa de distorsión armónica individual y total. Esta caracterización permitirá la posterior simulación de su comportamiento armónico empleando diferentes programas comerciales.

#### 3.1. INTRODUCCIÓN

Las lámparas fluorescentes compactas suelen ser casi siempre de potencia inferior a los 25 W, ya que están pensadas para la sustitución fácil de las incandescentes clásicas de 25, 40, 60 y 100 W con un flujo luminoso equivalente. Al tratarse de cargas de muy baja potencia, las normas en cuanto a inyección de armónicos son poco restrictivas (norma EN 61000-3-2, sistemas electrónicos de iluminación clase C) [78] y [43], [45], encontrándose en el mercado, lámparas con altos niveles de distorsión armónica, *THD* superiores al 100 % [17].

Esta elevada distorsión en la onda de corriente, repercute negativamente en la calidad de la onda de tensión, especialmente en redes con baja potencia de cortocircuito, como las alimentadas mediante estaciones fotovoltaicas. Un ejemplo muy interesante y clarificador, es el estudio de la distorsión que tiene lugar en la isla griega de Arki, que se alimenta mediante una planta fotovoltaica de 25 kWp, donde llega a superarse el 34 % de *THD* en la tensión de final de línea, al instalar el 90 % de la carga mediante CFL respecto al 3.3 %, si la carga esta exclusivamente formada por lámparas incandescentes [23].

Debido a todo lo anterior, es importante disponer de un modelo de las lámparas que permita reproducir su comportamiento armónico a efectos de poder estudiar y predecir el impacto que supone su conexión (habitualmente masiva) en las instalaciones eléctricas. Se pretende modelizar estas lámparas en cuanto a su comportamiento externo, sin entrar en los circuitos electrónicos internos de las mismas, siendo especialmente relevante la onda de corriente absorbida en función de la tensión aplicada. Para ver detalles de los circuitos electrónicos internos, existen muchos e interesantes trabajos publicados con multitud de disposiciones, cuyos objetivos principales son la obtención de circuitos de bajo coste que

mejoren el factor de potencia y disminuyan la distorsión armónica de la onda de corriente [29]-[32].

## 3.2. MODELO DE LA LÁMPARA

El modelo de la lámpara desarrollado en este capítulo se basa en un modelo de “caja negra” presentado en [81], [82], donde se define una función analítica para la forma de onda de la corriente absorbida por la CFL y la tensión de alimentación. Este modelo está presentado y completado en el apartado 3.3. Previamente, se analizan tanto el circuito del balasto electrónico como la forma de onda de la corriente absorbida por la lámpara.

### 3.2.1. Balasto electrónico

Teniendo en consideración un compromiso entre, distorsión armónica total de la corriente ( $THDi$ ), coste, tiempo de vida y control del factor de potencia, las lámparas fluorescentes compactas con balasto electrónico, pueden dividirse en cuatro categorías principales: circuito con balasto simple, circuito con filtro pasivo, circuito de valley-fill y circuito de filtrado activo. Estos circuitos están asociados con los cuatro tipos de corriente armónica absorbida en el lado de ac de las CFLs (mala, regular, buena y excelente, respectivamente), [24], [25]. La discusión entre los fabricantes y las empresas eléctricas se centra en la posibilidad de elegir entre calidad de potencia aceptable y el coste económico, por esto se establecen las correspondientes reglamentaciones. Bajo estas consideraciones la segunda y tercera categorías son las más comunes para las CFLs de baja potencia ( $< 25$  W) ya que el único requisito de varias normas (por ejemplo, ANSI C82.77-2002 [43] y ENERGY STAR [45] requisitos para CFLs) es disponer de un factor de potencia superior a 0,5. Esto hace que este tipo de lámparas presente un elevado índice de distorsión armónica, por ejemplo en [27] se presentan los resultados de las medidas efectuadas en 38 CFLs así como en las medidas que se han efectuado y publicado en los artículos [81] y [82].

Las lámparas fluorescentes compactas de más de 25 W son generalmente menos contaminantes ya que han de cumplir los requisitos de emisión de armónicos para equipos de clase C de la norma IEC 61000-3-2 [78].

El modelo presentado en este estudio corresponde a la categoría de "mala-regular", que por otra parte, suele ser la más frecuentemente utilizada actualmente. El circuito típico del balasto electrónico de una CFL de esta categoría se compone (ver figura 3.1) de un puente de diodos con una resistencia y un condensador de filtro que alimenta al inversor del tubo de descarga [24]-[26]. El inversor y el tubo pueden ser modelizados por una resistencia para poder investigar los armónicos de la corriente de entrada en la parte de alterna,  $i$ , ya que el convertidor funciona entre 10 y 40 kHz y aparece como una carga constante para la salida del lado de c.c.

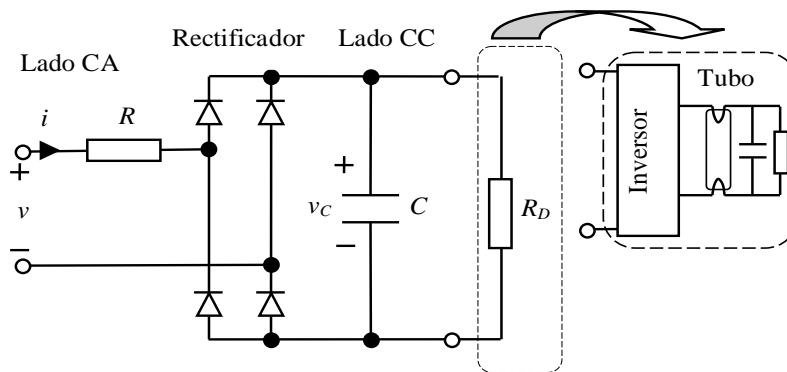


Figura 3.1. Circuito equivalente para la modelización de las CFLs con balasto electrónico [14].

### 3.2.2. Forma de onda de la corriente absorbida en a.c.

El presente trabajo ofrece un enfoque distinto a la modelización habitual ya que está basado en su comportamiento externo, sin entrar en los circuitos electrónicos internos, siendo especialmente relevante para esta caracterización la onda de la corriente absorbida por la lámpara en función de su tensión aplicada. Para ello se ha ensayado un conjunto de 12 lámparas de diversa potencia y de marcas diferentes (ver figura 3.2 y datos técnicos en la tabla 3.1), visualizando y captando las ondas de tensión y corriente, alimentando a distintas tensiones.

TABLA 3.1  
DATOS TÉCNICOS DE LAS LÁMPARAS ESTUDIADAS  
(DATOS DE LOS FABRICANTES)

LAMP ID.	MARCA	FABRICADO EN	P(W)	I(mA)	LUMENS	VIDA MEDIA
L1P 11W	Philips Genie	China	11	80	600	3 años (5.5 h/día)
L2P 14W	Philips Ecotone Economy	Europa	14	115	900	6000h
L3P 15W	Philips Tornado	China	15	110	1000	3000h
L4P 20W	Philips SL-E Pro	Polonia	20	145	1200	10000h
L5O 12W	Osram Dulux El Economy	Alemania	12	120	600	6 años (3 h/ día)
L6O 21W	Osram Dulux Star	China	21	160	1200	6000h
L7G 11W	General Electric Biax Electronic	Hungría	11	85	600	15 años (2.7 h/ día)
L8G 23W	General Electric Biax Electronic	Hungría	23	180	1500	12 años (2.7 h/ día)
L9L 20W	Laes 20W Mini	España	20	130	827	8000h
L10C 15W	Carrefour Economic Eut-15	China	15	108	800	4 años (4 h/ día)
L11V 9W	Vidal Esférica	España	9	70	400	1000h
L12R 11W	Raydan Electronic	España	11	80	550	3000h



Figura 3.2. Conjunto de las 12 lámparas estudiadas y ensayadas.

En las figuras 3.3 y 3.4 se muestran las ondas de tensión y corriente obtenidas al ensayar dos de las lámparas. Al disminuir la tensión aplicada es muy interesante observar la evolución de la onda de corriente absorbida por la lámpara. Fijando nuestra atención en la onda de corriente, estas dos son representativas de las CFL que inicialmente hemos clasificado como de tipo 1 y 2, respectivamente, presentando las últimas claramente un pico más pronunciado y una mayor rampa de subida del valor instantáneo de la corriente (fig. 3.4). Una vez guardados los datos de las ondas en soporte magnético, estos han sido tratados y adaptados como librerías para ser estudiados mediante el programa de simulación de circuitos Pspice.

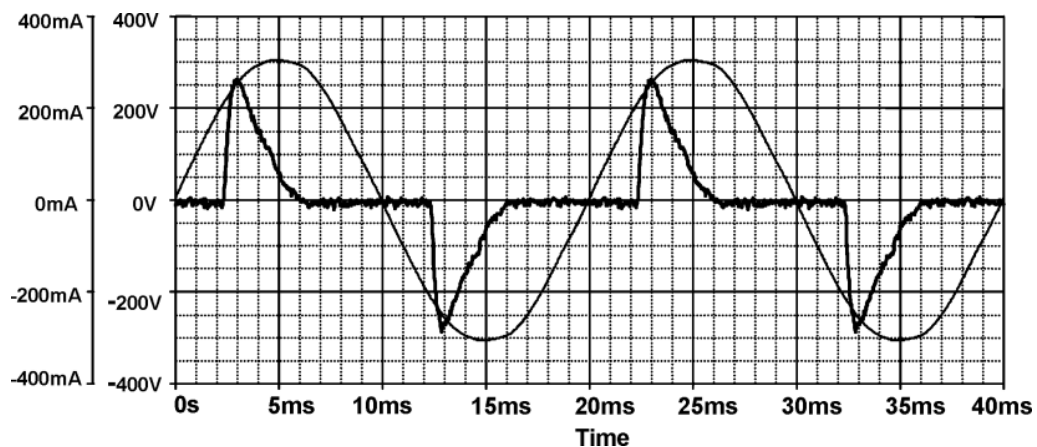


Figura 3.3. Formas de ondas de tensión y corriente obtenidas para las CFL de tipo1 (L2P14W).



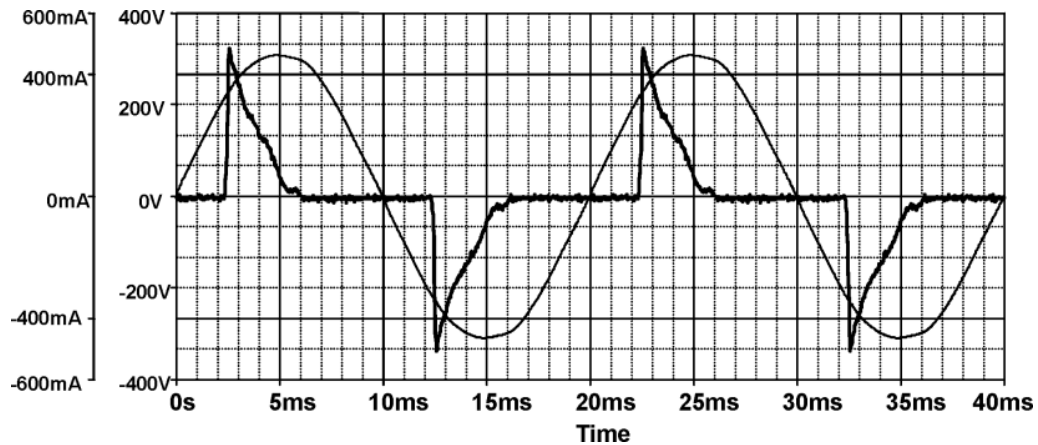


Figura 3.4. Formas de ondas de tensión y corriente obtenidas para las CFL de tipo 2 (L6O21W).

Las mediciones realizadas para la onda de corriente de las lámparas indican que:

- La simetría de media onda puede ser considerada para caracterizar las ondas de corriente absorbida por las CFL.
- Las ondas de corriente se inician con un retardo de tiempo  $t_d$  respecto del paso por cero de la tensión de alimentación.
- El flanco de subida es muy abrupto (pendiente muy pronunciada) y habitualmente aparece un pico muy pronunciado para después producirse una suave bajada hasta su anulación.
- El punto de anulación de la corriente se mantiene prácticamente constante aunque varíe el valor eficaz de la tensión.
- Al disminuir la tensión aplicada,  $t_d$  disminuye y la onda se ensancha y aplana progresivamente tendiendo a mantener constante el valor eficaz de la corriente, mientras que la potencia activa y el  $THDi$  disminuyen cuando la tensión decrece.

### 3.3. DESCOMPOSICIÓN ARMÓNICA DE LA ONDA DE CORRIENTE

Empleando programas de simulación, se han estudiado y simulado las ondas obtenidas en medidas reales y se ha obtenido la descomposición armónica dada en la tabla 3.2. Considerando los 15 primeros armónicos, la tasa de distorsión armónica total ( $THD$ ) correspondiente a la lámpara 1 alimentada a 218.38 V, ha sido del 101.38 %.

Pasando a valores eficaces y expresando los ángulos en radianes y la corriente en mA, se tiene la función matemática indicada en (3.1).

TABLA 3.2  
VALORES DE LOS ARMÓNICOS DE LA ONDA DE CORRIENTE DE UNA CFL  
DEL TIPO 1 (L2P-14W)

$k$	Frecuencia (Hz)	Amplitud (mA)	Fase (grados)	Observaciones
1	50	93.64	25.62	Armónicos pares insignificantes
3	150	73.30	-102.0	
5	250	44.39	140.9	
7	350	25.66	45.84	
9	450	20.96	-40.94	
11	550	15.94	-135.7	
13	650	14.21	129.0	
15	750	10.53	30.22	

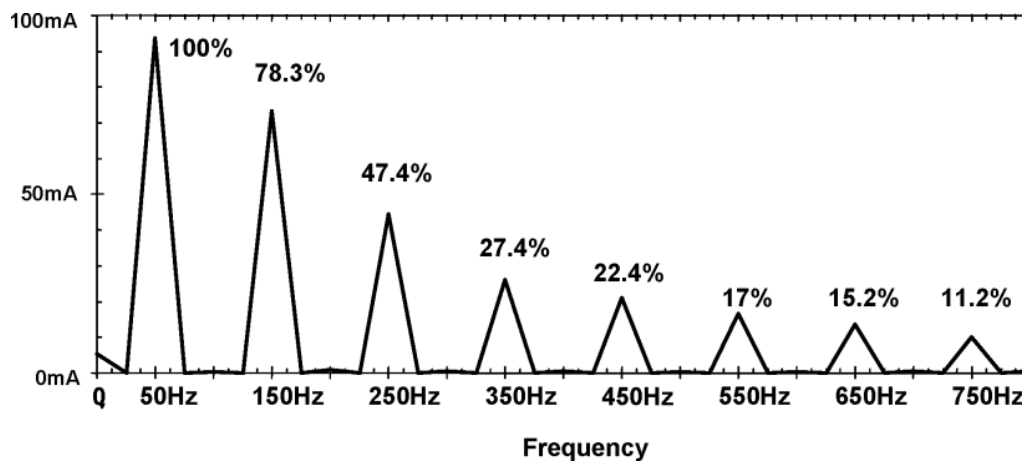


Figura 3.5. Espectro armónico de la corriente de una CFL de tipo 1 (L2P14W)

$$\begin{aligned}
 i(t) = & \sqrt{2} \cdot 66.21 \sin(\omega_1 t + 0.4472) + \sqrt{2} \cdot 51.83 \sin(\omega_3 t - 1.7802) + \sqrt{2} \cdot 31.39 \sin(\omega_5 t + 2.4592) \\
 & + \sqrt{2} \cdot 18.14 \sin(\omega_7 t + 0.8001) + \sqrt{2} \cdot 14.82 \sin(\omega_9 t - 0.7145) + \sqrt{2} \cdot 11.27 \sin(\omega_{11} t - 2.3684) \\
 & + \sqrt{2} \cdot 10.05 \sin(\omega_{13} t + 2.2515) + \sqrt{2} \cdot 7.45 \sin(\omega_{15} t + 0.5274) + \dots \text{ mA.}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Los armónicos pares son prácticamente nulos, como corresponde a una señal con simetría de media onda. También se observa un decrecimiento suave de las componentes armónicas en función de su orden (figura 3.5).

En la figura 3.6 está representada la corriente reconstruida a partir de los 15 primeros armónicos, a partir de la expresión matemática (3.1), comprobándose que la suma de todos ellos se aproxima ya bastante a la onda de corriente real.

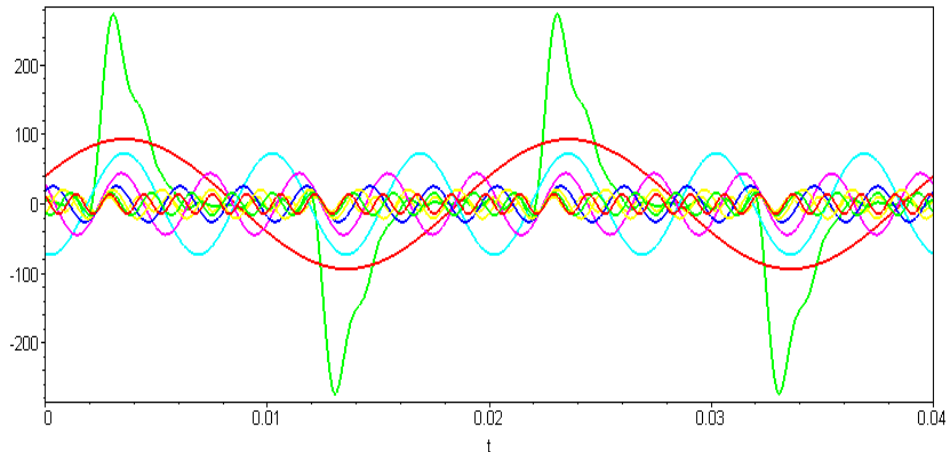


Figura 3.6. Onda de corriente resultante y descomposición en los primeros 15 armónicos

### 3.4. CARACTERIZACION Y MODELADO INICIAL DE LAS ONDAS DE CORRIENTE OBTENIDAS

Para una tensión aplicada senoidal, las propiedades dadas en los apartados anteriores sugieren caracterizar la lámpara mediante una conductancia variable con el tiempo. Supondremos que la tensión aplicada es,  $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega_1 t)$ .

Sea,

$$h_1(t) = \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \quad \text{si } 0 < t < \frac{T}{2} \quad (3.2)$$

$$h_1(t) = 0 \quad \text{si } t < 0 \text{ o } t > T/2,$$

y  $h(t)$  su prolongación periódica con período  $T/2$ . Se sugiere para la conductancia de la lámpara,

$$g(t) = G \cdot h(t - t_d), \quad (3.3)$$

donde se tiene:

- $G$  factor de escalado para la conductancia
- $\tau_2, \tau_1$  constantes de tiempo característicos de los flancos de subida y bajada respectivamente
- $t_d$  tiempo de retardo en el inicio de la conducción.

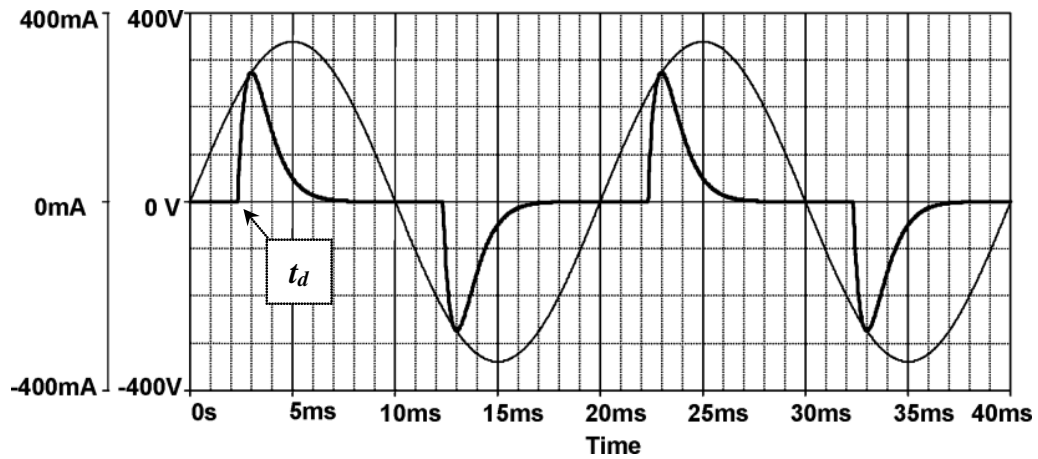


Figura 3.7. Ondas de tensión y corriente simuladas para la lámpara CFL tipo 1 (L2P14W)

La corriente absorbida será, (fig. 3.7):

$$i(t) = g(t) \cdot u(t) = g(t) \cdot \sqrt{2}U \sin(\omega_1 t). \quad (3.4)$$

En la tabla 3.3 se indican los valores de frecuencia, amplitud y fase de los valores reales y simulados de la corriente absorbida por la lámpara estudiada (L2P-14W), esto permite la fácil comparación y la bondad del ajuste (fig. 3.8).

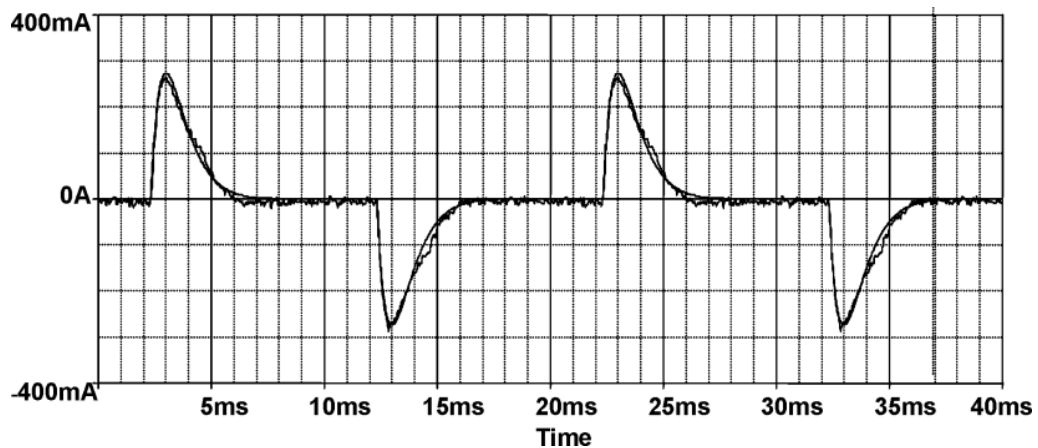


Figura 3.8. Ajuste obtenido para la onda de corriente

TABLA 3.3  
COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS DE  
LOS 15 PRIMEROS ARMÓNICOS PARA LA LÁMPARA L2P-14W

$k$	Frecuencia (Hz)	Amplitud (mA)		Fase (grados)	
		$I$ real	$I$ simulada	$I$ real	$I$ simulada
1	50	93.64	93.80	25.62	24.22
3	150	73.30	69.40	-102.0	-100.0
5	250	44.39	46.51	140.9	149.1
7	350	25.66	31.92	45.84	47.06
9	450	20.96	22.84	-40.94	-50.02
11	550	15.94	16.96	-135.7	-144.1
13	650	14.21	12.99	129.0	124.0
15	750	10.53	10.21	30.22	33.41

TABLA 3.4  
COMPARACIÓN ENTRE LOS VALORES REALES Y SIMULADOS  
PARA LA LÁMPARA L2P-14W

$U = 218,4$ V	Onda Real	Onda Simulada	Valores de los parámetros
$I$ (mA)	95.192	95.187	$t_d = 2.366$ ms $\tau_1 = 0.952$ ms $\tau_2 = 0.3$ ms $G = 2.824$ mS
$P$ (W)	13.203	13.202	
$Q$ (var)	-5.206	-6.317	
$FP$	0.6351	0.6350	
$FF$	0.6963	0.6962	
$THD_I$ (%)	103.08	103.11	

En la tabla 3.4 se comparan para la misma lámpara, los valores de corriente, potencias activa y reactiva, factor de potencia, factor de forma y tasa de distorsión armónica total para la onda real medida y la simulada. También se indican los valores de los cuatro parámetros de ajuste de la onda.

### 3.4.1. Caracterización matemática al variar los parámetros.

Resulta muy interesante ver cómo afectan en la forma de onda de la corriente los cuatro parámetros característicos que intervienen en las ecuaciones propuestas en (3.2) a (3.4). Por ello a continuación, se muestran las gráficas (figuras 3.9 a 3.12) de variación de la onda de corriente en función de los parámetros  $G$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  y  $t_d$ , tomando como base los valores tipo siguientes:

$$U_n = 230 \text{ V}, G = 3 \text{ mS}, \tau_1 = 1.3 \text{ ms}, \tau_2 = 0.2 \text{ ms}, t_d = 1.5 \text{ ms}.$$

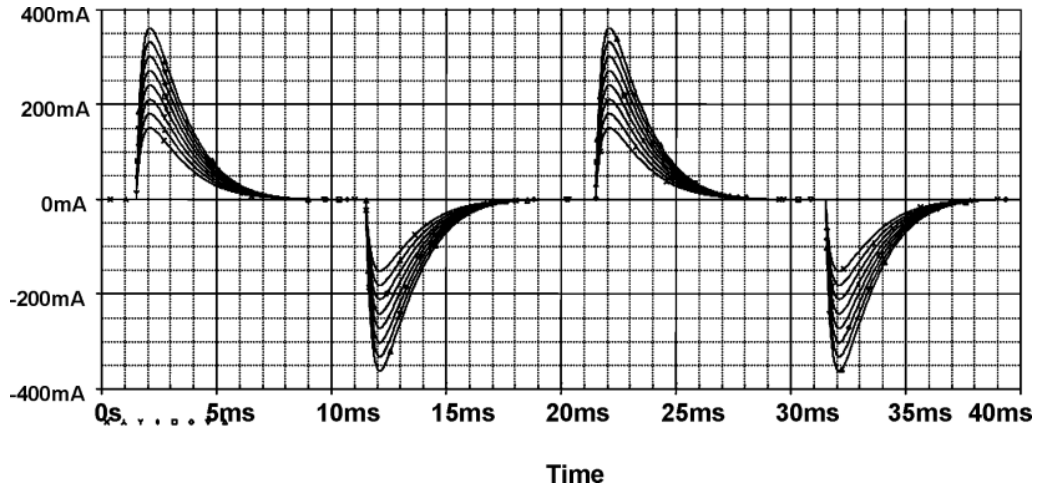


Figura 3.9. Ondas de corriente cuando la conductancia  $G$  varía entre 1 y 4 mS

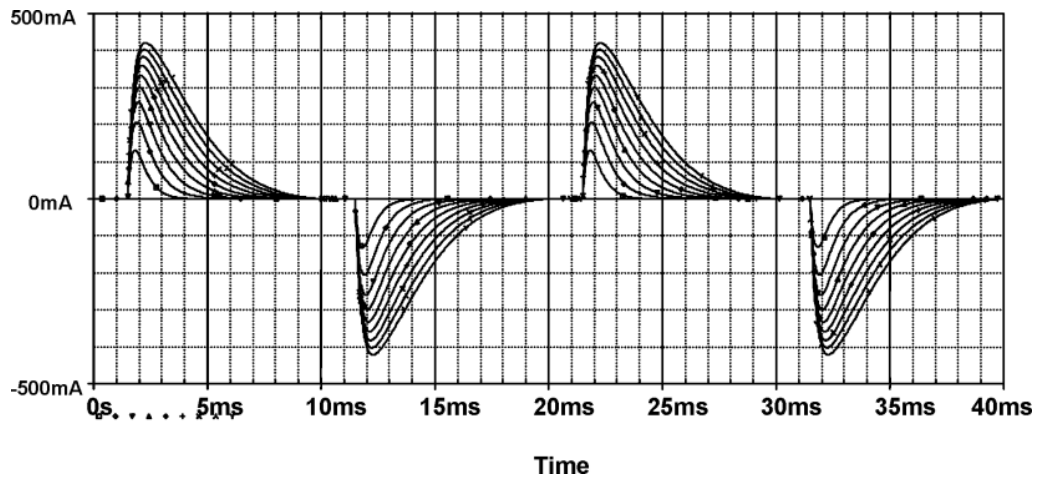


Figura 3.10. Evolución de la corriente cuando  $\tau_1$  varía entre 0.4 y 2 ms

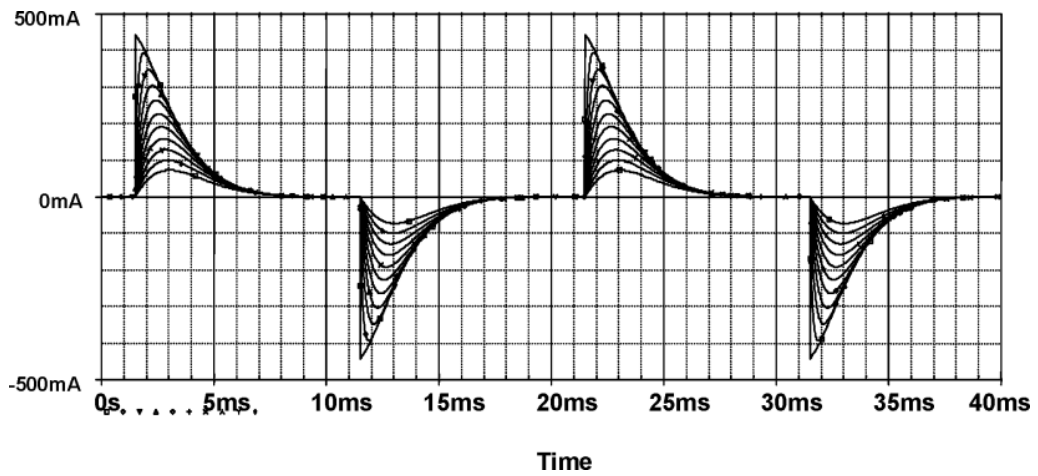
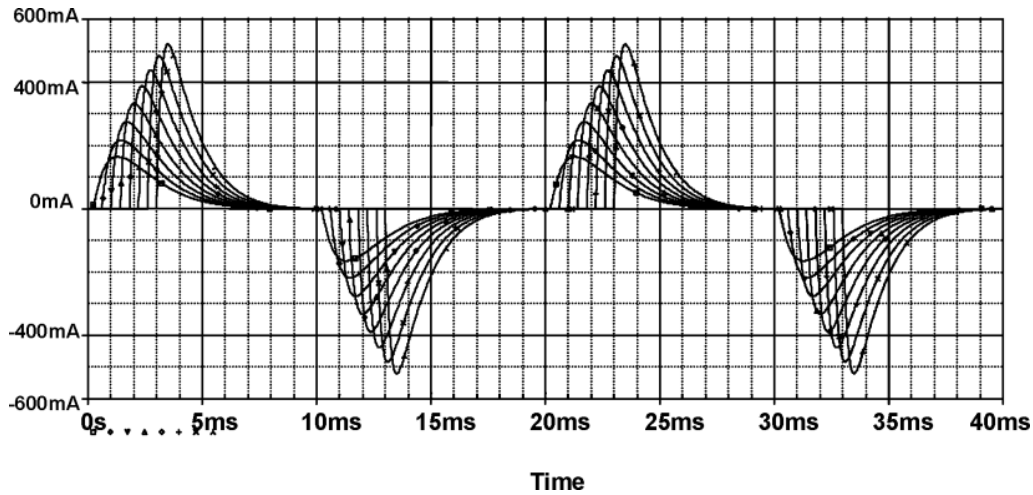


Figura 3.11. Ondas de corriente al variar  $\tau_2$  entre 0 y 1 ms

Figura 3.12. Ondas de corriente al variar  $t_d$  entre 0.2 y 3 ms

### 3.4.2. Características de la forma de onda presentada.

Para caracterizar la onda de corriente se efectuará el desarrollo de Fourier (componente fundamental) y se determinará el valor eficaz de la corriente así como la tasa de distorsión armónica (*THD*); evaluaremos asimismo las potencias consumidas y el factor de potencia.

Por lo que respecta a la corriente, su onda fundamental (Fourier) es:

$$A_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{T} \int_{t_d}^{T/2} i(t) \cdot \cos(\omega_1 t) dt \approx \frac{4}{T} GU \int_{t_d}^{\infty} \left\{ \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_2}\right) \right\} \sin(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_1 t) dt$$

$$= \frac{4}{T} GU [f_2(t_d, \tau_1) - f_2(t_d, \tau_2)] \quad (3.5)$$

$$B_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{T} \int_{t_d}^{T/2} i(t) \cdot \sin(\omega_1 t) dt \approx \frac{4}{T} GU \int_{t_d}^{\infty} \left\{ \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_2}\right) \right\} \sin^2(\omega_1 t) dt$$

$$= \frac{4}{T} GU [f_1(t_d, \tau_1) - f_1(t_d, \tau_2)].$$

Para simplificar los desarrollos es conveniente definir las funciones  $f_1(t_d, \tau)$ ,  $f_2(t_d, \tau)$  de acuerdo con,

$$f_1(t_d, \tau) = \int_{t_d}^{\infty} \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau}\right) \cdot \sin^2(\omega_1 t) dt$$

$$f_2(t_d, \tau) = \int_{t_d}^{\infty} \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau}\right) \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_1 t) dt. \quad (3.6)$$

Realizando la integración resultan,

$$f_1(t_d, \tau) = \left\{ \frac{2\omega_1 \tau \cdot \sin(2\omega_1 t_d) - \cos(2\omega_1 t_d)}{1 + 4\omega_1^2 \tau^2} + 1 \right\} \frac{\tau}{2} = \left\{ 1 - \frac{1}{m_1} \cos(2\omega_1 t_d + \alpha_1) \right\} \frac{\tau}{2}$$

$$f_2(t_d, \tau) = \frac{2\omega_1 \tau \cdot \cos(2\omega_1 t_d) + \sin(2\omega_1 t_d)}{1 + 4\omega_1^2 \tau^2} \frac{\tau}{2} = \frac{\tau}{2} \frac{1}{m_1} \sin(2\omega_1 t_d + \alpha_1),$$
(3.7)

donde se ha tomado,  $m_1 \angle \alpha_1 = 1 + j2\omega_1 \tau$ .

Utilizando las expresiones anteriores, deducimos el valor eficaz de la corriente.

$$I^2 = \frac{2}{T} \int_{t_d}^{T/2} i^2(t) dt = \frac{4}{T} G^2 U^2 \int_{t_d}^{T/2} \left\{ \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_2}\right) \right\}^2 \sin^2(\omega_1 t) dt$$

$$\approx \frac{4}{T} G^2 U^2 \left\{ f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right) + f_1\left(t_d, \frac{\tau_2}{2}\right) - 2 f_1\left(t_d, \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}\right) \right\}.$$
(3.8)

Así como el valor eficaz de la componente fundamental.

$$I_1^2 = A_1^2 + B_1^2 \quad ; \quad I_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2}.$$
(3.9)

Las potencias activa y reactiva se pueden expresar, en el supuesto de ser la alimentación perfectamente sinusoidal así:

$$P = B_1 U \quad ; \quad Q = -A_1 U.$$
(3.10)

El factor de potencia global i el factor de potencia correspondiente a la componente fundamental son, respectivamente:

$$PF = \frac{P}{UI} \quad ; \quad \cos \varphi_1 = \frac{P}{UI_1} = \frac{I}{I_1} \cdot PF = \frac{PF}{FF},$$
(3.11)

donde se utiliza el factor de onda fundamental definido como:



$$FF = \frac{I_1}{I}. \quad (3.12)$$

También se determina fácilmente la tasa de distorsión armónica de la onda de corriente:

$$THD^2 = \frac{I^2}{I_1^2} - 1 = \frac{1}{FF^2} - 1. \quad (3.13)$$

Si el flanco de subida de la onda de corriente es abrupto (fig. 3.4) las expresiones anteriores se simplifican notablemente al hacer,  $\tau_2 = 0$  y resultan,

$$A_1 = \frac{4}{T} f_2(t_d, \tau_1) GU \quad ; \quad B_1 = \frac{4}{T} f_1(t_d, \tau_1) GU \quad (3.14)$$

$$I^2 = \frac{2}{T} \int_{t_d}^{T/2} i^2(t) dt = \frac{2}{T} f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right) \cdot G^2 U_m^2 = \frac{4}{T} f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right) \cdot G^2 U^2 \quad (3.15)$$

$$PF = \frac{2}{\sqrt{T}} \cdot \frac{f_1\left(t_d, \tau_1\right)}{\sqrt{f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right)}} \quad (3.16)$$

$$THD^2 = \frac{f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right)}{f_1^2\left(t_d, \tau_1\right) + f_2^2\left(t_d, \tau_1\right)} \cdot \frac{T}{4} - 1. \quad (3.17)$$

### 3.4.3. Metodología para el ajuste de los parámetros

Fijamos la constante de tiempo  $\tau_2$  (flanco de subida) y con los valores reales del factor de potencia ( $PF$ ),  $THD$  (que no dependen del valor  $G$ ) hallamos  $t_d$  y  $\tau_1$ . La intensidad de corriente real (valor eficaz) y la potencia absorbida servirán para estimar el valor de la constante  $G$ .

En la tabla 3.5, se muestran los valores correspondientes al ajuste de nueve lámparas FC de potencias comprendidas entre 11 y 23 W y de diferentes marcas.

TABLA 3.5  
PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS NUEVE LÁMPARAS ESTUDIADAS

$L$	$U(V)$	$I(mA)$	$P(W)$	$PF$	$THD(\%)$	$G(mS)$	$t_d(ms)$	$\tau_1(ms)$	$\tau_2(ms)$
L2P 14W	218.4	95.2	13.2	0.635	103.1	2.824	2.366	0.952	0.3
L3P 15W	210.5	101.4	13.9	0.6511	90.5	2.004	1.956	1.300	0.1
L4P 20W	219.6	144	18.8	0.592	115.7	3.819	2.484	0.878	0.2
L6O 21W	221.0	144	19.3	0.608	109.3	2.870	2.384	1.050	0.1
L7G 11W	221.7	76.3	10.7	0.635	92.6	1.314	1.928	1.326	0
L10C15W	230.1	109	14.1	0.561	129.8	3.130	2.742	0.734	0.2
L5O 12W	230.0	67.3	9.14	0.590	114.2	1.703	2.403	0.890	0.2
L1P 11W	229.7	75.4	10.28	0.594	115.3	1.892	2.485	0.884	0.2
L8G 23W	230.2	161	21.8	0.589	117.2	4.10	2.519	0.863	0.2

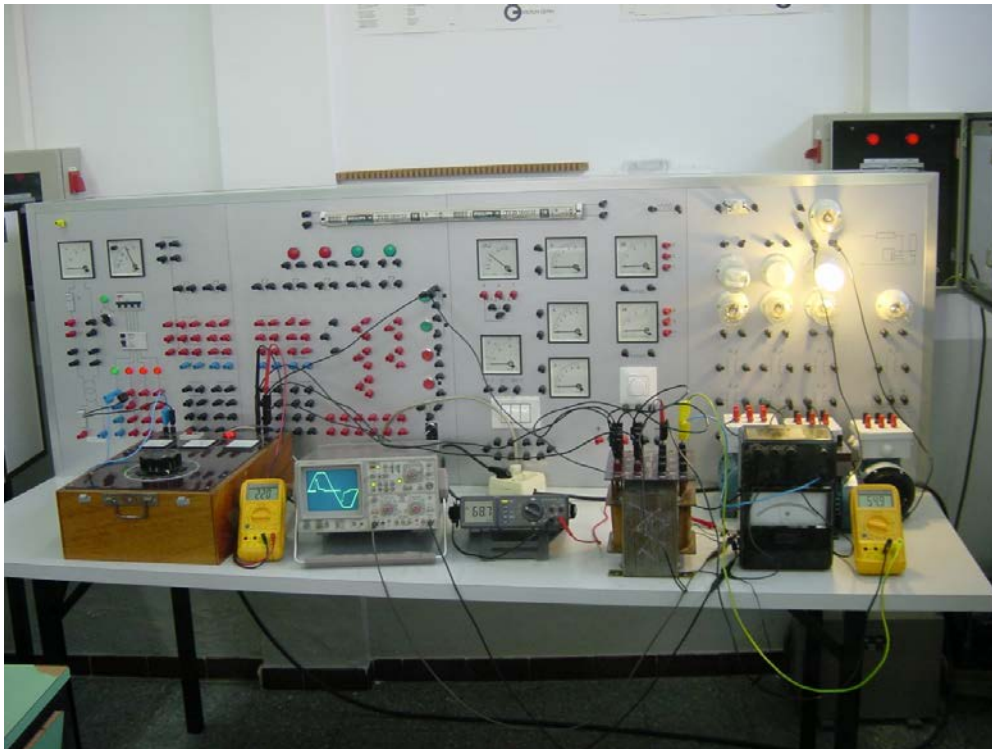


Figura 3.13. Uno de los montajes efectuado para obtener las medidas para la caracterización de las CFL.

A título ilustrativo, en la figura 3.13 puede verse una imagen del montaje efectuado en un ensayo realizado en el laboratorio de máquinas eléctricas de la EPSEM.

### 3.5. ESTUDIO A TENSIÓN VARIABLE

La misma lámpara estudiada en la determinación de parámetros se sometió a ensayo a tensión variable, obteniéndose los resultados de la tabla 3.6 y las ondas de la figura 3.14 correspondientes a las tensiones de 218,4V (1) y 120,2V (2). La distorsión armónica de la tensión aplicada en ningún caso superó el 2 % ( $THD_U$ ).

TABLA 3.6  
PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LA LÁMPARA L2P 14W A TENSIÓN VARIABLE (ENTRE 220 Y 120 V)

L2P 14W	$U(V)$	$I(mA)$	$P(W)$	$PF$	$THD(\%)$	$G(mS)$	$t_d(ms)$	$\tau_1(ms)$	$\tau_2(ms)$
1	218.4	95.2	13.2	0.635	103.1	2.824	2.366	0.952	0.3
2	200.4	94.9	12.2	0.639	99.8	2.995	2.246	0.992	0.3
3	190.6	95.8	11.8	0.647	97.1	3.066	2.197	1.034	0.3
4	181.0	95.4	11.4	0.659	91.7	3.053	2.053	1.115	0.3
5	169.4	94.8	10.6	0.661	90.1	3.209	1.995	1.138	0.3
6	160.4	95.8	10.2	0.662	88.5	3.415	1.926	1.159	0.3
7	150.2	94.4	9.5	0.670	85.6	3.487	1.860	1.209	0.3
8	140.7	93.5	8.9	0.678	81.6	3.587	1.737	1.275	0.3
9	129.8	91.4	8.2	0.690	76.8	3.674	1.607	1.364	0.3
10	120.2	89.7	7.5	0.691	74.8	3.896	1.518	1.393	0.3

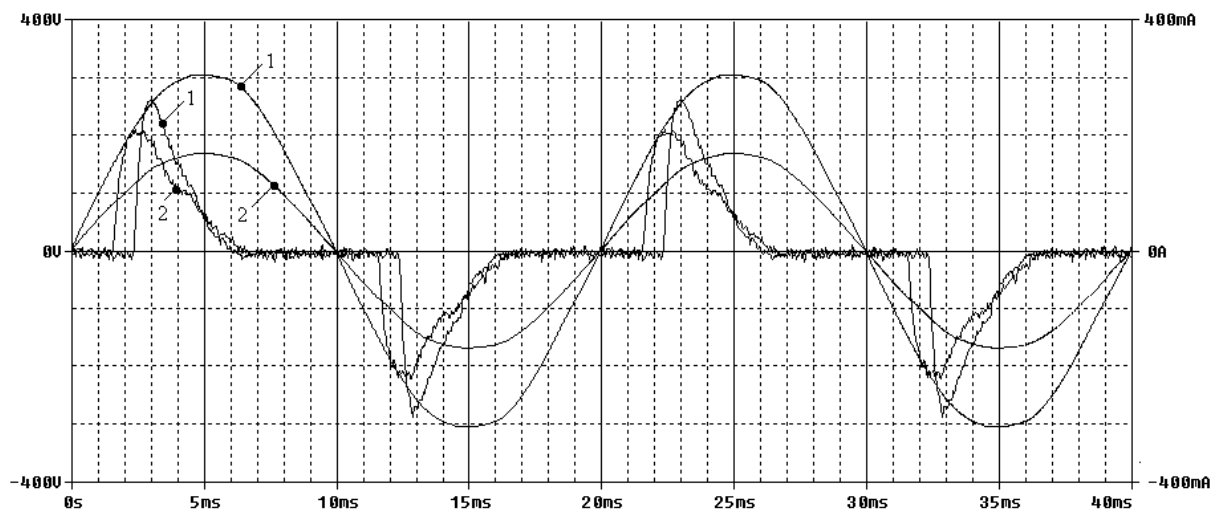


Figura 3.14. Ondas de tensión y corriente (1: 218.4 V; 2: 120.2 V)

A partir de las medidas realizadas, se observa:

- La corriente se mantiene aproximadamente constante y la potencia disminuye a pesar del moderado aumento del factor de potencia.
- Al disminuir la tensión el  $THD$  baja, como consecuencia del aumento del periodo de conducción (disminución de  $t_d$ ).
- Variando la tensión de alimentación entre un amplio rango de valores (entre 110% y 50% de  $U_n$ ), se constata que las relaciones siguientes permanecen aproximadamente constantes:

$$G^2 U \quad , \quad \frac{G}{\tau_1} \quad , \quad G \cdot t_d \quad (3.18)$$

Esto permite su uso para la estimación de los parámetros a partir de los obtenidos en el ensayo a tensión nominal, de acuerdo con las expresiones:

$$G = G_n \sqrt{\frac{U_n}{U}} \quad (3.19)$$

$$\tau_1 = \tau_{1n} \frac{G}{G_n} = \tau_{1n} \sqrt{\frac{U_n}{U}} \quad (3.20)$$

$$t_d = t_{dn} \frac{G_n}{G} = t_{dn} \sqrt{\frac{U}{U_n}} \quad (3.21)$$

Excepto  $\tau_2$  los demás parámetros cambian según se desprende de la tabla 3.6 y que han sido representados en la figura 3.15.

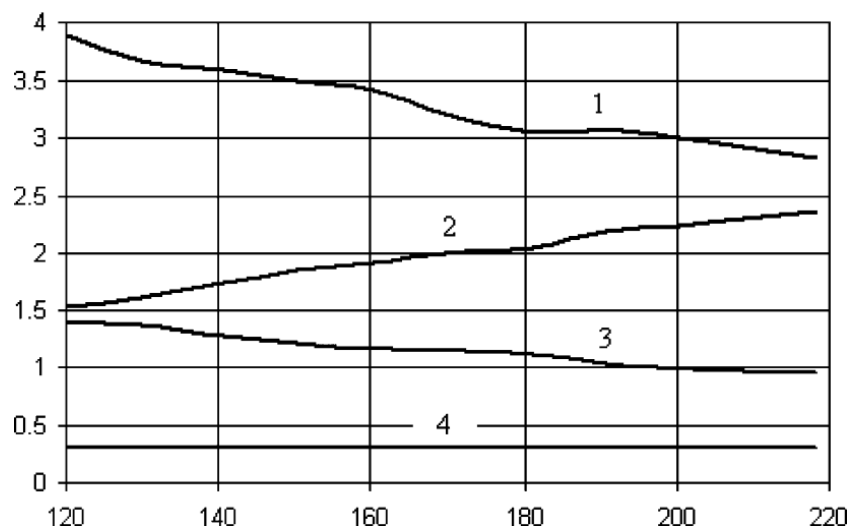


Figura 3.15. Evolución de los parámetros en función de la tensión aplicada (1: G (mS); 2:  $t_d$  (ms); 3:  $\tau_1$  (ms); 4:  $\tau_2$  (ms))

### 3.6. MODELO MODIFICADO DE LAS ONDAS DE CORRIENTE

Considerando el modelo presentado en el apartado 3.4 y su estudio a tensión variable del apartado 3.5, se ha reformulado el modelo incorporando diversas modificaciones con objeto de poder abordar de forma mejor y más práctica los trabajos posteriores. Los siguientes subapartados repasan el modelo desarrollado en 3.4 incorporando dichas modificaciones.

#### 3.6.1. Forma de onda de la corriente absorbida por la lámpara

La figura 3.16 muestra las formas de onda de corriente alterna típica de la categoría "mala-regular" de CFLs y su espectro armónico. Estas se midieron ensayando una lámpara compacta Philips Ecotone Economy 14 W (L2P 14W en tabla 3.1) alimentado con una tensión de alimentación no sinusoidal de 218,4 y 120,2 V (valor eficaz) y con tasas de distorsión armónica para los armónicos 3, 5 y 7 de  $HD_{Uk} = 3, 5, 7 = 0,22, 1,13, 0,53\%$  y  $0,54, 0,78, 0,62\%$ , respectivamente.

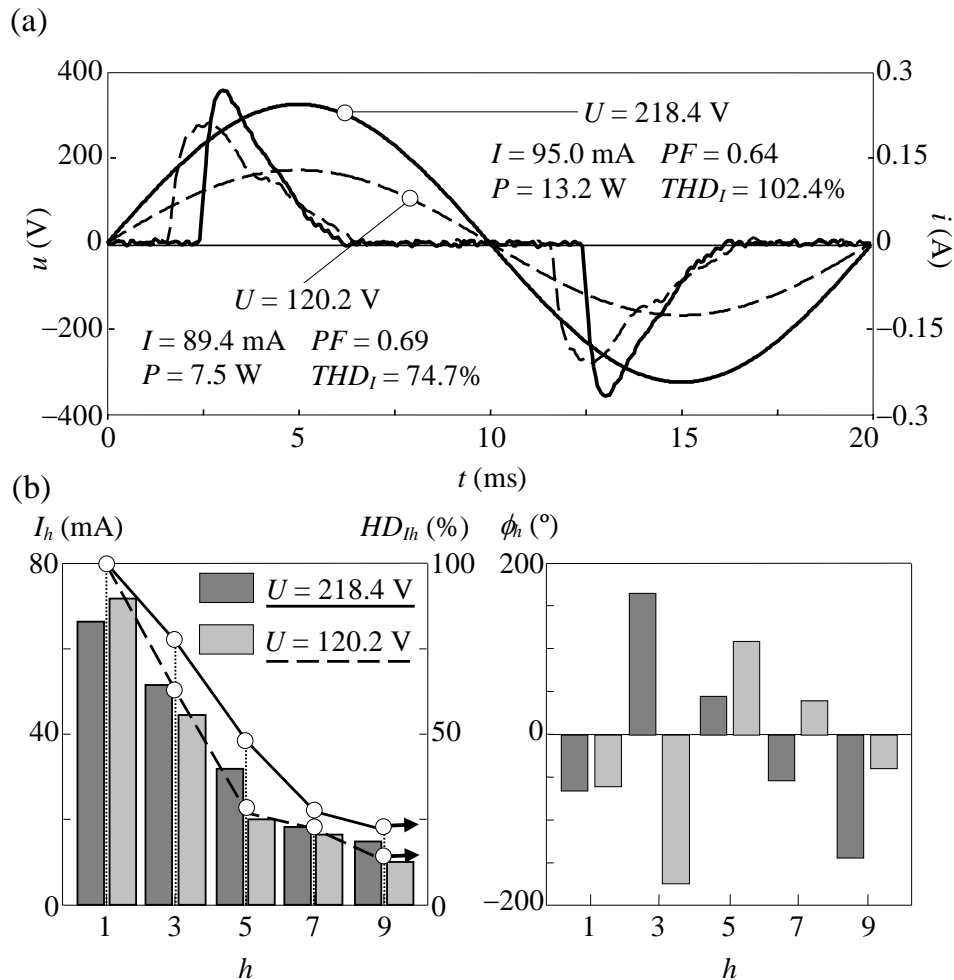


Figura 3.16. Tensión y corriente medidas en la lámpara Philips Ecotone Economy 14 W (L2P 14 W en tabla 3.1): a) Formas de onda. b) Espectro armónico correspondiente.

Esta lámpara es la misma que se ensayó en el apartado 3.3, pero aquí se aportan además los espectros armónicos de la corriente para las dos tensiones de alimentación así como los ángulos de desfase correspondientes.

Los valores eficaces de tensión y corriente,  $U$  e  $I$ , potencia activa,  $P$ , factor de potencia total,  $PF$ , y la distorsión armónica total e individual de la de corriente,  $THD_I$  y  $HD_{Ih}$ , de las formas de onda obtenidas en la medida, también se muestran en la figura 3.16. Los valores característicos anteriores se definen como sigue:

$$F^2 = \frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt, \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt, \quad PF = \frac{P}{UI},$$

$$THD_F = \frac{\sqrt{\sum_{h=3}^{5,7,\dots} F_h^2}}{F_1}, \quad HD_{Fh} = \frac{F_h}{F_1} \quad (f = i, u \quad y \quad F = I, U). \quad (3.22)$$

Los ángulos de fase de la corriente  $\phi_h$ , hacen referencia al ángulo de fase de la componente fundamental de la tensión de alimentación.

### 3.6.2. Modelo analítico modificado

De acuerdo con las observaciones anteriores y teniendo en cuenta la tensión de alimentación sinusoidal [ $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega_1 t)$ ], la forma de onda de la corriente CFL se puede determinar de la siguiente manera, tomando como referencia lo inicialmente desarrollado en la sección 3.4 [81]:

$$i(t) = g(t) \cdot u(t) = G \cdot h(t - t_d) \cdot u(t), \quad (3.23)$$

donde se tiene:

$$h(t) = h_1 \left( t - n \frac{T}{2} \right) \quad n = \left\lfloor \frac{t}{T/2} \right\rfloor, \quad h_1(t) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) & 0 < t < \frac{T}{2}, \\ 0 & t < 0 \quad \text{o} \quad t > \frac{T}{2} \end{cases}, \quad (3.24)$$

con  $T = 2\pi/\omega_1$ , periodo de las ondas de tensión y corriente y además se definen:

$$G = \frac{K_G}{\sqrt{U}}, \quad t_d = K_{td} \sqrt{U}, \quad \tau_1 = \frac{K_{\tau_1}}{\sqrt{U}}, \quad \tau_2 = K_{\tau_2}. \quad (3.25)$$

Debe tenerse en cuenta que, dado que las CFL son dispositivos no lineales, se pueden caracterizar por la conductancia variable en el tiempo  $g(t)$ , que es la razón de su comportamiento no lineal. La función

matemática propuesta de  $g(t)$  [es decir, (3.23)-(3.25)] es una forma equivalente pero más completa de caracterizar la forma de onda de la corriente que la función dada en [81].

En el presente trabajo, las relaciones (3.25) entre los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$  de la función de la intensidad de corriente y el valor eficaz de la tensión, se introducen en el modelo directamente mediante los parámetros  $K_G$ ,  $K_{td}$ ,  $K_{\tau_1}$  y  $K_{\tau_2}$ . Tomando como base los valores típicos  $U = 230$  V,  $G$  (mS) = (1 ... 10),  $t_d$  (ms) = (1,5 ... 3),  $\tau_1$  (ms) = (0,7 ... 1,5) y  $\tau_2$  (ms) = (0 ... 0,5) [81], los intervalos del valor cada parámetro que se consideran en el estudio son los indicados a continuación:  $K_G$  (mS·V<sup>1/2</sup>) = (15 ... 151.7),  $K_{td}$  (ms·V<sup>-1/2</sup>) = (0.099 ... 0.2),  $K_{\tau_1}$  (ms·V<sup>1/2</sup>) = (10.6 ... 22.7) y  $K_{\tau_2}$  (ms) = (0 ... 0.5).

La aproximación de trabajar con tensión de alimentación sinusoidal es una limitación del modelo porque las tensiones de alimentación reales presentan en mayor o menor grado una distorsión armónica, cosa que afecta al comportamiento de las CFL [24]. Sin embargo, teniendo en cuenta los niveles de distorsión habituales en sistemas de potencia (por debajo del 2%), la influencia de tensiones armónicas normalmente es insignificante y el modelo en la mayoría de los casos proporciona resultados muy aceptables (véase la sección 3.7 de ensayos).

La figura 3.17 ilustra el modelo propuesto para la onda de corriente alterna absorbida por la lámpara fluorescente compacta marca Philips Ecotone Economy 14 W (L2P 14W en [81]) al ser alimentada con una tensión de alimentación no sinusoidal dada en la Fig. 3.16 y de 218,4 V de valor eficaz. La tensión de alimentación se toma como punto de referencia.

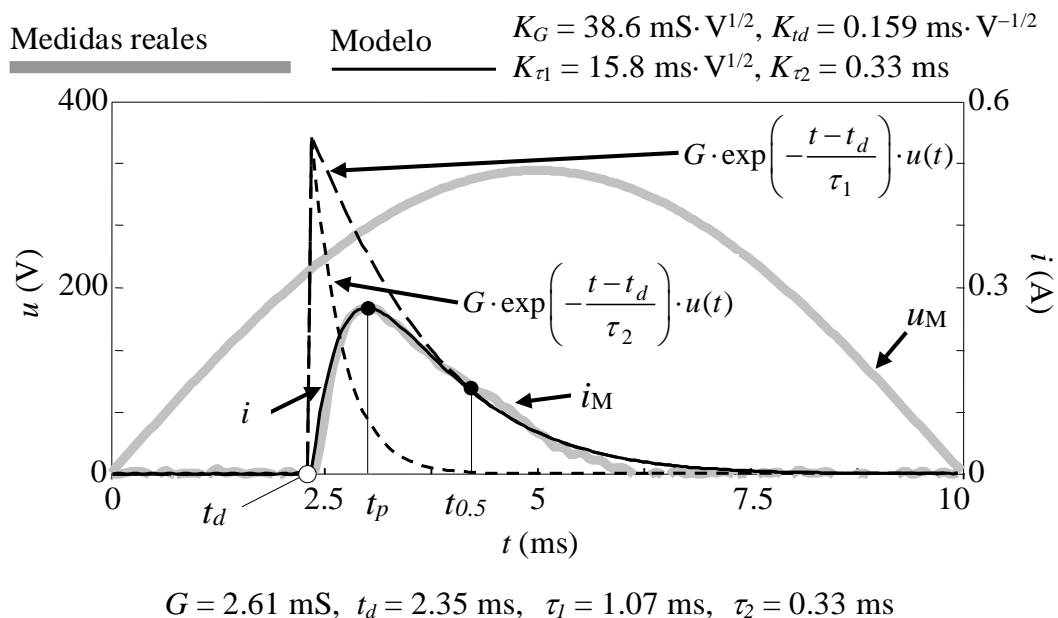


Figura 3.17. Ejemplo de caracterización de la lámpara CFL L2 con el modelo analítico propuesto.

Es interesante señalar que, el parámetro  $G$  es el factor de escala de la conductancia, el  $t_d$  es el tiempo de retardo en el inicio del período de conducción y los parámetros  $\tau_2$  y  $\tau_1$  son las constantes de tiempo de los flancos ascendentes y descendentes.

En todos los casos analizados,  $\tau_1$  es mayor que  $\tau_2$  y, según fig. 3.17, también se cumple:

$$i(t) \approx G \cdot \exp\left(-\frac{t-t_d}{\tau_1}\right) \cdot u(t) \quad t_{0.5} < t < \frac{T}{2}, \quad (3.26)$$

donde  $i$  es la corriente modelada y  $t_{0.5}$  es el instante de tiempo en que la corriente alterna alcanza la mitad de su valor máximo,  $i(t_{0.5}) = 0.5 \cdot i(t_p)$ .

### 3.6.3. Caracterización armónica de la corriente absorbida por la lámpara

Una vez caracterizada la onda de corriente alterna, las corrientes armónicas inyectadas por las lámparas fluorescentes compactas pueden ser analíticamente determinadas a partir de la forma compleja de la serie de Fourier mediante la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \underline{I}_k &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i(\omega_1 t) e^{-jk\omega_1 t} d\omega_1 t = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \int_0^\pi g(\omega_1 t) u(\omega_1 t) e^{-jk\omega_1 t} d\omega_1 t \\ &= \frac{2}{\pi} GU \{b_{+1}(k, t_d, \tau_1, \tau_2) - b_{-1}(k, t_d, \tau_1, \tau_2)\}, \quad (k \geq 1) \end{aligned} \quad (3.27)$$

donde los valores de  $b$  se determinan con:

$$\begin{aligned} b_\xi(k, t_d, \tau_1, \tau_2) &= \frac{j}{2} \left\{ \frac{\omega_1 \tau_1}{1 + j(k + \xi)\omega_1 \tau_1} - \frac{\omega_1 \tau_2}{1 + j(k + \xi)\omega_1 \tau_2} \right\} e^{-j(k + \xi)\omega_1 t_d} \\ &(\xi = +1, -1), \quad (k \geq 1). \end{aligned} \quad (3.28)$$

En la sección 3.3 y [81], las componentes armónicas de la corriente absorbida por las CFL se calcularon numéricamente a partir de la forma de onda de corriente alterna. Las nuevas expresiones obtenidas de estas corrientes armónicas, permiten incorporar el modelo de estas lámparas en los programas de flujo de carga armónico y pueden ser muy útiles para estudios de penetración de corrientes armónicas en las redes.



Por último, las expresiones analíticas del valor eficaz de la corriente, potencia activa, factor de potencia y distorsión armónica total ( $THD_I$ ) también se pueden deducir a partir de (3.22) y (3.23):

$$\begin{aligned}
 I^2 &= \frac{4}{T} G^2 U^2 d(t_d, \tau_1, \tau_2), & P &= \frac{4}{T} G U^2 c_1(t_d, \tau_1, \tau_2), \\
 PF &= \frac{2}{\sqrt{T}} \frac{c_1(t_d, \tau_1, \tau_2)}{\sqrt{d(t_d, \tau_1, \tau_2)}}, & THD_I^2 &= \frac{T}{4} \frac{d(t_d, \tau_1, \tau_2)}{c_1^2(t_d, \tau_1, \tau_2) + c_2^2(t_d, \tau_1, \tau_2)} - 1,
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

donde

$$\begin{aligned}
 d(t_d, \tau_1, \tau_2) &= f_1\left(t_d, \frac{\tau_1}{2}\right) + f_1\left(t_d, \frac{\tau_2}{2}\right) - 2f_1\left(t_d, \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}\right), \\
 c_i(t_d, \tau_1, \tau_2) &= f_i(t_d, \tau_1) - f_i(t_d, \tau_2) \quad i = 1, 2,
 \end{aligned}
 \tag{3.30}$$

con

$$f_1(t_d, \tau) = \frac{\tau}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{m_1} \cos(2\omega_1 t_d + \alpha_1) \right\}, \quad f_2(t_d, \tau) = \frac{\tau}{2} \frac{1}{m_1} \sin(2\omega_1 t_d + \alpha_1),
 \tag{3.31}$$

$$\underline{m}_1 = m_1 \angle \alpha_1 = 1 + j2\omega_1 \tau.$$

Todas estas expresiones también han sido desarrolladas en el apartado en 3.4.2. pero con el modelo inicial, siendo estas últimas más generales ya que cabe destacar que las expresiones para  $PF$  y  $THD_I^2$  en [81] consideran que el parámetro  $\tau_2$  es cero, mientras que las expresiones dadas en (3.29) son una generalización de las anteriores porque consideran cualquier valor de parámetro  $\tau_2$ . Estas expresiones son útiles para la estimación de parámetros de las CFL que se desarrollan en el siguiente capítulo.

### 3.7. ENSAYOS EFECTUADOS

Como ejemplo de las caracterizaciones, los valores de los parámetros correspondientes al ajuste de CFL1 y CFL2 se dan en la tabla 3.7.

Una vez obtenida la forma de onda de la corriente, las componentes armónicas inyectadas por las CFLs se pueden determinar a partir de la forma compleja de la serie de Fourier desarrollada en (3.27).

En las pruebas realizadas, los valores de la corriente registrados han sido procesados con un software MATLAB personalizado para el análisis armónico donde se han incluido las expresiones analíticas de las corrientes armónicas. De este modo, se han podido comparar las formas de onda reales medidas y las simuladas así como sus espectros armónicos.

La forma de onda simulada y el espectro armónico de las corrientes de CFL1 y CFL2 se han obtenido a partir de los parámetros indicados en la tabla 3.7, y los resultados se muestran y comparan con los medidos en la figura 3.18. El espectro armónico se obtiene a partir de las expresiones analíticas (3.27) y (3.28) de la sección 3.6.3.

En [83], se analizó la influencia de los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$  en las formas de onda de la corriente y sus correspondientes armónicos. De acuerdo con los valores típicos  $U = 230$  V,  $G = 3$  mS,  $t_d = 1,5$  ms,  $\tau_1 = 1,3$  ms y  $\tau_2 = 0,2$  ms, los rangos de los parámetros  $G$  (mS) = (1...4),  $t_d$  (ms) = (0,2...3),  $\tau_1$  (ms) = (0,4...2) y  $\tau_2$  (ms) = (0...1) se consideraron en el estudio.

Las expresiones analíticas de las corrientes armónicas desarrolladas en la sección 3.6.3 permiten analizar esta influencia en el espectro armónico de la corriente. Los resultados obtenidos, se muestran detalladamente en la figura 3.19, en ellos se aprecia que valores crecientes de  $G$  y  $t_d$  inciden en forma casi directamente proporcional en el valor también creciente de la corriente en todos los armónicos.

En cambio los efectos de los parámetros  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son contrarios, ya que aumentos de  $\tau_1$  incrementan el valor de los armónicos y aumentos en  $\tau_2$  producen en efecto contrario, esto es decrementos en su valor, aunque no con proporcionalidad directa.

TABLA 3.7  
PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS CFL1 Y CFL2

CFL	$K_G$ (mS·V <sup>1/2</sup> )	$K_{t_d}$ (ms·V <sup>-1/2</sup> )	$K_{\tau_1}$ (ms·V <sup>1/2</sup> )	$K_{\tau_2}$ (ms)
1=L2P 14W	$1.29 \cdot 10^{-2}$	$1.08 \cdot 10^{-2}$	$4.359 \cdot 10^{-3}$	0.3
2=L6O 21W	$1.30 \cdot 10^{-2}$	$1.08 \cdot 10^{-2}$	$4.751 \cdot 10^{-3}$	0.1

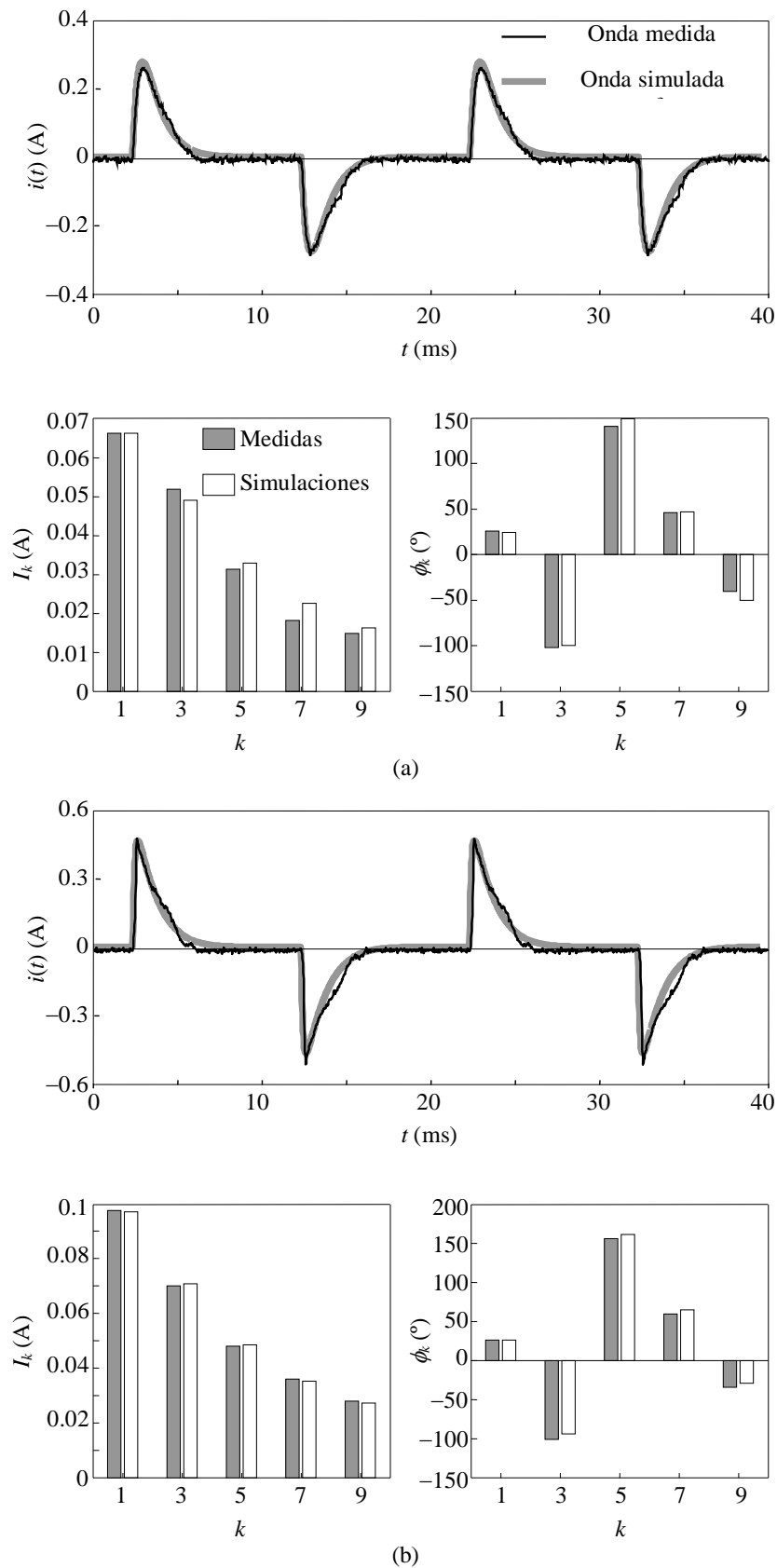


Figura 3.18. Ondas de corriente medidas y simuladas y espectro armónico:  
 a) CFL 1 = L2P 14W. b) CFL 2 = L6O 21W.

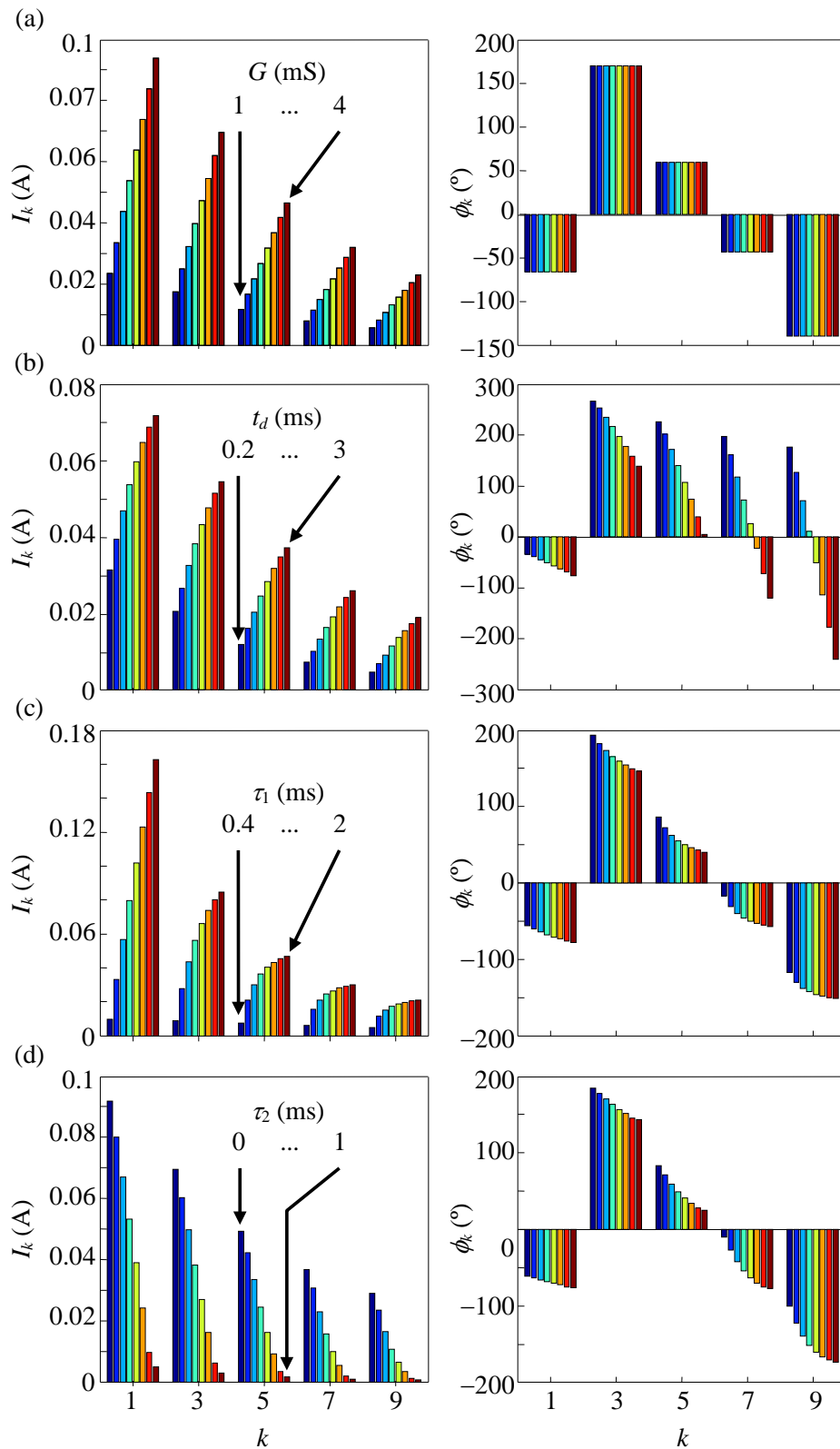


Figura 3.19. Influencia de los parámetros de la función en las corrientes armónicas de las CFL:  
 a) Parámetro  $G$ . b) Parámetro  $t_d$ . c) Parámetro  $\tau_1$ . d) Parámetro  $\tau_2$ .

### 3.8. CONCLUSIONES

Se ha estudiado el comportamiento de las lámparas fluorescentes compactas con reactancia electrónica y de baja potencia, a base de visualizar, analizar y simular las diferentes ondas eléctricas en diversas situaciones.

Se ha modelizado la onda de corriente de la lámpara mediante una función matemática dada por la diferencia de dos exponenciales, observándose en todos los casos una buena precisión en el ajuste, pudiéndose generalizar a otras lámparas de este tipo.

A partir de los valores medidos del  $THD$  y del factor de potencia y fijando la constante de tiempo  $\tau_2$  (flanco de subida), mediante la formulación matemática desarrollada, se determinan los parámetros  $t_d$  y  $\tau_1$  (tiempo de retraso y constante de tiempo del flanco de bajada). Finalmente el valor de la constante  $G$  (conductancia) se obtiene a partir del valor eficaz de la corriente y de la potencia activa absorbida en cada situación. Se ha comprobado el ajuste en varias lámparas y diversas tensiones de alimentación, obteniéndose resultados satisfactorios.

Después de efectuar los ensayos alimentando las lámparas a tensiones decrecientes (de 240 V hasta 0 V) con onda de tensión prácticamente sinusoidal ( $THD_V < 3\%$ ) se ha observado que el factor de potencia aumenta al disminuir la tensión, mientras que la  $THD$  de la corriente disminuye significativamente debido al aplanamiento y ensanchamiento experimentado por la misma. En todos los casos estudiados, estas lámparas presentan un comportamiento capacitivo (potencia reactiva negativa).

También se han determinado analíticamente las corrientes armónicas inyectadas por estas lámparas a partir de la forma compleja de las series de Fourier, cosa que permite incorporar el modelo en programas de flujo de carga armónico.

## **Capítulo 4: Procedimientos para la estimación de parámetros de las Lámparas Fluorescentes Compactas con Reactancia Electrónica**

## 4. PROCEDIMIENTOS PARA LA ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS DE LAS LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON REACTANCIA ELECTRÓNICA

En este capítulo se presentan varios procedimientos para la estimación de los parámetros que permiten caracterizar la forma de onda de la corriente absorbida por las CFLs en diversas situaciones. Se incluyen varios algoritmos de estimación basados en el modelo de “caja negra”, ya que no se entra en la estructura interna de los circuitos electrónicos de la lámpara, sino que solo nos interesa la caracterización mediante parámetros que permitan un buen ajuste de la onda de corriente real y la caracterizada matemáticamente. Para ello se ha partido del estudio desarrollado en el capítulo anterior y publicado en [81] y [82] basado en la diferencia de dos funciones exponenciales y cuatro parámetros característicos. Estos procedimientos de estimación han sido validados experimentalmente en laboratorio para diversos tipos de lámparas CFL con reactancia electrónica.

### 4.1. INTRODUCCIÓN

Se han realizado considerables estudios para evaluar el impacto de las CFLs en la calidad de la potencia. Inicialmente, algunos autores, trataron de analizar el comportamiento armónico en base a medidas experimentales [17],[19]-[21],[24],[84]-[86]. Actualmente, la mayor parte se destina a examinar la predicción de corrientes armónicas inyectadas por estas en diversas situaciones [22],[24],[26],[81]. En [22], se ha utilizado el circuito equivalente de Norton para caracterizar las corrientes armónicas de las CFLs.

En [24], se introduce el concepto de análisis de tensor con dependencia de fase al considerar la interacción armónica de la tensión de alimentación en las corrientes armónicas inyectadas por estas lámparas. En el trabajo desarrollado en [26], el estudio se basa en un circuito equivalente para estas cargas distorsionantes. En [81] y [82] el comportamiento externo de las CFLs se modela sin tener en cuenta el circuito electrónico interno, prestando especial atención a la forma de onda de corriente absorbida en función de la tensión aplicada.

Sin embargo, a diferencia de la modelización, la estimación de parámetros para estas lámparas, prácticamente no se ha estudiado hasta el momento. La identificación de los valores de los parámetros de las CFLs, permite utilizar el modelo desarrollado para realizar simulaciones y estudiar el impacto de estas cargas de distorsión armónica en las instalaciones. Diferentes estudios tratan el problema de la estimación de los parámetros de cargas no lineales mediante algoritmos de mínimos cuadrados ponderados, [41], [87]-[89].

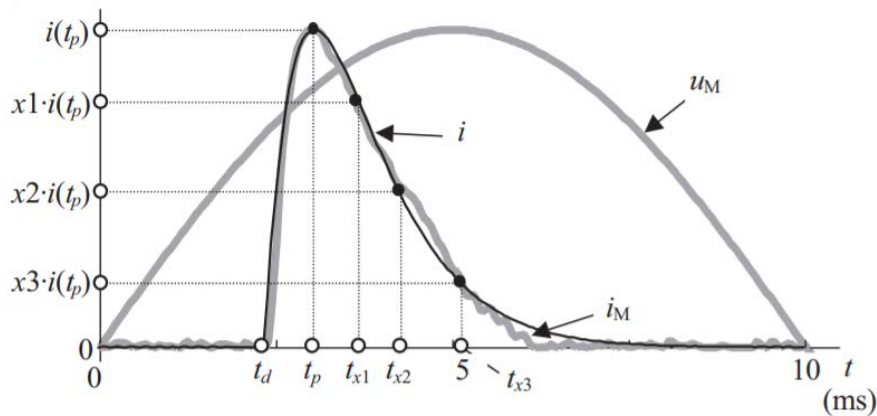


Figura 4.1. Estimación de parámetros a partir de mediciones experimentales.

En este capítulo se analiza la estimación de parámetros para las CFLs y se proponen métodos no lineales de mínimos cuadrados basados en mediciones reales y en el modelo "black-box" (caja negra) derivado de [81].

El procedimiento de estimación ha sido validado experimentalmente mediante los ensayos de laboratorio realizados a tres de las lámparas fluorescentes compactas estudiadas en el capítulo 3.

La figura 3.17 ilustra el modelo propuesto para la onda de corriente alterna absorbida por la lámpara fluorescente compacta L2P 14W definida en [81] y ya estudiada en el capítulo anterior al ser alimentada con una tensión de alimentación de 218,4 V de valor eficaz (figura 3.15). La tensión de alimentación se toma como punto de referencia y para la corriente se tiene la expresión indicada en (3.25).

En la figura 4.1 se indican unos puntos característicos que permitirán un mejor ajuste de la onda de corriente para la estimación de los cuatro parámetros considerados.

## 4.2. PROCEDIMIENTOS PARA LA ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS

La caracterización de la corriente con modelo CFL de la sección 3.6.2 implica la determinación de los parámetros  $K_G$ ,  $K_{td}$ ,  $K_{r1}$  y  $K_{r2}$ . Esto permite la realización de más simulaciones de las CFL para cualquier tensión de alimentación cuasi-sinusoidal con el fin de estudiar el impacto de estas cargas en la calidad de potencia y presencia de componentes armónicas en el sistema.

El estudio desarrollado en [81] se centró principalmente en el modelado CFL, y propuso un procedimiento simple para la determinación de los parámetros de la función de la onda de corriente absorbida. En el procedimiento actual, hemos obtenido estos parámetros para determinar el valor eficaz de corriente, la potencia activa absorbida, el factor de potencia y la distorsión armónica total a partir de la tensión de alimentación y de la corriente medida (es decir,  $I_M$ ,  $P_M$ ,  $PF_M$  y  $THD_{I_M}$  de  $u_M(t)$  y  $i_M(t)$  donde el



subíndice  $M$  indica las variables obtenidas a partir de mediciones) y la aplicación de las relaciones dadas en (3.29) como sigue:

- Los parámetros  $\tau_2$  y  $t_d$  se establecen por inspección de la corriente medida en la entrada de alterna  $i_M$ .
- El parámetro  $\tau_1$  se obtiene de la expresión de la distorsión armónica total.
- El parámetro  $G$  puede obtenerse como resultado de la combinación de las expresiones del valor eficaz de la corriente y de la potencia activa consumida.

En las próximas secciones, se proponen tres procedimientos para mejorar el modelo de estimación de parámetros CFL desarrollado en [81]. En los procedimientos, se miden la tensión de alimentación y la intensidad de corriente en el lado de alterna [ $u_M(t)$  y  $i_M(t)$ ], el valor eficaz de la corriente, potencia activa consumida, el factor de potencia total y la distorsión armónica total se calculan a partir de estas mediciones ( $I_M$ ,  $P_M$ ,  $PF_M$  y  $THD_{IM}$ ) y los parámetros estimados para el modelo de la lámpara se obtienen mediante la solución de una ecuación no lineal de mínimos cuadrados formulada como sigue:

$$\min_{\mathbf{y}} (S(\mathbf{y})) = \min_{\mathbf{y}} (r(\mathbf{y})^T r(\mathbf{y})), \quad (4.1)$$

en la que  $\mathbf{y} = (K_G, K_{td}, K_{r1}, K_{r2})$  y  $r(\mathbf{y})$  es el vector de residuos, cuyo valor depende del método de resolución. El primer método (sección 4.2.1) se basa en las relaciones dadas en (3.29), el segundo (sección 4.2.2) se basa en el ajuste entre las corrientes de alterna medidas y simuladas, y el tercero (sección 4.2.3) es una combinación de los dos anteriores. La solución de la ecuación (4.1) anterior, puede ser obtenida utilizando el algoritmo de Levenberg-Marquardt [90],[91], el cálculo de los términos de la matriz Jacobiana por el método de diferencias finitas y considerando como valores iniciales para  $K_G$ ,  $K_{td}$ ,  $K_{r1}$ ,  $K_{r2}$  los indicados en la sección 4.2.4.

#### 4.2.1. Método 1 de estimación (ME<sub>1</sub>)

El vector del residuo está dada por

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} I_M - I \\ P_M - P \\ PF_M - PF \\ THD_{IM} - THD_I \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Este procedimiento de estimación es la formulación matemática directamente derivada del problema iniciado en [81] porque las relaciones (3.29) se resuelven como un problema no lineal por mínimos cuadrados. Sin embargo, se observa que este procedimiento no siempre resuelve el problema

correctamente (véase la sección 4.3). Es por ello que se introducen otros vectores de residuos en las siguientes secciones.

#### 4.2.2. Método 2 de estimación (ME<sub>2</sub>)

El vector de residuos está dado por

$$r(\mathbf{y}) = \frac{1}{i_M(t_{p,M})} \begin{bmatrix} i_M(t_{d,M}) - i(t_{d,M}) \\ i_M(t_{x1,M}) - i(t_{x1,M}) \\ i_M(t_{x2,M}) - i(t_{x2,M}) \\ i_M(t_{x3,M}) - i(t_{x3,M}) \\ i_M(t_{p,M}) - i(t_{p,M}) \\ di(t_{p,M})/dt \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

En (4.3), el subíndice M indica las variables obtenidas de las muestras temporales de la corriente ac medida  $i_M(\cdot)$ , y los valores de  $i(t)$  son calculados a partir de (3.23) evaluados en los instantes de tiempo  $t_{d,M}$ ,  $t_{x1,M}$ ,  $t_{x2,M}$ ,  $t_{x3,M}$  y  $t_{p,M}$ . Como se muestra en la Fig. 4.1, los instantes  $t_q$  ( $q = x1, x2, x3$ ) son aquellos en los que la intensidad de corriente ac es  $q$  veces el valor máximo de la corriente, por ejemplo, si  $q = 0.5$ , entonces  $i(t_{0.5}) = 0.5 \cdot i(t_p)$ .

Se podían haber elegido otros residuos en (4.3), pero los propuestos caracterizan correctamente la onda de corriente alterna y proporcionan buenos resultados del ensayo. El uso de un mayor número de ecuaciones que incógnitas para definir el procedimiento de estimación generalmente no garantiza mejores resultados y puede conducir a problemas de convergencia, [87]. Por esta razón, es mejor elegir como residuos el menor número de ecuaciones que definen el problema correctamente.

El conjunto elegido es uno de los que mejor caracteriza la forma de la onda de corriente absorbida. El tiempo de retardo y el valor máximo [ $i(t_d) = 0$  y  $i(t_p)$  y  $di(t_p)/dt = 0$ , respectivamente] son dos de los puntos más característicos de la onda de corriente y los valores  $i(t_q)$ , permiten caracterizar el flanco descendente de la onda. Por otra parte, la ubicación de los valores de  $i(t_q)$  puede ser convenientemente elegido para adaptarse a las diferentes formas de este flanco descendente. Se apreció que es aconsejable elegir  $i(t_{x2})$  e  $i(t_{x3})$  con  $t_{0.5} < t_q < T/2$  ( $q = x2, x3$ ) para caracterizar el valor de la función exponencial  $\tau_1$  [ver figura 3.17] e  $i(t_{x1})$  cerca de  $i(t_p)$ , por ejemplo,  $x1$  entre 0,9 y 0,8, para caracterizar el pico del pulso de la corriente.

A veces, cuando la convergencia con los residuos propuestos es pobre, también es aconsejable despreciar algunos de los valores  $i(t_q)$  y reducir el número de ecuaciones vectoriales residuales a 5 o incluso 4. Por último, debe tenerse en cuenta que los residuos en (4.3) se escalan para mantener la estabilidad numérica durante el proceso de cálculo, lograr un vector residual ponderado uniformemente y proporcionar un control razonable de la longitud del paso. En general, el escalado es importante en

problemas donde las fluctuaciones en la magnitud de las variables y/o los residuos individuales en el proceso iterativo pueden ser significativas.

Este procedimiento de estimación no proporciona resultados aceptables cuando (3.23) no se ajusta a la onda de corriente de la CFL correctamente (véase la sección 4.3). Entonces, es preferible caracterizar los parámetros del modelo a partir de las relaciones (3.29) y el método de estimación 1. Sin embargo, como se discute en la sección 4.2.1, el método 1 también puede proporcionar resultados inaceptables. Por este motivo, con el fin de resolver los casos en los que los dos procedimientos anteriores fallan, se propone una combinación de ambos en la siguiente sección.

#### 4.2.3. Método 3 de estimación (ME<sub>3</sub>)

El vector de residuos está dado por

$$r(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} I_M - I \\ PF_M - PF \\ THD_{IM} - THD_I \\ i_M(t_{p,M}) - i(t_{p,M}) \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

En este método de estimación, las relaciones (3.29) se utilizan para evitar el problema de ajuste de la corriente del procedimiento 2, pero que se complementan con el valor residual máximo de la corriente que considera su tamaño de la forma de onda de la corriente. Otras combinaciones de residuos podrían elegirse en (4.4), pero los propuestos proporcionan buenos resultados con el mínimo número de ecuaciones.

#### 4.2.4. Inicialización de los algoritmos de estimación

Los valores iniciales han de ser asignados a las variables involucradas ( $K_G$ ,  $K_{td}$ ,  $K_{\tau_1}$ ,  $K_{\tau_2}$ ) con el fin de resolver numéricamente las ecuaciones no lineales con el método de mínimos cuadrados. Una correcta elección de estos valores evita problemas de convergencia.

El parámetro  $K_{td}$  puede obtenerse a partir del tiempo de retardo de la onda de corriente medida  $t_{d,M}$ , del valor eficaz de la tensión de alimentación medida  $U_M$  y de (3.26), es decir,

$$K_{td}^{(0)} = \frac{t_d^{(0)}}{\sqrt{U_M}} = \frac{t_{d,M}}{\sqrt{U_M}}. \quad (4.5)$$

Los parámetros  $K_{\tau_1}$  y  $K_G$  se pueden obtener de  $\tau_1$  y  $G$  considerando (3.26) y que (3.25) puede seguir aproximadamente la corriente de ac para  $t_{0.5} < t_q < T/2$ , figura 3.17. Por lo tanto, para la elección de dos puntos  $t_{xa}$  y  $t_{xb}$  del pulso de corriente ac entre  $t_{0.5}$  y  $T/2$ , tenemos

$$i_M(t_y) \approx G \cdot e^{\left(\frac{t_y - t_d^{(0)}}{\tau_1}\right)} \cdot u_M(t_y) \quad t_{0.5,M} < t_y < \frac{T}{2} \quad (y = xa, xb), \quad (4.6)$$

y los parámetros  $K_{\tau 1}$  y  $K_G$  se inicializan como sigue

$$\frac{K_{\tau 1}^{(0)}}{\sqrt{U_M}} = \tau_1^{(0)} = \frac{t_{xb} - t_{xa}}{\ln\left(\frac{i_M(t_{xa}) u_M(t_{xb})}{i_M(t_{xb}) u_M(t_{xa})}\right)}, \quad \frac{K_G^{(0)}}{\sqrt{U_M}} = G^{(0)} = \left\{ \frac{i_M(\mathbf{t}_{\mathbf{xa-b}})}{e^{\left(\frac{\mathbf{t}_{\mathbf{xa-b}} - t_d^{(0)}}{\tau_1^{(0)}}\right)} \cdot u_M(\mathbf{t}_{\mathbf{xa-b}})} \right\}_{\text{Avg}}, \quad (4.7)$$

donde  $\mathbf{t}_{\mathbf{xa-b}} = (t_{xa} \dots t_{xb})$ .

Finalmente, el parámetro  $K_{\tau 2}$  se puede obtener de  $\tau_2$  (3.26) teniendo en cuenta un valor del pulso de la corriente entre 0 y  $t_{0.5}$ , siendo el valor máximo de la onda de corriente, el punto más significativo, tenemos

$$i_M(t_{p,M}) = G^{(0)} \cdot h(t_{p,M} - t_d^{(0)}) \cdot u_M(t_{p,M}) \Rightarrow$$

$$K_{\tau 2}^{(0)} = \tau_2^{(0)} = \frac{t_d^{(0)} - t_{p,M}}{\ln\left\{ \exp\left(-\frac{t_{p,M} - t_d^{(0)}}{\tau_1^{(0)}}\right) - \frac{i_M(t_{p,M})}{G^{(0)} \cdot u_M(t_{p,M})} \right\}}. \quad (4.8)$$

### 4.3. ENSAYOS EXPERIMENTALES

Diez lámparas CFL de diferentes fabricantes y potencias nominales dadas en la tabla 3.1 de [81] se pusieron a prueba en el laboratorio de calidad de potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica (Universitat Politècnica de Catalunya) para validar el procedimiento de estimación. La configuración experimental del ensayo está representada esquemáticamente en la fig. 4.2. Las lámparas fluorescentes compactas se alimentaron mediante un autotransformador regulable (varivolt) de 0 a 240V y 6 kVA de potencia, y un osciloscopio digital YOKOGAWA DL 708 E se utilizó para medir las formas de onda de tensión y corriente alternas  $u_M$  y  $i_M$ . Todas las formas de onda de tensión y corriente medidas, fueron grabadas y almacenadas en el disco duro de un ordenador portátil y posteriormente fueron procesadas con un programa de MATLAB personalizado para caracterizar las corrientes absorbidas por las distintas lámparas CFL ensayadas.

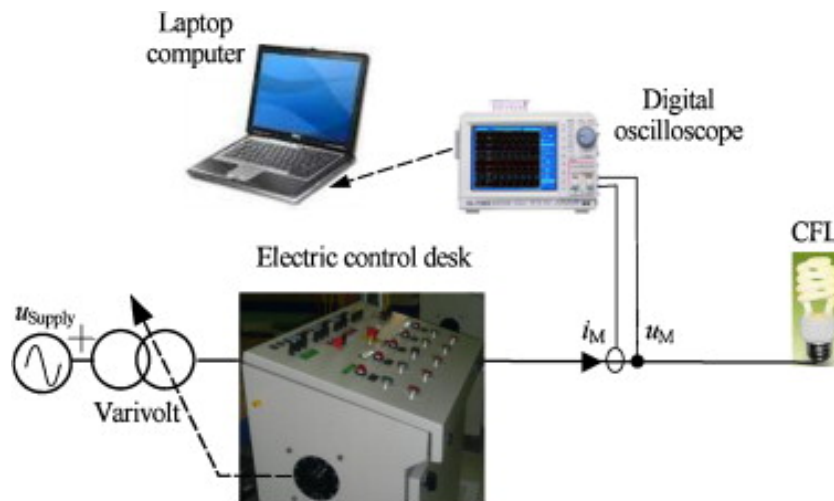


Figura 4.2. Esquema diagrama de la prueba experimental.

Las formas de onda de tensión y corriente medidas,  $u_M$  y  $i_M$ , así como el espectro armónico de la corriente,  $I_{h,M} \angle \phi_{h,M}$ , de las lámparas CFLs L1P 11W, L2P 14W y L4P 20W de la tabla 3.1 están ilustradas en las figuras 4.3 a 4.5, junto con las formas de onda de la corriente alterna  $i$  y su espectro armónico,  $I_h \angle \phi_h$ , obtenido con [81], ME<sub>1</sub>, ME<sub>2</sub> y ME<sub>3</sub>.

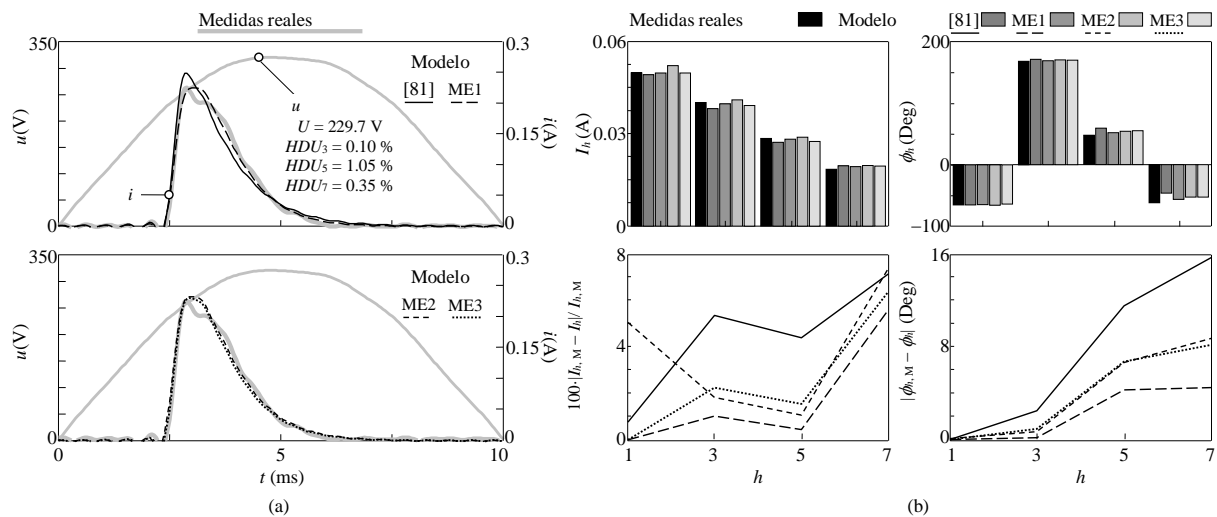


Figura 4.3. Prueba experimental de la lámpara CFL L1P 11W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).

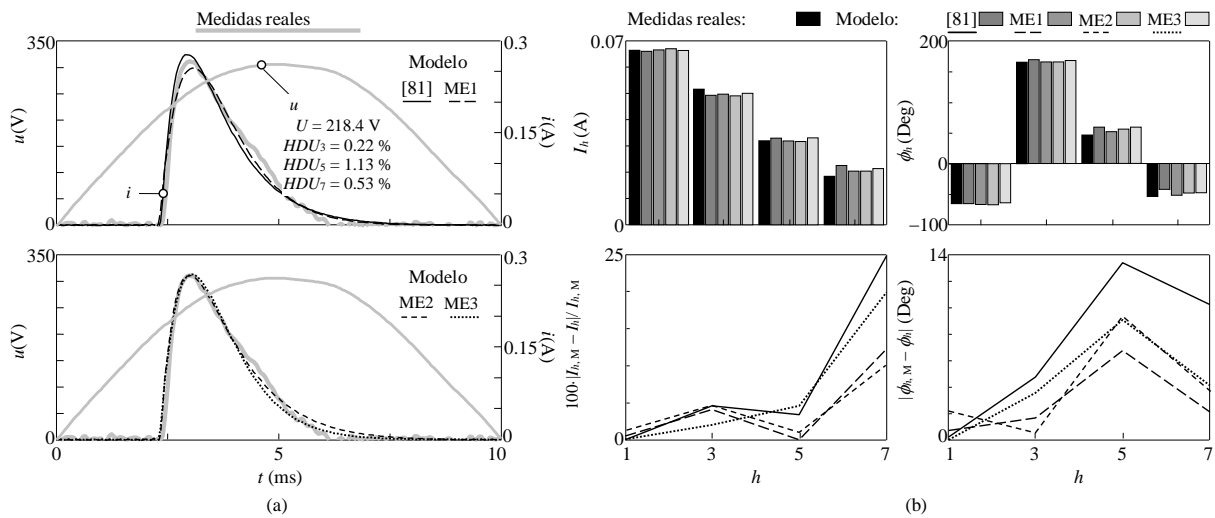


Figura 4.4. Prueba experimental de la lámpara CFL L2P 14W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).

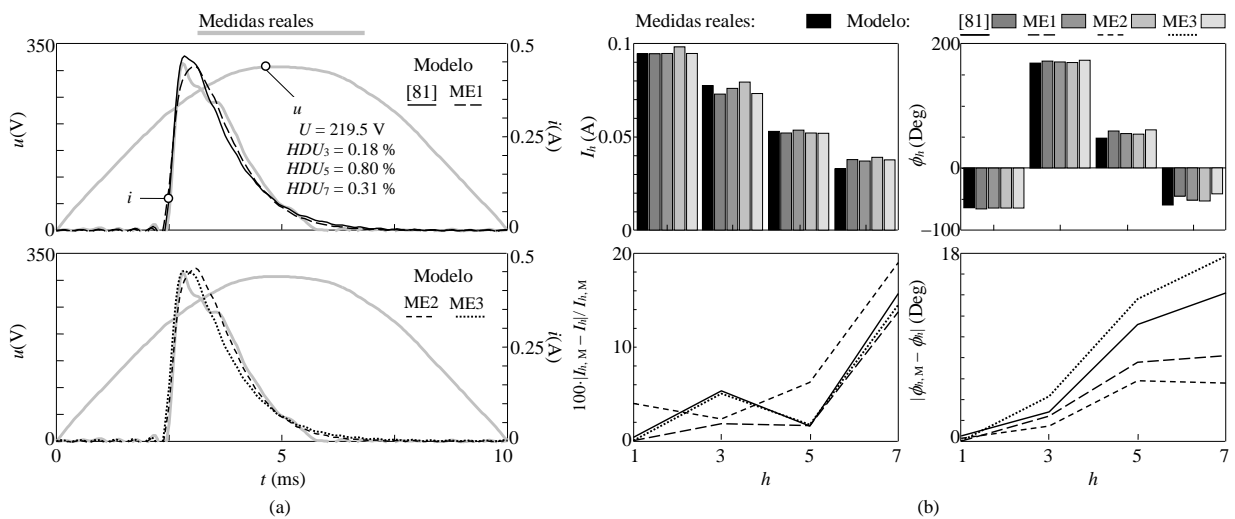


Figura 4.5. Prueba experimental de la lámpara CFL L4P 20W en [81]: a) formas de onda de tensión y corriente medidas (reales) y simuladas. b) espectro de los armónicos de la corriente ac (arriba) y diferencias numéricas entre espectros armónicos medidos y estimados (abajo).

TABLA 4.1  
PARÁMETROS DE AJUSTE PARA LAS CFLS

CFL	Método	$K_G$	$K_{id}$	$K_{r1}$	$K_{r2}$
		(mS·V <sup>1/2</sup> )	(ms·V <sup>-1/2</sup> )	(ms·V <sup>1/2</sup> )	(ms)
L1P 11W	[13]	28.8	0.164	13.4	0.20
	EP1	117.9	0.162	9.6	0.47
	EP2	57.1	0.160	11.3	0.39
	EP3	48.5	0.162	11.4	0.35
L2P 14W	[13]	41.7	0.160	14.1	0.30
	EP1	251.4	0.157	10.4	0.60
	EP2	38.6	0.159	15.8	0.33
	EP3	126.0	0.158	10.9	0.52
L4P 20W	[13]	56.6	0.168	13.0	0.20
	EP1	148.3	0.164	10.0	0.42
	EP2	166.9	0.165	9.8	0.43
	EP3	60.3	0.164	12.8	0.23

La tabla 4.1 muestra los parámetros de los modelos obtenidos, ME<sub>1</sub>, ME<sub>2</sub> y ME<sub>3</sub> a partir de las mediciones realizadas. Los ángulos de fase de la corriente  $\phi_{h,M}$  y  $\phi_h$  se refieren al ángulo de fase de la componente fundamental de la tensión de alimentación. Las diferencias numéricas entre las corrientes armónicas medidas y estimadas también se resumen en la figuras 4.3, 4.4 y 4.5.

Los resultados obtenidos presentan un buen ajuste con las medidas experimentales. Debe tenerse en cuenta que:

- Los métodos de estimación ofrecen mejores resultados que el ajuste obtenido en [81].
- El método ME<sub>2</sub> proporciona buenos resultados cuando la ecuación (3.23) ajusta correctamente la corriente ac de CFL (por ejemplo, CFL L2P 14W en la figura 4.4). Por otra parte, la posibilidad de variar los instantes  $tq$  ( $q = x1, x2, x3$ ) hace que sea posible encontrar su mejor ajuste. Sin embargo, si (3.23) no se ajusta a la corriente alterna CFL correctamente, los resultados no son aceptables (por ejemplo, la CFL L4P 20W en la figura 4.5).
- El método ME<sub>1</sub> parece ofrecer mejores resultados que ME<sub>3</sub> pero en algunos casos ME<sub>1</sub> falla y ME<sub>3</sub> da resultados correctos.

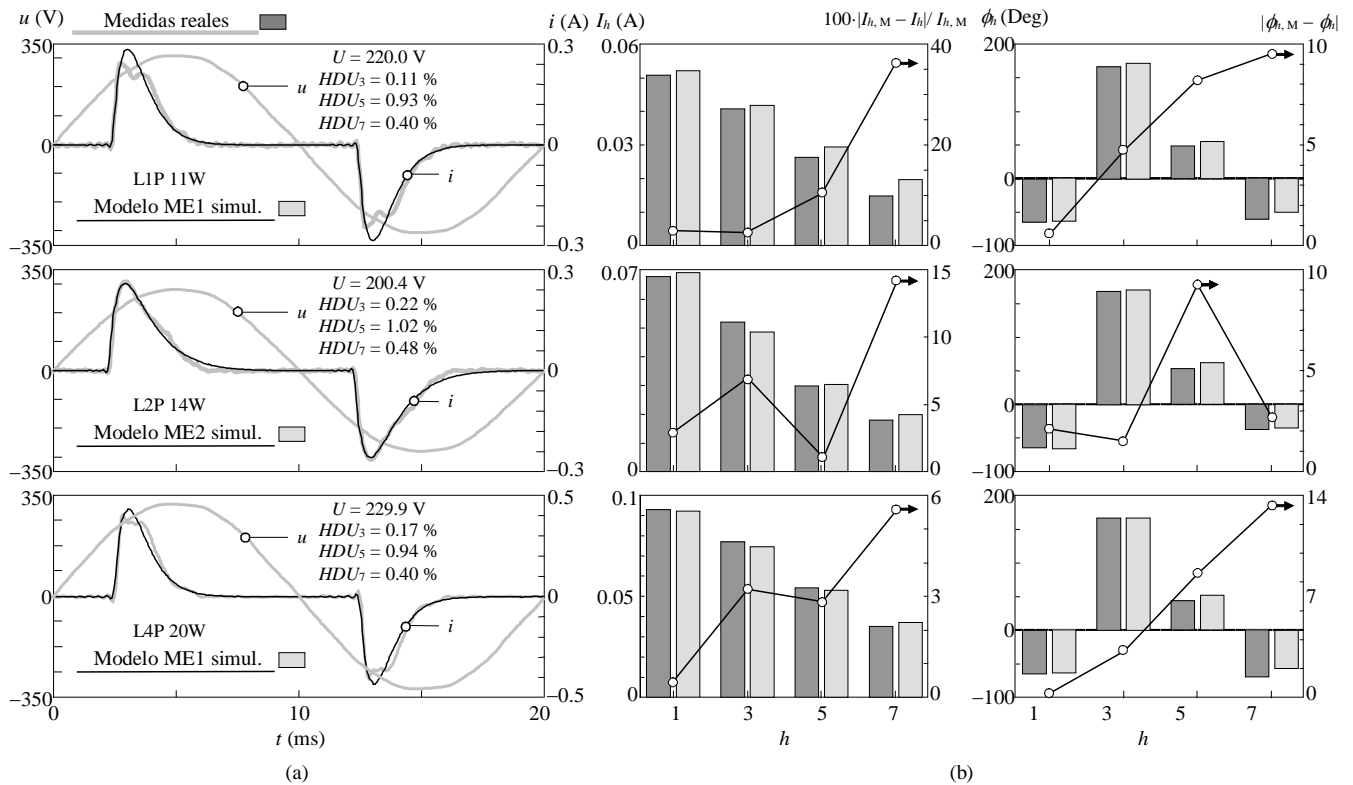


Figura 4.6. Comparación entre simulaciones y medidas reales: a) Ondas de tensión y corriente. b) Espectro armónico de la corriente y diferencias numéricas entre espectros medidos y simulados.

Teniendo en cuenta los mejores resultados de las estimaciones anteriores (ME<sub>1</sub> para L1P 11W, ME<sub>2</sub> para L2P 14W y ME<sub>1</sub> para L4P 20W), varias mediciones con diferentes tensiones de alimentación se compararon con las simulaciones correspondientes en la figura 4.6 para comprobar la utilidad de los parámetros estimados.

Es interesante notar que los resultados obtenidos por las simulaciones son aceptables, a pesar de la pequeña distorsión armónica de la tensión de alimentación.

Para completar el estudio, las figuras 4.7 y 4.8 comparan los mejores resultados de las estimaciones con los de [81] para el resto de las diez primeras lámparas fluorescentes compactas de la tabla 3.1.

La distorsión de las tensiones de alimentación es similar a la de las pruebas anteriores. Cabe señalar que los métodos propuestos proporcionan generalmente mejores resultados que el procedimiento utilizado en [81].



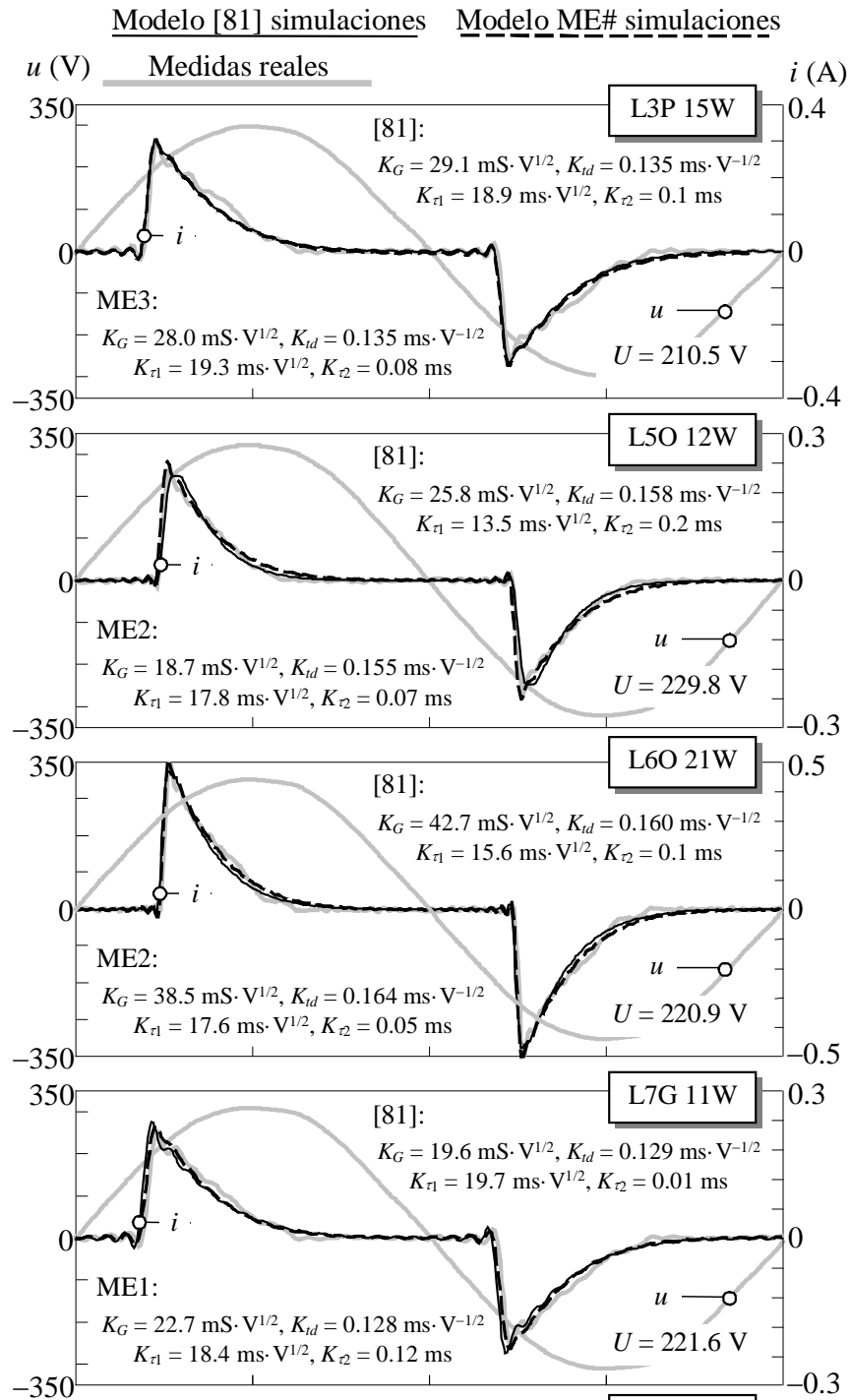


Figura 4.7. Comparación entre simulaciones y medidas reales efectuadas a las CFLs de 3 a 7 en [81].

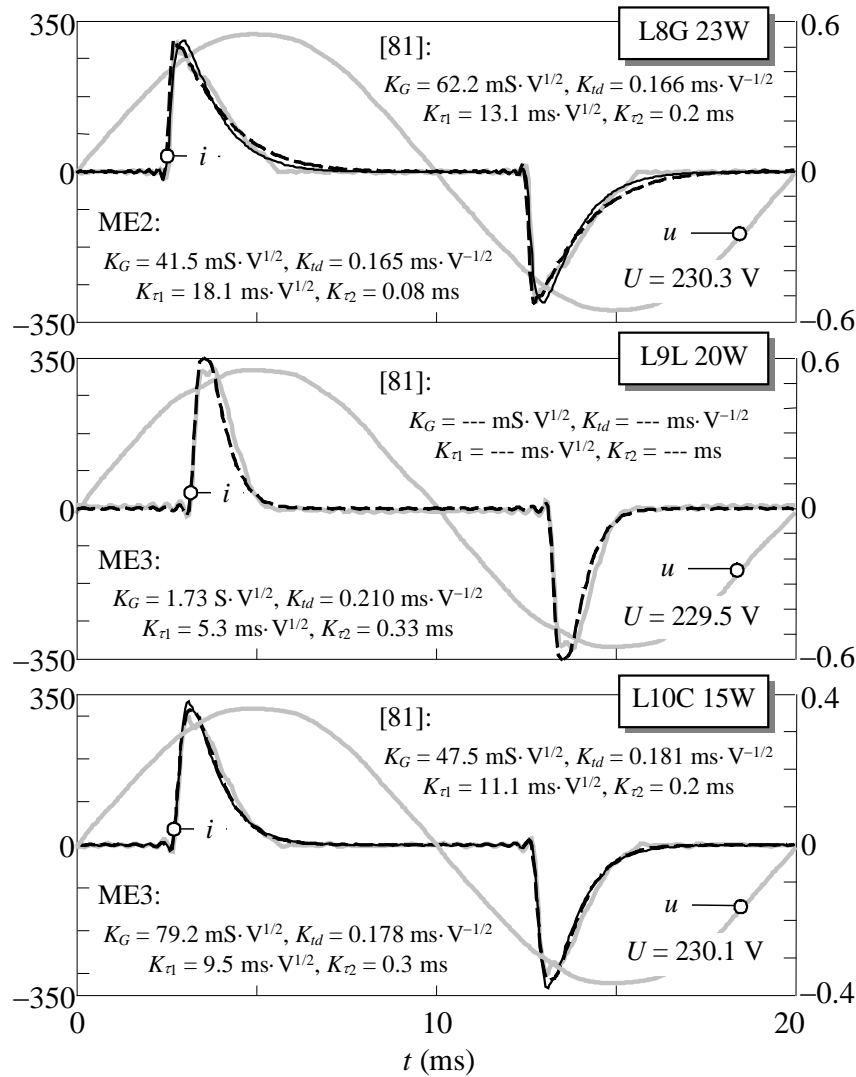


Figura 4.8. Comparación entre simulaciones y medidas reales efectuadas a las CFLs de 8 a 10 en [81].

#### 4.4. DISCUSIÓN DE LOS MÉTODOS DE ESTIMACIÓN

Aunque la identificación de los valores de los parámetros de la carga no lineal permite realizar otras simulaciones para estudiar el impacto armónico de estas cargas en las instalaciones, actualmente, se dispone de poca información detallada sobre los procedimientos de estimación de parámetros para las CFL. Por otra parte, estos procedimientos son simples y bastante inexactos [26] y [81]. En [26], el método de estimación CFL se basa en el circuito equivalente en la sección 3.2.1, donde se desprecia la resistencia del lado de alterna, se considera para todas las CFLs de 5 a 30 W un mismo condensador para el rizado de CC de  $15 \mu\text{F}$  y la resistencia de CC se aproxima como  $3.927 \cdot V / I$  ( $V$  e  $I$  son la tensión de funcionamiento y la componente fundamental de la corriente medida, respectivamente). En [81], la estimación CFL se basa en el modelo de "caja negra" desarrollado en el apartado 3.4.

La mayoría de los estudios se ocupan de la estimación de otras cargas no lineales utilizando algoritmos ponderados de mínimos cuadrados para determinar los valores de los parámetros de sus circuitos equivalentes, [41], [87]-[89]. Especial atención debe prestarse a los procedimientos de estimación de rectificadores monofásicos en [41] y [87]. Estos se basan en el circuito equivalente del rectificador y los residuos comparan las corrientes del lado de AC del rectificador, medidos y simulados en los puntos más característicos de estas corrientes. Por este motivo, se puede hacer una estimación flexible de los valores de los parámetros de circuito que mejor se adapten al comportamiento del circuito no lineal para su corriente medida en el lado de alterna.

Los métodos de estimación en este capítulo se basan en el modelo ya comentado de "caja negra", ya que proporciona expresiones para la corriente de AC fáciles de usar, suficientemente precisos y que permiten la obtención de relaciones simples para los residuos. Por otro lado, los procedimientos están limitados por la función "caja negra" (3.23), y así la forma de onda de la corriente absorbida ha de estar cerca de esta función para obtener resultados aceptables. A continuación se hace una comparación entre los tres métodos de estimación,

- $ME_2$  es el mejor método de estimación si la ecuación (3.23) está cerca de la forma de onda de la corriente (por ejemplo, CFLs L2P 14W, L5O 12W, L6O 21W y L8G 23W).
- $ME_3$  se puede utilizar para mejorar los resultados  $ME_2$  si la corriente AC está un poco alejada de (3.23) (ejemplos, CFLs L3P 15W, L9L 20W y L10C 15W).
- $ME_1$  se puede utilizar para mejorar los resultados de  $ME_2$  y  $ME_3$  si la corriente AC está lejos de (3.23) (ejemplos, CFLs L1P 11W, L4P 20W y L7G 11W).

#### 4.5. CONCLUSIONES DEL CAPITULO

La estimación de los parámetros de las cargas no lineales, posibilita la inclusión de estas en más estudios de flujo de carga con armónicos, para analizar sus efectos en las instalaciones eléctricas. A pesar de esto, hay pocos estudios sobre la estimación de parámetros para las CFLs. En el trabajo desarrollado en este capítulo se pretende llenar este vacío mediante la propuesta de una aplicación de algoritmos no lineales de mínimos cuadrados, para la estimación de parámetros de las CFLs que permitan la estimación de la corriente alterna absorbida por estas lámparas. La aplicación se basa en el modelo de "caja negra", que es una función analítica entre la forma de onda de la corriente absorbida y la tensión de alimentación.

Se han propuesto tres métodos de estimación para reducir las limitaciones modelo. Para comprobar su validez, se han efectuado gran número de ensayos y medidas experimentales que en general corroboran la validez de las estimaciones. Aunque el modelo no tiene en cuenta la interacción armónica, los métodos de estimación desarrollados, proporcionan resultados aceptablemente buenos para una baja distorsión armónica en la tensión de alimentación, que por otra parte es la situación más habitual en la mayoría de instalaciones.

## **Capítulo 5: Corriente por el Conductor Neutro en Redes Trifásicas con Lámparas Fluorescentes Compactas con Reactancia Electrónica**

## 5. CORRIENTE POR EL CONDUCTOR NEUTRO EN REDES TRIFÁSICAS CON LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS CON REACTANCIA ELECTRÓNICA

En este capítulo, se estudia el comportamiento de la corriente que circula por el conductor neutro en instalaciones trifásicas con presencia de las lámparas estudiadas (CFLs). A partir del modelo de “caja negra” desarrollado en capítulos anteriores, se obtienen unas ecuaciones que caracterizan el valor de la corriente que circula por el conductor neutro en función de las posibles distribuciones de lámparas y tipología de las mismas.

Estas ecuaciones permiten el estudio y la realización de un análisis de sensibilidad del impacto producido por las lámparas fluorescentes compactas en la corriente de neutro. Se investiga principalmente, la influencia de los parámetros del modelo, el desequilibrio de la tensión de alimentación, el número de lámparas por fase y los diferentes tipos de lámparas conectadas en cada fase. Los resultados obtenidos han sido validados con las mediciones y simulaciones en PSCAD / EMTDC.

### 5.1. INTRODUCCIÓN

Como ya se ha indicado en capítulos anteriores, las CFL se utilizan cada vez más debido a su bajo consumo de energía y larga vida útil media en comparación con las bombillas incandescentes tradicionales. Sin embargo, dichas CFLs son las cargas eléctricas no lineales y la forma de onda de corriente que absorben puede estar sumamente distorsionada (muy alejada de la forma sinusoidal). Aunque son cargas monofásicas de pequeña potencia ( $<25$  W), pueden ser una fuente importante de armónicos ya que un gran número de ellas pueden estar conectadas al mismo punto de la instalación, causando problemas en las instalaciones y afectando significativamente la calidad de la forma de onda de la tensión [22], [92]. Uno de estos problemas es el incremento en el flujo de corriente armónica en el conductor neutro, [47]-[61] y [93].

En los sistemas trifásicos equilibrados, los armónicos de primer y quinto orden en las corrientes de fase ( $k = 1, 7, \dots$  y  $k = 5, 11, \dots$  respectivamente) forman un sistema de secuencia positiva y otro de secuencia negativa, respectivamente, mientras que los armónicos de tercer orden ( $k = 3, 9, \dots$ ) constituyen un sistema de secuencia homopolar. En esta situación, sólo las componentes armónicas de tercer orden fluyen por conductor neutro y pueden ser hasta tres veces más altas que los armónicos correspondientes a las corrientes de fase (ver apartado 2.3.2). Los sistemas desequilibrados, como los de tensión de alimentación desequilibrada y los de carga no distribuida de forma equilibrada, causan la pérdida de la simetría en las secuencias positiva y negativa de los armónicos de primer y quinto orden. Por lo tanto, la

suma de estos armónicos en el conductor neutro es, en estos casos, distinta de cero. Esto puede aumentar significativamente el valor eficaz de la corriente del conductor neutro.

Para estudiar los problemas originados en estos casos, se requieren modelos de las CFL para calcular las corrientes armónicas inyectadas en la instalación [22], [24]-[26] y [81]-[82]. En este capítulo se estudia el impacto de las CFLs y los sistemas trifásicos desequilibrados en la corriente del conductor neutro. La sección 5.2 presenta el estudio de la corriente del conductor neutro basado en el modelo de "caja negra" desarrollado en el capítulo 3 y publicado en [81] y [82]; también se estudia la expresión de la corriente del conductor neutro con base al modelo anterior, y la influencia de los parámetros característicos de las CFLs.

En las secciones 5.3, 5.4 y 5.5 se han obtenido expresiones analíticas para determinar el impacto del desequilibrio de la tensión de alimentación, diferente número de lámparas por fase y CFL con diferentes parámetros en la corriente del conductor neutro y sus implicaciones. En el apartado 5.6, se ofrece una visión general de las simplificaciones que pueden ser consideradas en el estudio. Finalmente, en la Sección 5.7, se validan los resultados obtenidos con cuatro ensayos experimentales y simulaciones mediante PSCAD / EMTDC.

## 5.2. DETERMINACION DE LA CORRIENTE DEL NEUTRO

Tal como se ha considerado en el apartado 3.2 referente al modelo de la lámpara, el siguiente estudio se centra en las lámparas de categoría entre "pobre" y "normal", que habitualmente son las más comúnmente empleadas. Teniendo en cuenta que las lámparas fluorescentes compactas comparten un conductor "rígido" o de impedancia nula ( $Z_{th} = 0$ ), se estudia el sistema trifásico indicado en la figura 5.1 para calcular la corriente que circulará por el conductor neutro como

$$i_n(t) = \sum_{f=a,b,c} i_{Tf}(t) = \sum_{f=a,b,c} \sum_{m=1}^{N_f} i_{fm}(t), \quad (5.1)$$

donde el subíndice  $T$  indica la corriente total de cada fase (es decir, la suma de las corrientes absorbidas por todas las  $N_f$  CFLs conectadas en cada fase  $f$ ).

El sistema permite considerar la influencia que tienen los siguientes desequilibrios sobre la corriente del conductor neutro:

- **Desequilibrio de la tensión de alimentación:** se pueden considerar tensiones arbitrarias de forma independiente para cada fase del sistema,

$$\begin{aligned} u_a(\theta) &= \sqrt{2}U_a \cos(\omega_1 t + \phi_a) , & u_b(\theta) &= \sqrt{2}U_b \cos(\omega_1 t + \phi_b) , \\ u_c(\theta) &= \sqrt{2}U_c \cos(\omega_1 t + \phi_c), \end{aligned} \quad (5.2)$$

y sus correspondientes fasores son respectivamente:  $\underline{U}_a = U_a \angle \phi_a$ ,  $\underline{U}_b = U_b \angle \phi_b$  y  $\underline{U}_c = U_c \angle \phi_c$ .

- **Número de CFL por fase:** Cada fase se carga con un número variable de lámparas fluorescentes compactas ( $N_a$ ,  $N_b$  y  $N_c$ ).

- **Diferentes CFL por fase:** Las lámparas fluorescentes compactas por fase pueden tener diferentes parámetros  $K_{G, fm}$ ,  $K_{td, fm}$ ,  $K_{\tau 1, fm}$  y  $K_{\tau 2, fm}$  ( $f = a, b, c$  y  $m = 1$  a  $N_f$ ).

En este punto, es preciso indicar la importancia de la caracterización de los armónicos de las corrientes consumidas por las CFLs conectadas en las fases para la correcta determinación de la corriente del neutro.

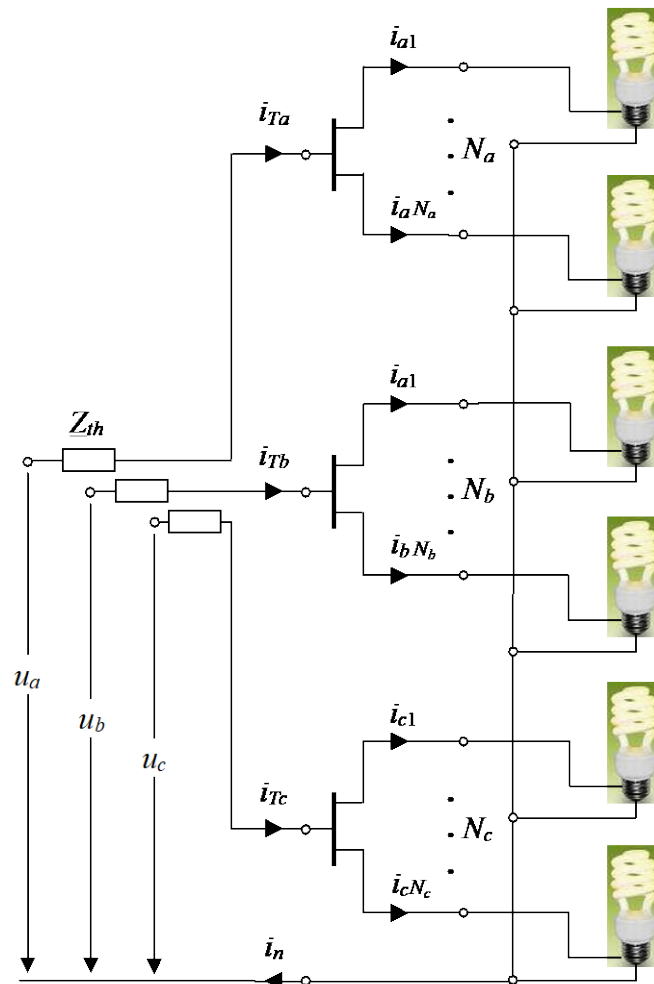


Figura 5.1. Sistema trifásico con neutro estudiado para las CFL.

Después de caracterizar la onda de corriente alterna absorbida, las corrientes armónicas inyectadas por estas lámparas, pueden obtenerse analíticamente a partir de la serie compleja de Fourier de la expresión de la corriente alterna dada en (3.23) que se puede describir de la forma:

$$\begin{aligned} \underline{I}^{(k)}(G, t_d, \tau_1, \tau_2, U, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i(\omega_1 t) e^{-jk\omega_1 t} d(\omega_1 t) = \frac{j\omega_1}{\pi} G \left\{ \underline{b}_{+1}^{(k)}(\cdot) - \underline{b}_{-1}^{(k)}(\cdot) \right\} U e^{jk\phi} \\ &= \frac{j\omega_1}{\pi} G \underline{b}^{(k)}(\cdot) \underline{U}^{(k)} = \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)}(\cdot) \underline{U}^{(k)} = I^{(k)}(\cdot) \angle \phi_I^{(k)}(\cdot) \quad (k \geq 1), \end{aligned} \quad (5.3)$$

donde

$$\underline{b}_\xi^{(k)}(t_d, \tau_1, \tau_2) = \left\{ \frac{\tau_1}{\underline{c}_{1,\xi}(\cdot)} - \frac{\tau_2}{\underline{c}_{2,\xi}(\cdot)} \right\} e^{-jd_\xi(\cdot)} \quad (\xi = +1, -1), \quad (5.4)$$

y

$$\underline{c}_{\eta,\xi}(k, \tau_\eta) = 1 + j(k + \xi)\omega_1 \tau_\eta \quad (\eta = 1, 2), \quad d_\xi(k, t_d) = (k + \xi)\omega_1 t_d. \quad (5.5)$$

Cabe señalar que  $\underline{U}^{(k)}$  en (5.3) no son los armónicos de la tensión de alimentación  $u$ , que se considera sinusoidal. En este caso, el superíndice  $(k)$  sólo indica que los ángulos de fase del fasor de la tensión de alimentación  $\underline{U} = U \angle \phi$  se ven afectados por la variable  $k$ , es decir,  $\underline{U}^{(k)} = U \angle k \cdot \phi$ .

El número complejo  $\underline{b}^{(k)}$  en (5.3) también se puede escribir en forma cartesiana de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \underline{b}^{(k)}(t_d, \tau_1, \tau_2) &= \underline{b}_r^{(k)}(\cdot) + j \underline{b}_{im}^{(k)}(\cdot) = \left\{ \underline{b}_{r,+1}^{(k)}(\cdot) - \underline{b}_{r,-1}^{(k)}(\cdot) \right\} + j \left\{ \underline{b}_{im,+1}^{(k)}(\cdot) - \underline{b}_{im,-1}^{(k)}(\cdot) \right\}, \\ \underline{b}_{p,\xi}^{(k)}(t_d, \tau_1, \tau_2) &= \frac{\tau_1}{\left| \underline{c}_{1,\xi}(\cdot) \right|} f_{p1,\xi}(\cdot) - \frac{\tau_2}{\left| \underline{c}_{2,\xi}(\cdot) \right|} f_{p2,\xi}(\cdot) \quad (p = r, im, \quad \xi = +1, -1), \end{aligned} \quad (5.6)$$

donde

$$\begin{aligned} f_{r\eta,\xi}(k, t_d, \tau_\eta) &= \cos \left\{ d_\xi(\cdot) + \tan^{-1}((k + \xi)\tau_\eta \omega_1) \right\}, \\ f_{im\eta,\xi}(k, t_d, \tau_\eta) &= \sin \left\{ d_\xi(\cdot) + \tan^{-1}((k + \xi)\tau_\eta \omega_1) \right\} \quad (\eta = 1, 2). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Las siguientes definiciones:



$$\begin{aligned}
b^2 &= \sum_{k=1,3,5\dots} \{b^{(k)}\}^2 = \sum_{k=1,3,5\dots} \left\{ (b_r^{(k)})^2 + (b_{im}^{(k)})^2 \right\}, \\
b_{p-ng}^2 &= \sum_{k=1,5,7\dots} \{b^{(k)}\}^2 = \sum_{k=1,5,7\dots} \left\{ (b_r^{(k)})^2 + (b_{im}^{(k)})^2 \right\}, \\
b_z^2 &= \sum_{k=3,9\dots} \{b^{(k)}\}^2 = \sum_{k=3,9\dots} \left\{ (b_r^{(k)})^2 + (b_{im}^{(k)})^2 \right\},
\end{aligned} \tag{5.8}$$

serán de utilidad para el estudio de la corriente del conductor neutro en las próximas secciones.

Se ha verificado numéricamente que las relaciones  $b_z/b$  y  $b_{p-ng}/b$  dependen principalmente del parámetro  $\tau_1$ . Los valores más bajos de  $\tau_1$  (es decir, anchos de pulso de la corriente mayores) llevan a relaciones  $b_z/b$  mayores y ratios  $b_{p-ng}/b$  inferiores. Aunque la influencia de  $t_d$  y  $\tau_2$  es pequeña, tiempos de retraso  $t_d$  grandes, producen relaciones  $b_z/b$  altas y  $b_{p-ng}/b$  menores, y valores  $\tau_2$  menores (es decir, rampas ascendentes más pronunciadas del impulso de la corriente) conducen a mayores relaciones  $b_z/b$  y a menores ratios de  $b_{p-ng}/b$ .

Por lo tanto, teniendo en cuenta (5.3), las corrientes armónicas de cada fase pueden calcularse como

$$\underline{I}_{Tf}^{(k)} = \sum_{m=1}^{N_f} \underline{I}_{fm}^{(k)} = \frac{j\omega_1}{\pi} \left( \sum_{m=1}^{N_f} \underline{G}_{fm}^{(k)} \right) \underline{U}_f^{(k)} \quad (k \geq 1, f = a, b, c), \tag{5.9}$$

y, teniendo en cuenta que la corriente del conductor neutro es la suma de las corrientes de cada fase (5.1), sus corrientes armónicas pueden calcularse como

$$\underline{I}_n^{(k)} = \sum_{f=a,b,c} \underline{I}_{Tf}^{(k)} = \frac{j\omega_1}{\pi} \sum_{f=a,b,c} \left( \sum_{m=1}^{N_f} \underline{G}_{fm}^{(k)} \right) \underline{U}_f^{(k)} \quad (k \geq 1). \tag{5.10}$$

A partir de los resultados anteriores, se pueden calcular las expresiones siguientes:

$$\begin{aligned}
I_n &= \sqrt{\sum_k (I_n^{(k)})^2}, \quad I_{Tf} = \sqrt{\sum_k (I_{Tf}^{(k)})^2} \quad (f = a, b, c) \\
ri_{nk} &= \frac{I_n^{(k)}}{(I_{Ta}^{(k)} + I_{Tb}^{(k)} + I_{Tc}^{(k)})/3}, \quad ri_n = \frac{I_n}{(I_{Ta} + I_{Tb} + I_{Tc})/3},
\end{aligned} \tag{5.11}$$

donde  $I_n$ ,  $I_{Ta}$ ,  $I_{Tb}$  y  $I_{Tc}$  son los valores eficaces de la corriente del conductor neutro y las de las fases,  $r_{ink}$  es la relación entre el valor eficaz de las corrientes armónicas del conductor neutro y el promedio de los valores eficaces de las corrientes armónicas de las tres fases y  $ri_n$  es la relación entre el valor eficaz de la corriente del conductor neutro y el promedio de los valores eficaces de las corrientes de las tres fases.

En condiciones equilibradas,  $\underline{U}_a = U \angle \phi$ ,  $\underline{U}_b = a^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = a \underline{U}_a$  con  $a = e^{j2\pi/3}$ ,  $N_a = N_b = N_c = N$  y  $K_{G, fm} = K_G$ ,  $K_{td, fm} = K_{td}$ ,  $K_{\tau_1, fm} = K_{\tau_1}$  y  $K_{\tau_2, fm} = K_{\tau_2}$  para  $f = a, b, c$  y  $m = 1$  a  $N_f$ . Por lo tanto, los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$  (3.26) son los mismos para todas las CFLs y esto es cierto para  $\underline{c}_{\eta\xi}$  y  $d_\xi$  (5.5), y por lo tanto para  $\underline{b}^{(k)}$  (5.6) y  $\underline{G}^{(k)} = G \cdot \underline{b}^{(k)}$  (5.3). Teniendo en cuenta las condiciones anteriores, las corrientes armónicas de fase, (5.9), y las corrientes armónicas del conductor neutro, (5.10), se pueden escribir como

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk\phi}, & \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk(\phi-2\pi/3)} = e^{-jk2\pi/3} \underline{I}_{Ta}^{(k)}, \\ \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk(\phi+2\pi/3)} = e^{jk2\pi/3} \underline{I}_{Ta}^{(k)}, & \underline{I}_n^{(k)} &= \left(1 + e^{-jk2\pi/3} + e^{jk2\pi/3}\right) \underline{I}_{Ta}^{(k)} \end{aligned} \quad (5.12)$$

$(k \geq 1)$ .

Las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$  (5.11) se escriben como

$$ri_{nk} = 0 \quad (k = 1, 5, 7 \dots), \quad ri_{nk} = 3 \quad (k = 3, 9 \dots), \quad ri_n = 3b_z/b. \quad (5.13)$$

Debe tenerse en cuenta que la relación  $ri_n$  depende de la CFL (en particular, depende linealmente de la relación de  $b_z/b$ ). Por lo tanto, considerando la influencia de los parámetros en la relación  $b_z/b$  (Sección 3.6.2), lámparas con elevado tiempo de retardo en el inicio de la conducción, impulso de corriente con una pendiente muy pronunciada y con anchura de pulso mayor (es decir, gran valor para  $t_d$  y pequeños valores para  $\tau_1$  y  $\tau_2$ ) llevan a mayores valores de  $ri_n$ .

Por ejemplo,  $ri_n = 1.73$  para  $t_d = 3.5$  ms,  $\tau_1 = 0.6$  ms y  $\tau_2 \approx 0$  y  $ri_n = 1.40$  para  $t_d = 1.5$  ms,  $\tau_1 = 1.5$  ms and  $\tau_2 \approx 0.5$  ms.

En condiciones desequilibradas, (5.12) y (5.13) se modifican. Por lo tanto, la influencia del desequilibrio de la tensión de alimentación, del número de lámparas fluorescentes compactas por fase y de los diferentes tipos de CFL en cada fase (considerando que las CFLs de la misma fase tienen los mismos parámetros) se estudia de forma independiente en las próximas secciones.

### 5.3. ESTUDIO DEL DESEQUILIBRIO DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN

Si se considera sólo el desequilibrio de la tensión de alimentación ( $\underline{U}_a = U_a \angle \phi_a$ ,  $\underline{U}_b = U_b \angle \phi_b$  y  $\underline{U}_c = U_c \angle \phi_c$ ), hay el mismo número de lámparas por fase ( $N_a = N_b = N_c = N$ ) y todas ellas tienen los mismos parámetros ( $K_{G, fm} = K_G$ ,  $K_{td, fm} = K_{td}$ ,  $K_{\tau 1, fm} = K_{\tau 1}$  y  $K_{\tau 2, fm} = K_{\tau 2}$  para  $f = a, b, c$  y  $m = 1$  a  $N_f$ ), entonces, los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$  (3.26) son diferentes para las CFLs de diferentes fases y esto es cierto para  $\underline{c}_{\eta \xi}$  and  $d_\xi$  (5.5), y por lo tanto para  $\underline{b}^{(k)}$  (5.6) y  $\underline{G}^{(k)} = G \cdot \underline{b}^{(k)}$  (5.3). Teniendo en cuenta las condiciones anteriores, las corrientes armónicas de fase, (5.9), y las corrientes armónicas del conductor neutro, (5.10), se pueden escribir así

$$\underline{I}_{gf}^{(k)} = N \underline{I}_f^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{I}_{gf}^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_f^{(k)} \underline{U}_f^{(k)}, \quad \underline{I}_n^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \sum_{f=a,b,c} \underline{G}_f^{(k)} \underline{U}_f^{(k)} \quad (5.14)$$

$(f = a, b, c, \quad k \geq 1).$

Las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$  (5.11) se escriben como

$$ri_{nk} = 3 \frac{\left| \underline{I}_{ga}^{(k)} + \underline{I}_{gb}^{(k)} + \underline{I}_{gc}^{(k)} \right|}{I_{ga}^{(k)} + I_{gb}^{(k)} + I_{gc}^{(k)}}, \quad ri_n = 3 \frac{\sqrt{\sum_k \left| \underline{I}_{ga}^{(k)} + \underline{I}_{gb}^{(k)} + \underline{I}_{gc}^{(k)} \right|^2}}{I_{ga} + I_{gb} + I_{gc}}, \quad (5.15)$$

donde

$$I_{gf} = \sqrt{\sum_k \left( I_{gf}^{(k)} \right)^2} = \sqrt{\sum_k \left| \underline{I}_{gf}^{(k)} \right|^2} = \sqrt{\sum_k \left| \underline{G}_f^{(k)} \underline{U}_f^{(k)} \right|^2} \quad (f = a, b, c). \quad (5.16)$$

Teniendo en cuenta que las tensiones trifásicas desequilibradas se pueden relacionar con un conjunto de tres tensiones de secuencia homopolar, positiva y negativa ( $\underline{U}_z = U_z \angle \phi_z$ ,  $\underline{U}_p = U_p \angle \phi_p$  y  $\underline{U}_{ng} = U_{ng} \angle \phi_{ng}$ ) mediante la aplicación de la transformación Fortescue, se tiene

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_a \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_z \\ \underline{U}_p \\ \underline{U}_{ng} \end{bmatrix} \quad (\underline{a} = e^{j2\pi/3}), \quad (5.17)$$

que pueden relacionarse con los factores de desequilibrio de la tensión  $\underline{m}_{ng} = \underline{U}_{ng} / \underline{U}_p = m_{ng} \angle \mu_{ng}$  y  $\underline{m}_z = \underline{U}_z / \underline{U}_p = m_z \angle \mu_z$  de la forma siguiente

$$\begin{aligned}
\underline{U}_a &= \underline{U}_z + \underline{U}_p + \underline{U}_{ng} = (\underline{m}_z + 1 + \underline{m}_{ng}) \underline{U}_p = \underline{F}_a \underline{U}_p \\
\underline{U}_b &= \underline{U}_z + \underline{a}^2 \underline{U}_p + \underline{a} \underline{U}_{ng} = \underline{a}^2 (\underline{a} \underline{m}_z + 1 + \underline{a}^2 \underline{m}_{ng}) \underline{U}_p = \underline{F}_b \underline{U}_p \\
\underline{U}_c &= \underline{U}_z + \underline{a} \underline{U}_p + \underline{a}^2 \underline{U}_{ng} = \underline{a} (\underline{a}^2 \underline{m}_z + 1 + \underline{a} \underline{m}_{ng}) \underline{U}_p = \underline{F}_c \underline{U}_p \\
(\underline{U}_p &= U_p \angle \phi_p, \quad \underline{F}_f = F_f \angle \varphi_f \quad f = a, b, c),
\end{aligned} \tag{5.18}$$

y las relaciones (5.15) se puede reescribir como una función de los factores de desequilibrio,

$$ri_{nk} = 3 \frac{\left| \sum_{f=a,b,c} \underline{G}_f^{(k)} \underline{F}_f^{(k)} \right|}{\sum_{f=a,b,c} \left| \underline{G}_f^{(k)} \underline{F}_f^{(k)} \right|}, \quad ri_n = 3 \frac{\sqrt{\sum_k \left| \sum_{f=a,b,c} \underline{G}_f^{(k)} \underline{F}_f^{(k)} \right|^2}}{\sum_{f=a,b,c} \sqrt{\sum_k \left| \underline{G}_f^{(k)} \underline{F}_f^{(k)} \right|^2}}, \tag{5.19}$$

donde el superíndice  $(k)$  en  $\underline{F}_f^{(k)}$  sólo indica que los ángulos de fase de  $\underline{F}_f$  se ven afectados por la variable  $k$  (es decir,  $\underline{F}_f^{(k)} = F_f \angle k \cdot \varphi_f$ ). Teniendo en cuenta que las normas limitan la magnitud de los factores de desequilibrio por debajo del 2-3% ( $m_{ng} < 2-3\%$  y  $m_z < 2-3\%$ ), la magnitud de  $\underline{F}_f$  para  $f = a, b, c$  es aproximadamente igual a uno, es decir,  $|\underline{F}_f| = F_f \approx 1$ , y por lo tanto  $F_a + F_b + F_c \approx 3$ .

Cabe señalar que las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$  dependen del desequilibrio y los parámetros de la corriente de la CFL en estudio (es decir,  $\underline{F}_f^{(k)}$  y  $\underline{G}_f^{(k)}$ , respectivamente). Esta dependencia se analizó numéricamente a partir de (5.19) teniendo en cuenta los valores típicos de desequilibrio y el de los parámetros de las lámparas. Del estudio realizado, se pueden extraer las conclusiones siguientes:

- Ambas relaciones dependen principalmente del desequilibrio y, en cuanto a los parámetros de CFL, sólo el parámetro  $\tau_1$  tiene una influencia significativa en la relación  $ri_n$  (valores pequeños de  $\tau_1$ , es decir, anchos pulsos de la onda de corriente, incrementan los valores de  $ri_n$ ).
- El desequilibrio en el suministro de potencia (fuente de alimentación trifásica) aumenta los armónicos de primer y quinto orden de la corriente del conductor neutro y disminuye los armónicos de tercer orden en comparación con la situación de alimentación equilibrada. Esto es porque el desequilibrio de la fuente de alimentación provoca la pérdida de simetría en las secuencias positivas y negativas de los armónicos de primer y quinto orden de las corrientes de fase y la simetría de la secuencia cero en los armónicos de tercer orden. Por lo tanto, la suma de los armónicos de primer y quinto orden de las corrientes de fase no es cero y la suma de los armónicos de tercer orden es inferior a la suma de sus amplitudes.

- Los cambios anteriores en las corrientes armónicas del conductor neutro, cuando la tensión de alimentación es desequilibrada, son los más pequeños para la fundamental y para los armónicos de tercer orden. El valor eficaz de la corriente del neutro también está ligeramente afectada por el desequilibrio de la tensión de alimentación.

A modo de ejemplo, considerando  $\mu_{ng} = \mu_z = 0^\circ$ ,  $G = 5 \text{ mS}$ ,  $t_d = 2.5 \text{ ms}$   $\tau_1 = 0.6$  y  $1.5 \text{ ms}$  y  $\tau_2 = 0.25 \text{ ms}$ , las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$  tienen aproximadamente los siguientes valores:  $ri_{nk=1,3,5,7,9} \approx 0.03$ ,  $2.99$  y  $2.94$  y  $ri_n \approx 1.7$  ( $\tau_1 = 0.6$ ) y  $1.47$  ( $\tau_1 = 1.5$ ) para  $m_{ng} = 0$  a  $3\%$  y  $m_z = 0$  a  $3\%$ , y  $ri_{nk=5,7} \approx 0.05$  a  $0.2$  para  $m_{ng} = 0$  a  $3\%$  y  $m_z = 0$  a  $3\%$ .

#### 5.4. ESTUDIO DEL NUMERO DE LÁMPARAS POR FASE

Si sólo consideramos el número de lámparas por fase ( $N_a, N_b, N_c$ ), las tensiones trifásicas están equilibradas ( $\underline{U}_a = U \angle \phi$ ,  $\underline{U}_b = \underline{a}^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = \underline{a} \underline{U}_a$  con  $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ ) y las lámparas tienen los mismos parámetros ( $K_{G, fm} = K_G$ ,  $K_{td, fm} = K_{td}$ ,  $K_{\tau 1, fm} = K_{\tau 1}$  and  $K_{\tau 2, fm} = K_{\tau 2}$  para  $f = a, b, c$  y  $m = 1$  a  $N_f$ ). En esta situación, los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  and  $\tau_2$  (3.26) son los mismos para todas las CFLs, y esto es cierto para  $\underline{c}_{\eta\xi}$  y  $d_\xi$  (5.5), y por lo tanto para  $\underline{b}^{(k)}$  (5.6) y  $\underline{G}^{(k)} = G \cdot \underline{b}^{(k)}$  (5.3).

Teniendo en cuenta las condiciones anteriores, las corrientes armónicas de fase, (5.9), y las corrientes armónicas del conductor neutro, (5.10), se pueden escribir como

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N_a \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk\phi}, & \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= N_b \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk(\phi-2\pi/3)}, \\ \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= N_c \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk(\phi+2\pi/3)}, & \underline{I}_n^{(k)} &= \left( N_a + e^{-jk2\pi/3} N_b + e^{jk2\pi/3} N_c \right) \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}^{(k)} U e^{jk\phi}, \end{aligned} \quad (5.20)$$

que pueden ser clasificadas en los siguientes grupos de armónicos:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N_a \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= \underline{a}^2 N_b \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= \underline{a} N_c \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_n^{(k)} &= \left( N_a + \underline{a}^2 N_b + \underline{a} N_c \right) \underline{I}^{(k)}; & k &= 1, 7, \dots \\ \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N_a \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= N_b \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= N_c \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_n^{(k)} &= \left( N_a + N_b + N_c \right) \underline{I}^{(k)}; & k &= 3, 9, \dots \\ \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N_a \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= \underline{a} N_b \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= \underline{a}^2 N_c \underline{I}^{(k)}, & \underline{I}_n^{(k)} &= \left( N_a + \underline{a} N_b + \underline{a}^2 N_c \right) \underline{I}^{(k)}; & k &= 5, 11, \dots \end{aligned} \quad (5.21)$$

donde  $\underline{I}^{(k)}$  es la corriente armónica absorbida por cualquier CFL (5.3).

Por lo tanto, dado que

$$\left|N_a + \underline{a}^2 N_b + \underline{a} N_c\right|^2 = \left|N_a + \underline{a} N_b + \underline{a}^2 N_c\right|^2 = N_a^2 + N_b^2 + N_c^2 - N_a N_b - N_a N_c - N_b N_c, \quad (5.22)$$

las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$ , (5.11), se escriben como

$$ri_{nk} = \begin{cases} 3 \frac{(N_a^2 + N_b^2 + N_c^2 - N_a N_b - N_a N_c - N_b N_c)^{1/2}}{N_a + N_b + N_c} & k = 1, 5, 7 \dots \\ 3 & k = 3, 9 \dots \end{cases} \quad (5.23)$$

$$ri_n = 3 \frac{\left((N_a^2 + N_b^2 + N_c^2 - N_a N_b - N_a N_c - N_b N_c) b_{p-ng}^2 + (N_a + N_b + N_c)^2 b_z^2\right)^{1/2}}{\left((N_a + N_b + N_c) b\right)}.$$

Las relaciones de (5.23) también se pueden expresar como

$$ri_{nk} = 3 \frac{(1 + N_1^2 + N_2^2 - N_1 - N_2 - N_1 N_2)^{1/2}}{1 + N_1 + N_2} \quad k = 1, 5, 7 \dots$$

$$ri_n = \frac{3}{b} \left( \frac{1 + N_1^2 + N_2^2 - N_1 - N_2 - N_1 N_2}{(1 + N_1 + N_2)^2} b_{p-ng}^2 + b_z^2 \right)^{1/2}, \quad (5.24)$$

donde  $N_1$  and  $N_2$  son los cocientes entre el número mínimo de lámparas CFL por fase y el número máximo de CFLs por fase (por ejemplo, si  $N_a = 4$ ,  $N_b = 6$  y  $N_c = 2$ , las relaciones son  $N_1 = 4/6$  y  $N_2 = 2/6$ ). Se puede observar que el rango de las relaciones  $N_1$  y  $N_2$  es de 0 a 1.

La figura 5.2 muestra la influencia del número de lámparas CFL por fase en la corriente del conductor neutro. Las relaciones  $ri_{nk}$  con  $k = 1, 5, 7 \dots$  son válidas para cualquier CFL porque dependen del número de lámparas por fase únicamente (es decir, solamente dependen de  $N_1$  y  $N_2$ ). La relación  $ri_n$  depende del número de lámparas y de sus relaciones  $b_z/b$  y  $b_{p-ng}/b$  desarrolladas en la sección 5.3, que, a su vez, dependen de los parámetros  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$ . Por lo tanto, la relación  $ri_n$  se ha trazado para un número específico de lámparas (es decir,  $N_1 = N_2 = 1/3$  y  $N_1 = N_2 = 2/3$ ) con  $t_d = 2,5$  ms y el rango de valores típicos de los parámetros  $\tau_1$  y  $\tau_2$ . A partir de estas figuras, puede observarse que

- Para un número diferente de las lámparas por fase,  $N_1 \neq 1$  y  $N_2 \neq 1$ , los armónicos de primer y quinto orden de la corriente del conductor neutro se incrementan con el aumento del desequilibrio de la carga (es decir, la diferencia entre el número de lámparas instaladas por fase). Las corrientes

armónicas de tercer orden del conductor neutro no dependen del número de lámparas por fase y son siempre tres veces el valor medio de la corriente armónica de fase, (5.23).

- El número de lámparas por fase tiene una gran influencia en el valor eficaz de la corriente del conductor neutro. Este valor eficaz aumenta con el incremento del desequilibrio de la carga (es decir, la diferencia entre el número de lámparas fluorescentes compactas por fase) y es igual a 3 cuando  $N_1 = N_2 = 0$  (es decir, con las lámparas conectadas en una sola fase).

A partir de (5.23), se puede señalar que las conclusiones relativas a las corrientes armónicas en el conductor neutro se pueden extender a cualquier tipo de CFL por fase debido a que la relación  $ri_{nk}$  depende solo del número de lámparas por fase. Por otra parte, las conclusiones sobre el valor eficaz de la corriente del conductor neutro solamente son válidas para las CFLs analizadas porque la relación  $ri_n$  depende de los cocientes  $b_2/b$  y  $b_{p-ng}/b$  y del número de lámparas por fase. Como ejemplo, los valores de la relación  $ri_n$  para las tres lámparas estudiadas, también se han colocado en la figura 5.2 (b) teniendo en cuenta un número de lámparas por fase que corresponden a  $N_1 = N_2 = 1/3$  y  $N_1 = N_2 = 2/3$ . En este ejemplo, los valores del parámetro  $t_d$  de las lámparas no son exactamente 2,5 ms (es decir,  $t_d = 2.46, 2.35$  y 2.43 para L1, L2 y L3, respectivamente).

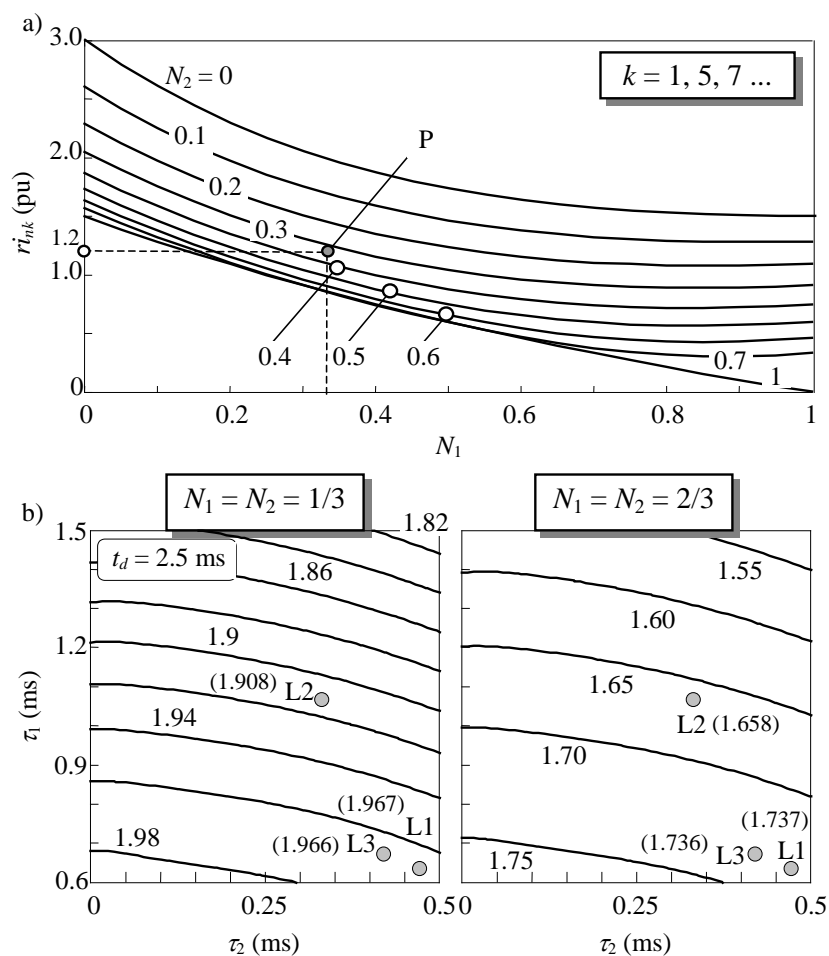


Figura 5.2. Influencia de la cantidad de CFLs por fase en la corriente del conductor neutro:  
a) Relación  $ri_{nk}$  para  $k = 1, 5, 7 \dots$  b) Relación  $ri_n$ .

## 5.5. ESTUDIO DEL LOS DIFERENTES TIPOS DE LAMPARAS CLF POR FASE

Si sólo consideramos la diferencia entre los parámetros de cada conjunto de lámparas fluorescentes compactas ( $K_{G, fm} = K_{G, f}$ ,  $K_{td, fm} = K_{td, f}$ ,  $K_{\tau_1, fm} = K_{\tau_1, f}$  y  $K_{\tau_2, fm} = K_{\tau_2, f}$  para  $f = a, b, c$  y  $m = 1$  a  $N_f$ ), las tensiones trifásicas son equilibradas ( $\underline{U}_a = U \angle \phi$ ,  $\underline{U}_b = \underline{a}^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = \underline{a} \underline{U}_a$  con  $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ ) y hay el mismo número de lámparas en cada fase ( $N_a = N_b = N_c = N$ ). En esta situación, los parámetros  $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$  y  $\tau_2$  (3.26) son diferentes para las lámparas de las diferentes fases, y esto es cierto para  $\underline{c}_{\eta\xi}$  y  $d_\xi$  (5.5), y por lo tanto para  $\underline{b}^{(k)}$  (5.6) y  $\underline{G}^{(k)} = G \cdot \underline{b}^{(k)}$  (5.3).

Teniendo en cuenta las condiciones anteriores, las corrientes armónicas de fase, (5.9), y las corrientes armónicas del conductor neutro, (5.10), se pueden escribir como

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_a^{(k)} \underline{U}_a^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_a^{(k)} \underline{U}_a^{(k)}, \\ \underline{I}_{Tb}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_b^{(k)} \underline{U}_b^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_b^{(k)} e^{-jk2\pi/3} \underline{U}_a^{(k)}, \\ \underline{I}_{Tc}^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_c^{(k)} \underline{U}_c^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{G}_c^{(k)} e^{jk2\pi/3} \underline{U}_a^{(k)}, \\ \underline{I}_n^{(k)} &= N \frac{j\omega_1}{\pi} \left( \underline{G}_a^{(k)} + e^{-jk2\pi/3} \underline{G}_b^{(k)} + e^{jk2\pi/3} \underline{G}_c^{(k)} \right) \underline{U}_a^{(k)}, \end{aligned} \quad (5.25)$$

que se pueden clasificar en los siguientes grupos de armónicos:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= \underline{G}_a^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tb}^{(k)} = \underline{a}^2 \underline{G}_b^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tc}^{(k)} = \underline{a} \underline{G}_c^{(k)} \underline{U}_N^{(k)} \\ \underline{I}_n^{(k)} &= \left( \underline{G}_a^{(k)} + \underline{a}^2 \underline{G}_b^{(k)} + \underline{a} \underline{G}_c^{(k)} \right) \underline{U}_N^{(k)} \quad k = 1, 7, \dots \\ \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= \underline{G}_a^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tb}^{(k)} = \underline{G}_b^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tc}^{(k)} = \underline{G}_c^{(k)} \underline{U}_N^{(k)} \\ \underline{I}_n^{(k)} &= \left( \underline{G}_a^{(k)} + \underline{G}_b^{(k)} + \underline{G}_c^{(k)} \right) \underline{U}_N^{(k)} \quad k = 3, 9, \dots \\ \underline{I}_{Ta}^{(k)} &= \underline{G}_a^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tb}^{(k)} = \underline{a} \underline{G}_b^{(k)} \underline{U}_N^{(k)}, \quad \underline{I}_{Tc}^{(k)} = \underline{a}^2 \underline{G}_c^{(k)} \underline{U}_N^{(k)} \\ \underline{I}_n^{(k)} &= \left( \underline{G}_a^{(k)} + \underline{a} \underline{G}_b^{(k)} + \underline{a}^2 \underline{G}_c^{(k)} \right) \underline{U}_N^{(k)} \quad k = 5, 11, \dots, \end{aligned} \quad (5.26)$$

donde

$$\underline{U}_N^{(k)} = N \frac{j\omega_1}{\pi} \underline{U}_a^{(k)}. \quad (5.27)$$

Las relaciones  $ri_{nk}$  y  $ri_n$  (5.11) se escriben como



$$ri_{nk} = 3 \frac{|\underline{G}_a^{(k)} + \underline{G}_b^{(k)} + \underline{G}_c^{(k)}|}{|\underline{G}_a^{(k)}| + |\underline{G}_b^{(k)}| + |\underline{G}_c^{(k)}|}, \quad ri_n = 3 \sqrt{\frac{\sum_k |\underline{G}_a^{(k)} + \underline{G}_b^{(k)} + \underline{G}_c^{(k)}|^2}{|\underline{G}_a| + |\underline{G}_b| + |\underline{G}_c|}}, \quad (5.28)$$

con

$$|\underline{G}_f| = \sqrt{\sum_k |\underline{G}_f^{(k)}|^2} = \sqrt{G_f^2 \sum_k |b_f^{(k)}|^2} \quad (f = a, b, c). \quad (5.29)$$

A partir de (5.28), es conveniente indicar que las relaciones dependen de las lámparas conectadas a las distintas fases (es decir, dependen de los parámetros  $G_f$ ,  $t_{df}$ ,  $\tau_{1f}$  y  $\tau_{2f}$  para  $f = a, b, c$ ). Por lo tanto, las múltiples combinaciones existentes de los parámetros que intervienen, impiden cualquier estudio numérico o gráfico que llegue a conclusiones generales acerca de la influencia de las diferentes CFLs por fase en la corriente del conductor neutro.

## 5.6. CONSIDERACIONES SOBRE LOS EFECTOS DE LA DIVERSIDAD Y ATENUACION EN EL ESTUDIO ANALITICO

Tal como ya se indicó anteriormente en el apartado 2.3.3, los efectos de la diversidad y la atenuación pueden ser factores importantes en la predicción de las corrientes armónicas inyectadas por cargas no lineales que comparten el mismo conductor. El estudio analítico de las secciones anteriores no considera estos efectos. El alcance de esta simplificación se analiza en esta sección.

El efecto de diversidad, significa que la corriente armónica neta inyectada por diferentes cargas no lineales conectadas al mismo conductor, puede reducirse en comparación con la obtenida de la suma aritmética de las contribuciones de cada carga no lineal. Esto se debe a la dispersión en los ángulos de fase de la corriente armónica de todas las cargas no lineales, lo cual puede originar la cancelación armónica parcial entre sus corrientes. Aunque este fenómeno puede ser estudiado con el modelo CFL de la sección 5.2, el efecto de la diversidad entre las corrientes armónicas de las CFL de la misma fase, no puede ser considerado en el estudio analítico de las secciones anteriores, porque las lámparas conectadas a cada fase, tienen los mismos parámetros característicos.

Con esta suposición es posible simplificar el estudio (es decir,  $i_{Tf} = N_f \cdot i_f$  con  $f = a, b, c$ ) sin perder mucha precisión en los resultados, ya que se ha verificado numéricamente que este efecto no es significativo para las lámparas con diferentes parámetros, especialmente para los armónicos de bajo orden. Esto es así, debido a que es difícil obtener la situación contrafase con las corrientes armónicas de las CFL, por lo que normalmente no se suelen cancelar, [24], [47].

El efecto de atenuación se produce cuando varias lámparas comparten una impedancia de fuente común,  $\underline{Z}_{th} = R_{th} + jX_{th} \approx jX_{th}$ . En este caso, el número de lámparas conectadas al conductor común afecta a la forma de onda de la tensión de alimentación e influye en las corrientes armónicas inyectadas por las CFLs mediante la reducción de sus magnitudes [47]. En el estudio analítico, las lámparas fluorescentes compactas comparten un conductor "rígido" (figura. 5.1), es decir, la impedancia de la fuente no se considera ( $\underline{Z}_{th} \approx jX_{th} = 0$ ), y, en principio, esto no permite la consideración del efecto de atenuación. Sin embargo, los resultados obtenidos pueden considerarse aceptables, ya que, como se mencionó en la sección 5.2, la influencia de las tensiones armónicas no es significativa para los niveles de distorsión habituales en los sistemas de potencia (por debajo del 2-3%) y el modelo proporciona resultados aceptables.

## 5.7. ENSAYOS EFECTUADOS

Para validar la precisión del estudio analítico desarrollado en las secciones anteriores, se han realizado cuatro pruebas con las lámparas CFLs descritas en [81] y [82]: L1P 11W (L1), L2P 14W (L2) y L4P 20W (L3) para comparar las mediciones experimentales y las simulaciones obtenidas con PSCAD/EMTDC a partir del modelo de "caja negra". Estas pruebas se realizaron con el sistema trifásico de cuatro hilos alimentado con tensiones sinusoidales (ver figura 5.1).

### 5.7.1. Ensayos experimentales

En los ensayos experimentales, las lámparas se alimentaron mediante un autotransformador de tensión ajustable (varivolt) de 6 kVA, 0 - 240 V, y se utilizó para medir las formas de onda de corriente y tensión, un osciloscopio digital YOKOGAWA DL 708 E con una frecuencia de muestreo de 20 kHz.

- **Ensayo 1** (condiciones equilibradas):
- Tensiones de alimentación trifásica:  $\underline{U}_a = 230 \angle 0^\circ \text{ V}$ ,  $\underline{U}_b = a^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = a \underline{U}_a$ .
- Número de lámparas fluorescentes compactas por fase:  $N_a = N_b = N_c = 2$ .
- CFLs: Las mismas lámparas fluorescentes compactas en todas las fases (L1, L2 o L3 correspondientes a test 1a, test 1b o test 1c, respectivamente).

Los resultados obtenidos, se muestran en la figura 5.3 donde se incluyen sólo las formas de onda correspondientes a la prueba 1a (para los ensayos 1b y 1c se obtienen resultados similares). Debe tenerse en cuenta que la relación  $ri_n$  de la prueba 1b es ligeramente más pequeña que las otras porque  $K_{\tau l}$  de la

lámpara L2 es más grande que  $K_{r1}$  de L1 y L3 (es decir, el impulso de corriente de L2 es ligeramente más estrecho que los impulsos de la corriente de L1 y L3).

- **Ensayo 2** (tensión de alimentación desequilibrada):
- Tensiones de alimentación trifásica:  $\underline{U}_p = 230\angle 0^\circ \text{ V}$ ,  $\underline{m}_{ng} = \underline{m}_z = 0.03\angle 60^\circ$  (5.20).
- Número de lámparas fluorescentes compactas por fase:  $N_a = N_b = N_c = 2$ .
- CFLs: L1 en todas las fases.

Los resultados se muestran en la figura 5.3. Cabe señalar que los valores eficaces del quinto y séptimo armónicos de la corriente (es decir, las relaciones  $ri_{n5}$  y  $ri_{n7}$ ) son las más afectadas, con respecto al caso equilibrado. Resultados similares se obtienen para las lámparas fluorescentes compactas L2 y L3.

- **Ensayo 3** (diferente número de CFLs por fase):
- Tensiones de alimentación trifásica:  $\underline{U}_a = 230\angle 0^\circ \text{ V}$ ,  $\underline{U}_b = \underline{a}^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = \underline{a} \underline{U}_a$ .
- Número de lámparas fluorescentes compactas por fase:  $N_a = 1$ ,  $N_b = 3$ ,  $N_c = 1$ .
- CFLs: L3 en todas las fases.

Los resultados se muestran en la figura 5.3. Comparando los resultados obtenidos con los de condiciones equilibradas, se observa una gran influencia del número de CFLs por fase sobre el valor eficaz de los armónicos de primer y quinto orden (relaciones  $ri_{nk}$  con  $k = 1, 5, \dots$ ) y sobre el valor eficaz de la corriente del conductor neutro (relación  $ri_n$ ). Los valores de las relaciones  $ri_{nk}$  ( $k = 1, 5, \dots$ ) son independientes de la CFL y se indican con el punto P en la figura 5.2 (a).

El valor de la relación  $ri_n$  depende de la CFL y se identifica con el punto L3 en la figura 5.2 (b). Se han obtenido resultados parecidos para las lámparas fluorescentes compactas L1 y L2.

- **Ensayo 4** (diferentes tipos de CFLs por fase):
- Tensiones de alimentación trifásica:  $\underline{U}_a = 230\angle 0^\circ \text{ V}$ ,  $\underline{U}_b = \underline{a}^2 \underline{U}_a$  y  $\underline{U}_c = \underline{a} \underline{U}_a$ .
- Número de lámparas fluorescentes compactas por fase:  $N_a = N_b = N_c = 2$ .
- CFLs: L1 en la fase  $a$ , L2 en la fase  $b$  y L3 en la fase  $c$ .

Los resultados de este ensayo, se muestran en la figura 5.3. Debe tenerse en cuenta que el desequilibrio debido a diferentes tipos de CFL afecta solo ligeramente a la corriente del neutro. Sin embargo, esta conclusión sólo es válida para la prueba considerada porque todas las relaciones dependen de los parámetros de las CFL y hay muchas situaciones de desequilibrio posibles.

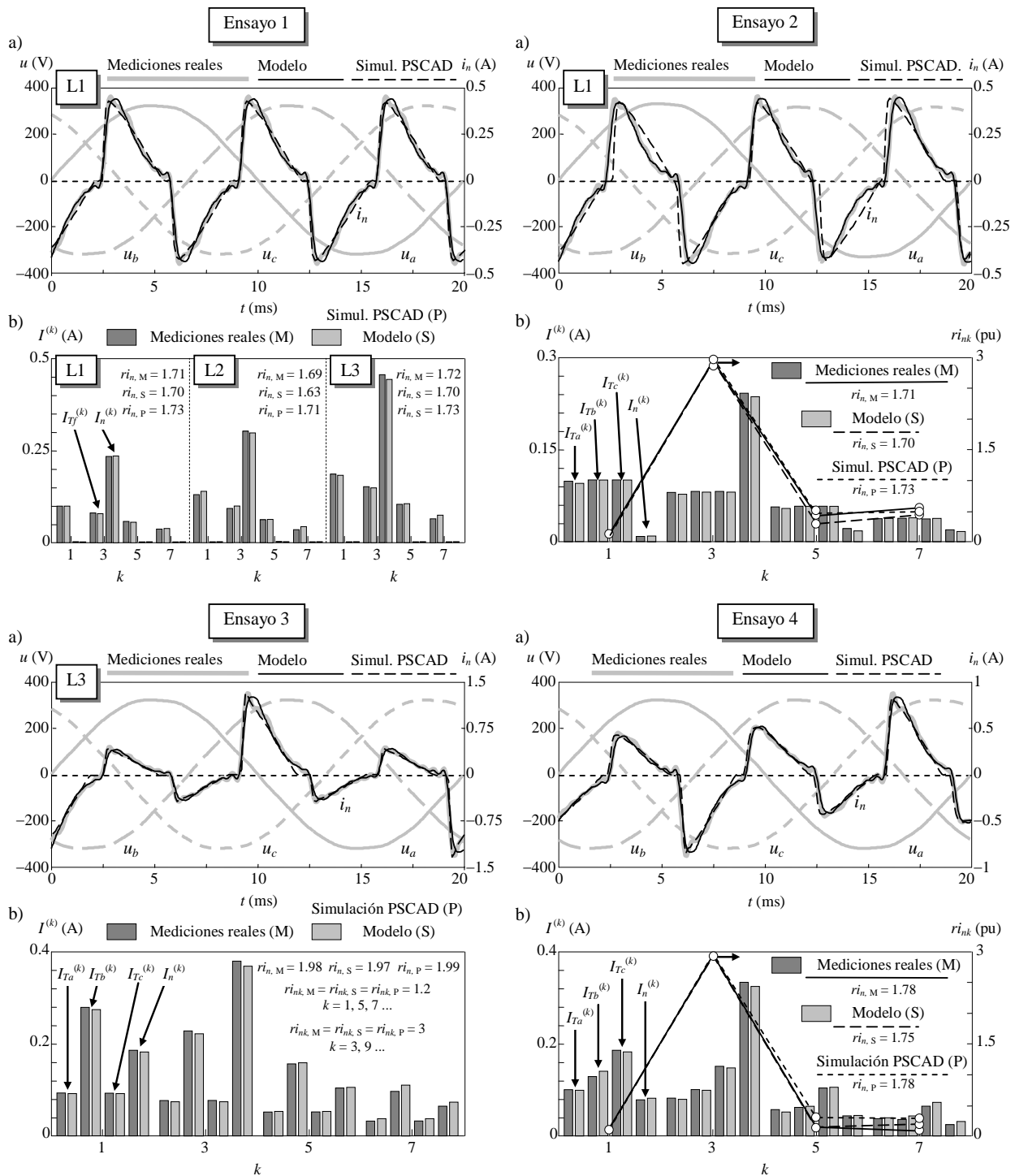


Figura 5.3. Resultados de los ensayos: a) Formas de onda. b) Espectro armónico.

Es conveniente destacar el buen ajuste de los resultados teóricos con las mediciones experimentales. Por lo tanto, si se conocen los parámetros del modelo de las CFL, las expresiones analíticas obtenidas en las secciones anteriores, constituyen una buena herramienta para el estudio de la corriente del conductor neutro.

### 5.7.2. Pruebas de simulación

Los resultados de las secciones anteriores, también han sido validados con la programación de herramientas personalizadas con el modelo de circuito equivalente de CFL propuesto en [24] y [25] mediante el software PSCAD / EMTDC [96] y la simulación de los sistemas trifásicos de cuatro hilos en los cuatro ensayos realizados.

El circuito equivalente se compone de un puente de diodos con una resistencia  $R$  de entrada en el lado de alterna y un condensador de filtrado en el de continua que alimenta al inversor y al tubo de la lámpara CFL, que puede ser modelado como una resistencia equivalente  $R_D$ .

Los parámetros eléctricos de las lámparas L1, L2 y L3 se estimaron, en este caso, mediante el ajuste de las formas de onda de la corriente medidas y simuladas con [24]-[26],

- Lámpara L1:  $R = 37.9 \Omega$ ,  $C = 2.95 \mu\text{F}$  y  $R_D = 7872 \Omega$ .
- Lámpara L2:  $R = 53.1 \Omega$ ,  $C = 3.71 \mu\text{F}$  y  $R_D = 5853 \Omega$ .
- Lámpara L3:  $R = 13.5 \Omega$ ,  $C = 5.93 \mu\text{F}$  y  $R_D = 4784 \Omega$ .

Los resultados de las simulaciones realizadas se muestran en la figura 5.3 y presentan un muy buen ajuste con los valores calculados en los apartados anteriores.

## 5.8. CONCLUSIONES

El trabajo desarrollado en este capítulo, analiza la corriente que circula por el conductor neutro en sistemas trifásicos de cuatro hilos con lámparas fluorescentes compactas a partir del modelo de doble exponencial "caja negra" propuesto en la sección 3.4. Se han desarrollado y obtenido novedosas expresiones analíticas en función del desequilibrio en la tensión de alimentación, del número de lámparas por fase y de diferentes tipos de CFL instaladas en cada fase, para calcular la intensidad de corriente por el conductor neutro.

Por otra parte, estas expresiones permiten el análisis de la influencia de los parámetros característicos de las CFLs y los factores de desequilibrio anteriormente indicados, sobre la corriente de neutro.

Se obtienen dos conclusiones principales, la forma de onda de la corriente de las lámparas CFL tiene un impacto muy significativo en la corriente de neutro (pulsos estrechos, pendientes pronunciadas y picos elevados, dan lugar a mayores corrientes por el neutro) y la influencia del número de lámparas fluorescentes compactas por fase en esta corriente no depende de los parámetros de las CFLs.

Los efectos de la diversidad y la atenuación no han sido considerados en el estudio. Sin embargo, los resultados obtenidos son buenos ya que los efectos anteriores tienen poco impacto en este estudio. Es difícil que tenga lugar una situación de contrafase con las corrientes armónicas de las CFLs y la influencia

de tensiones armónicas no es significativa para los niveles de distorsión habituales en sistemas de potencia (inferiores al 2%). Las expresiones teóricas obtenidas analíticamente, fueron validadas con mediciones y simulaciones mediante el software PSCAD / EMTDC.

## **Capítulo 6: Aportaciones, Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación**

## 6. APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

A continuación se describen las aportaciones más relevantes realizadas, las conclusiones obtenidas y las futuras líneas de investigación que pueden abrirse a partir de los trabajos realizados.

### 6.1. APORTACIONES

La presente tesis doctoral contribuye al estudio del problema armónico debido a cargas no lineales (en particular, CFLs) en las instalaciones eléctricas mediante el modelo de caja negra con las siguientes aportaciones:

- A partir de un estudio detallado de las lámparas fluorescentes compactas con reactancia electrónica y de baja potencia, se ha modelizado la onda de corriente absorbida por estas lámparas mediante un modelo de caja negra que tiene en cuenta solo las medidas de la tensión en los terminales de la carga y la corriente absorbida por la misma. Se ha propuesto como modelo de caja negra para caracterizar el comportamiento de las CFLs una función matemática dada por la diferencia de dos exponenciales y con cuatro parámetros característicos ( $G$ ,  $t_d$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ) observándose en todos los casos una buena precisión en el ajuste, pudiéndose generalizar a otras lámparas de este tipo [81] y [82].
- Se han determinado analíticamente las corrientes armónicas inyectadas por estas lámparas a partir de la forma compleja de las series de Fourier, cosa que permite incorporar el modelo en programas de flujo de carga armónico [82].
- Se ha propuesto un primer método de estimación de los parámetros del modelo basado en los valores medidos del *THD* y del factor de potencia y fijando la constante de tiempo  $\tau_2$  (flanco de subida); mediante la formulación matemática desarrollada, se determinan los parámetros  $t_d$  y  $\tau_1$  (tiempo de retraso y constante de tiempo del flanco de bajada). Finalmente el valor de la constante  $G$  (conductancia) se obtiene a partir del valor eficaz de la corriente y de la potencia activa absorbida en cada situación.
- En el marco del desarrollo del modelo propuesto, se han propuesto otros tres métodos de estimación que mejoran el inicialmente desarrollado. Estos métodos aplican algoritmos no lineales de mínimos cuadrados, a partir de los cuales se ha comprobado el ajuste en varias lámparas y para diversas tensiones de alimentación, obteniéndose resultados satisfactorios.
- Se han desarrollado y obtenido expresiones analíticas en función del desequilibrio en la tensión de alimentación, del número de lámparas por fase y de diferentes tipos de CFL instaladas en cada



fase, para calcular la intensidad de corriente por el conductor neutro en sistemas trifásicos de cuatro hilos [97].

- Mediante las expresiones matemáticas obtenidas, se ha efectuado el análisis de la influencia de los parámetros característicos de las CFLs y los factores de desequilibrio anteriormente indicados, sobre la corriente de neutro, siendo todo validado con mediciones y simulaciones mediante el software PSCAD / EMTDC.

## 6.2. CONCLUSIONES FINALES

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

- A partir del estudio del comportamiento de las lámparas fluorescentes compactas con reactancia electrónica de baja potencia (menos de 25W), a base de visualizar, analizar y simular las diferentes ondas eléctricas en diversas situaciones, se ha caracterizado y modelizado el tipo de onda de corriente absorbida por estas lámparas mediante una función matemática dada por la diferencia de dos exponenciales y cuatro parámetros, observándose en todos los casos una buena precisión en el ajuste, cosa que ha permitido la generalización a otras lámparas de este tipo.
- Los cuatro parámetros característicos de la función son  $(G, t_d, \tau_1, \tau_2)$ , esto es, la conductancia, el tiempo de retraso en la conducción y las constantes de tiempo en los flancos de bajada y subida de la onda de corriente, respectivamente, pueden ser estimados a partir de los valores medidos del valor eficaz de la corriente absorbida, de su  $THD$ , potencia activa y factor de potencia, obteniéndose buenos resultados para alimentaciones con tensión poco distorsionada ( $THD_V$  inferior al 3-4 %).
- Se ha efectuado el estudio del comportamiento de estas lámparas al variar la tensión de alimentación y después de efectuar los ensayos alimentándolas a tensiones decrecientes (de 240 V hasta 0 V) con onda de tensión prácticamente sinusoidal ( $THD_V < 3\%$ ) se ha observado que el factor de potencia aumenta al disminuir la tensión, mientras que la  $THD$  de la corriente disminuye significativamente debido al aplanamiento y ensanchamiento experimentado por la misma. En todos los casos estudiados, estas lámparas presentan un comportamiento capacitivo (potencia reactiva negativa).
- Se han propuesto tres métodos de estimación para reducir las limitaciones modelo. Estos métodos se basan en la aplicación de algoritmos no lineales de mínimos cuadrados al modelo llamado de "caja negra", que es una función analítica entre la forma de onda de la corriente absorbida y la tensión de alimentación. Para comprobar su validez, se han efectuado gran número de ensayos y medidas experimentales que en general corroboran la validez de las estimaciones. Aunque el

modelo no tiene en cuenta la interacción armónica, los métodos desarrollados, proporcionan buenos resultados para una baja distorsión armónica en la tensión de alimentación, que por otra parte es la situación más habitual en la mayoría de instalaciones.

- A partir del análisis de la corriente que circula por el conductor neutro en sistemas trifásicos de cuatro hilos con CFLs. Se han desarrollado y obtenido novedosas expresiones analíticas en función del desequilibrio en la tensión de alimentación, del número de lámparas conectadas por fase y de diferentes tipos de CFL instaladas en cada fase, para calcular la intensidad de corriente por el conductor neutro, constatándose la elevada sobre corriente que habitualmente aparece en estos casos, llegándose a superar fácilmente 1,7 veces la corriente de cada fase e incluso a 3 veces en el caso más desfavorable.
- Se concluye también que la forma de onda de la corriente de las lámparas CFL tiene un impacto muy significativo en la corriente de neutro (pulsos estrechos, pendientes pronunciadas y picos elevados, dan lugar a mayores corrientes por el neutro) esto es debido a la elevada presencia de los armónicos de orden 3 que como es sabido, se suman en el conductor neutro. Aunque los efectos de diversidad y atenuación no han sido considerados en el estudio, los resultados obtenidos son buenos ya que los efectos citados tienen poco impacto en estos casos ya que es difícil que tenga lugar una situación de contrafase con las corrientes armónicas de las CFLs y la influencia de tensiones armónicas no es significativa para los niveles de distorsión habituales en sistemas de potencia (por debajo del 2%).

### 6.3. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Las posibles líneas de investigación que han ido surgiendo en el desarrollo de la presente tesis y que pueden ser de interés, son las siguientes:

- Mejoras en el modelo desarrollado que incluya la interacción armónica en casos con tensión de alimentación altamente distorsionada.
- Análisis numérico del impacto sobre la calidad de la onda de tensión producido por la sustitución masiva de las lámparas de incandescencia por las lámparas CFLs en las instalaciones eléctricas.
- Aplicación del modelo a otras lámparas de características similares como los diferentes tipos de LED que cada vez tienen mayor presencia en instalaciones de iluminación tanto interior como exterior.
- Consideración del estudio de los modelos multi-exponenciales de "caja negra", como una alternativa interesante a tener en cuenta en futuros estudios para mejorar la caracterización estas formas de onda de la corriente consumida por las CFLs. La elección entre el modelo doble o

multi-exponencial debe encontrar un compromiso entre simplicidad y precisión en la representación de la forma de la corriente.

- Desarrollo de los modelos (y de sus procedimientos de estimación) para las CFLs y LEDs de mayor potencia y consecuentemente con ondas de corriente menos distorsionadas y con filtro valley-fill u otro tipo de filtros para armónicos.
- Incorporación de los factores de atenuación y diversidad al modelo de caja negra desarrollado para poder estudiar los fenómenos como la corriente de neutro con más precisión.

**Capítulo 7: Referencias**

## 7. REFERENCIAS

- [1] J. A. E. García Álvarez., “Asifunciona.com.” [Online]. Available: [http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af\\_incandesc/af\\_incandesc\\_1.htm](http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_incandesc/af_incandesc_1.htm). [Accessed: 09-Sep-2016].
- [2] “ArcLamps,” *Edison Tech Center*, 2015. [Online]. Available: <http://www.edisontechcenter.org/ArcLamps.html>. [Accessed: 12-Sep-2016].
- [3] M. Bellis, “‘The History of Fluorescent Lights’ . About.com. Consulta 14-09-16.” 2007.
- [4] “Inventing Six Modern Electric Lamps: Compact Fluorescent – The Challenge of Manufacturing,” *National Museum of American History*, 2013. [Online]. Available: <http://americanhistory.si.edu/lighting/20thcent/invent20.htm#in4>. [Accessed: 02-Jun-2017].
- [5] G. Segall, “Edward E. Hammer of Nela Park invented compact fluorescent light bulbs: news obituary. Consulta 18-09-16.,” *Sun Newspapers*, 2012.
- [6] M. Kanellos, “‘Father of the compact fluorescent bulb looks back’ . CNet News. Consulta 17-10-16.” 2007.
- [7] “Philips Tornado Asian Compact Fluorescent. Lamptech.co.uk. Consulta 20-08-16.” 2013.
- [8] R. Kane and H. Sell, “Revolution in lamps: a chronicle of 50 years of progress (2nd ed.),” *Fairmont Press. Inc.*, p. 189–190., 2001.
- [9] I. Garcia Sanjuan, “(adaptado de PFG Sistema de valoración de los proyectos de iluminación exterior),” *Universitat Politècnica de Catalunya*, 2013.
- [10] “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.,” 2012.
- [11] I. L. Azevedo, M. G. Morgan, and F. Morgan, “The Transition to Solid-State Lighting,” *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 3, no. 3, pp. 481–510, 2009.
- [12] “Light’s Labour’s Lost: Policies for Energy-efficient lighting in support of the G8 plan of action, International Energy Agency, France.,” 2006.
- [13] M. M. Aman, G. B. Jasmon, H. Mokhlis, and A. H. A. Bakar, “Analysis of the performance of domestic lighting lamps,” *Energy Policy*, vol. 52, pp. 482–500, Jan. 2013.
- [14] J. Molina, “Caracterización armónica de dispositivos de iluminación de eficiencia energética, Tesis Doctoral.,” *Universitat Politècnica de Catalunya*, 2014.
- [15] E. Commission, “Mercury in Compact Fluorescent Lamps.” [Online]. Available: [http://ec.europa.eu/health/scientific\\_committees/opinions\\_layman/mercury-in-cfl/en/mercury-cfl/](http://ec.europa.eu/health/scientific_committees/opinions_layman/mercury-in-cfl/en/mercury-cfl/)

- 2/1-mercury-tolerance.htm#0. [Accessed: 17-Mar-2017].
- [16] A. Heidemann, S. Hien, E. Panofski, and U. Roll, "Compact fluorescent lamps," *Sci. Meas. Technol. IEE Proc. A*, vol. 140, no. 6, pp. 429–434, 1993.
- [17] R. R. Verderber, O. C. Morse, and W. R. Alling, "Harmonics from compact fluorescent lamps," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 3, pp. 670–674, 1993.
- [18] N. Somchaiwong and E. Chaidee, "Comparison of power quality and luminous efficacy of commercial energy saving lamps in Thailand.," in *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2012 12th International Conference*, 2012, pp. 1800–1804.
- [19] F. V. Topalis, "Efficiency of energy saving lamps and harmonic distortion in distribution systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 4, pp. 2038–2042, 1993.
- [20] R. Arseneau and M. Ouellette, "The effects of supply harmonics on the performance of compact fluorescent lamps," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 473–479, Apr. 1993.
- [21] D. J. Pileggi, E. M. Gulachenski, C. E. Root, T. J. Gentile, and A. E. Emmanuel, "The effect of modern compact fluorescent lights on voltage distortion," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 3, pp. 1451–1459, Jul. 1993.
- [22] N. R. Watson, T. L. Scott, and S. Hirsch, "Implications for Distribution Networks of High Penetration of Compact Fluorescent Lamps," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 3, pp. 1521–1528, Jul. 2009.
- [23] F. N. Korovesis, G. A. Vokas, I. F. Gonos, and 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," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 4, pp. 1787–1793, Oct. 2004.
- [24] Z. Wei, N. R. Watson, and L. P. Frater, "Modelling of compact fluorescent lamps," in *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2008, pp. 1–6.
- [25] Z. Wei, "Compact Fluorescent Lamps Phase Dependency Modelling and Harmonic Assessment of Their Widespread Use in Distribution Systems. Master thesis of Engineering in Electrical and Computer Engineering University of Canterbury, Christchurch, New Zealand," 2009.
- [26] J. Yong, L. Chen, A. B. Nassif, and W. Xu, "A Frequency-Domain Harmonic Model for Compact Fluorescent Lamps," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 2, pp. 1182–1189, Apr. 2010.
- [27] A. Eltamaly and N. Alolah, "Criteria for Comparison of Energy Efficient Lamps," in *Energy Conference and Exhibition*, 2010, pp. 149–154.
- [28] R. Arseneau and M. Ouellette, "The effects of undervoltage on the performance of compact fluorescent systems," Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Houston, TX, 1992, pp. 1872-1879 vol.2. doi: 10.1109/IAS.1992.244548," 1992.

- [29] R. N. N. Do Prado, S. A. S. A. Bonaldo, M. C. M. C. Moreira, and D. L. R. D. L. R. Vidor, "Electronic ballast with a high power factor for fluorescent lamps," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1215–1220.
- [30] A. J. Calleja, J. M. Alonso, J. Ribas, E. L. Corominas, M. Rico-Secades, and J. Sebastian, "Design and experimental results of an input-current-shaper based electronic ballast," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 547–557, Mar. 2003.
- [31] Tsai-Fu Wu and Te-Hung Yu, "Off-line applications with single-stage converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 5, pp. 638–647, 1997.
- [32] M. A. Dalla Costa, R. N. Do Prado, A. R. Seidel, and F. E. Bisogno, "Performance analysis of electronic ballasts for compact fluorescent lamp," in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2001, vol. 1, pp. 238–243.
- [33] J. G. Mayordomo, L. F. Beites, R. Asensi, M. Izzeddine, and L. Zabala, "A new frequency domain arc furnace model for iterative harmonic analysis," *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 12, no. 4, pp. 1771–1778, 1997.
- [34] O. Boix, L. Sainz, and J. Pedra, "Harmonic interaction in capacitor rectifier loads," *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 10, no. 2, pp. 93–97, 2000.
- [35] A. Kelley and W. F. Yadusky, "Rectifier for minimum line-current harmonics and maximum power factor," *IEEE Power Electron. Trans.*, vol. 7, no. 2, pp. 332–341, 1992.
- [36] J. G. Mayordomo, A. Hernandez, R. Asensi, and L. F. Beites, "A unified theory of uncontrolled rectifiers, discharge lamps and arc furnaces. Part I: An analytical approach for normalized harmonic emission calculations," in *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings*, 1998, pp. 740–748.
- [37] A. Mansoor, W. M. Grady, R. S. Thallam, M. T. Doyle, S. D. Krein, and M. J. Samotyj, "Effect of supply voltage harmonics on the input current of single-phase diode bridge rectifier loads," *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 10, no. 3, pp. 1416–1422, 1995.
- [38] G. Carpinelli, F. Iacovone, P. Varilone, and P. Verde, "Single phase voltage source converters: Analytical modelling for harmonics analysis in continuous and discontinuous current conditions," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 23, no. 1, pp. 37–48, 2003.
- [39] J. Molina and L. Sainz, "Model of Electronic Ballast Compact Fluorescent Lamps," *Power Deliv. IEEE Trans.*, vol. 29, no. 3, pp. 1363–1371, 2014.
- [40] J. Molina and L. Sainz, "Compact Fluorescent Lamp Modeling for Large-Scale Harmonic Penetration Studies," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 3, pp. 1523–1531, 2015.
- [41] J. J. Mesas, L. Sainz, and J. Molina, "Parameter Estimation Procedure for Models of Single-Phase Uncontrolled Rectifiers," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 3, pp. 1911–1919, Jul. 2011.

- [42] “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.”
- [43] “Harmonic Emission Limits- Related Power Quality Requirements for lighting Equipment, ANSI C82.77, ene. 2002.”
- [44] “Requisitos de diseño ecológico para Lámparas de uso doméstico no direccionables, CE 244/2009.,” 2009.
- [45] “Energy Star Program Requirements for CFLs - Version 4.2. [En línea].” [Online]. Available: [http://www.energystar.gov/sites/default/files/specs//private/ENERGY\\_STAR\\_CFL\\_V4.3.pdf](http://www.energystar.gov/sites/default/files/specs//private/ENERGY_STAR_CFL_V4.3.pdf). [Accessed: 10-Apr-2017].
- [46] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2 - Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase), IEC-61000-3-2, 2005.”
- [47] T. M. Gruz, “A survey of neutral currents in three-phase computer power systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 4, pp. 719–725, 1990.
- [48] H.-L. Jou, J.-C. Wu, K.-D. Wu, W.-J. Chiang, and Y.-H. Chen, “Analysis of zig-zag transformer applying in the three-phase four-wire distribution power system,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1168–1173, 2005.
- [49] D. Paraiso, E. Ngandui, M. de Montigny, and P. Sicard, “Characterization of neutral and line current harmonics in three-phase computer power systems,” in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON*, 2005, p. 6.
- [50] F. Batrinu, “Experimental Evaluation of Unbalance and Distortion Indicators in Three-Phase Systems with Neutral,” in *2007 IEEE Lausanne Power Tech, Lausanne*, 2007, p. 1486–1491.
- [51] G. Chicco, P. Postolache, and C. Toader, “Analysis of Three-Phase Systems With Neutral Under Distorted and Unbalanced Conditions in the Symmetrical Component-Based Framework,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 1, pp. 674–683, 2007.
- [52] C. Demoulias, Z. Kampouri, and K. Gouramanis, “Natural canceling of current harmonics in office loads and its effect upon the transmission capacity of distribution cables,” in *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge*, 2008, pp. 2264–2269.
- [53] P. Rodriguez, I. Candela, S. Bogarra, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Cancellation of neutral current harmonics by using a four-branch star hybrid filter,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008*, 2008, pp. 1041–1047.
- [54] A.-C. Liew, “Excessive neutral currents in three-phase fluorescent lighting circuits,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 4, pp. 776–782, 1989.



- [55] J. J. M. Desmet, I. Sweertvaegher, G. Vanalme, K. Stockman, and R. J. M. Belmans, "Analysis of the neutral conductor current in a three phase supplied network with nonlinear single phase loads," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, 2001, vol. 39, no. 3, pp. 448–453.
- [56] L. Sainz, J. Pedra, and J. J. Mesas, "Study of neutral conductor current in three-phase networks with single-phase converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 21, no. 3, pp. 1466–1476, 2006.
- [57] J. A. Suárez, G. F. di Mauro, D. O. Anaut, and C. Agüero, "Parámetros que Afectan la Corriente de Neutro en Presencia de Armónicos," *Inf. Tecnológica*, vol. 21, no. 1, pp. 77–89, 2010.
- [58] Brugnioni M., "Efecto de las Cargas Distorsivas en las Redes de Distribución Eléctrica," in *Actas del Duodécimo Encuentro Regional Iberoamericano del CIGRÉ, Foz Do Iguazú, Brasil, 20 al 24 de mayo (2007)*, 2007, pp. 1–7.
- [59] R. Arthur and R. A. Shanahan, "Neutral Currents in Three Phase Wye Systems," in *IEEE, 7th. International Conference on Harmonics and Quality of Power, Las Vegas, USA, 1996*.
- [60] J. Schonek, "CT-202 Las peculiaridades del tercer armónico.," *schneider-electric*, 2001. [Online]. Available: <https://www.schneider-electric.es/es/download/document/CT-202-Z002/>.
- [61] D. Cadavid and L. Gallego., "Armónicos y problemas de 'power quality' en el conductor de neutro en sistemas trifásicos," *Sci. Tech.*, vol. 22, pp. 19–24, 2003.
- [62] "Energy Saving Potencial of Solid-State Lighting in General Illumination Applications, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy, 2012."
- [63] R. I. Diego-Garcia, "Análisis wavelet aplicado a la medida de armónicos, interarmónicos y subarmónicos en redes de distribución de energía eléctrica," Universidad de Cantabria, 2006.
- [64] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, and H. W. Beaty, *Electric Power Quality*. McGraw Hill, New York, 1996.
- [65] J. Arrillaga, N. R. Watson, and S. Chen, *Power System Quality Assessment*. John Wiley and Sons, Chichester, 2000.
- [66] M. H. J. Bollen, "What is Power Quality," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 5–14, 2003.
- [67] G. T. Heydt, "Electric Power Quality: a Tutorial Introduction," *IEEE Comput. Appl. Power*, vol. 11, pp. 15–19, 1998.
- [68] J. Arrillaga and M. H. J. Bollen, "Power Quality Following Deregulation," *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 2, pp. 246–261, 2000.
- [69] "Decisión del Consejo 2002/358/CE, de 25 de abril de 2002, relativa a la aprobación, en nombre de la Comunidad Europea, del Protocolo de Kyoto de la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático, DO L 130 de 15.5.2002.," 2002.

- [70] D. Chapman, "The Cost of Poor Power Quality," 2001.
- [71] M. F. McGranaghan and B. Roettger, "Economic Evaluation of Power Quality," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 22, no. 2, pp. 8–12, 2002.
- [72] "EN 50160 'Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems', November, 1999."
- [73] "IEEE Interharmonic Task Force, Cigré 36.05/CIRED 2 CC02 Voltage Quality Working Group, 'Interharmonics in Power Systems,'" 1997.
- [74] "IEEE Standard 519. IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," 1992.
- [75] V. E. Wagner, J. C. Balda, D. C. Griffith, A. McEachern, T. M. Barnes, D. P. Hartmann, D. J. Phileggi, A. E. Emmanuel, W. F. Horton, W. E. Reid, R. J. Ferraro, and W. T. Jewell, "Effects of Harmonics on Equipment," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 672–680, 1993.
- [76] "Ley 54/1997, de 27 de noviembre, Boletín Oficial del Estado, 28 de Noviembre de 1997."
- [77] "Real Decreto 1955/2000 de 1 de Diciembre, por el que se regulan las actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica. Boletín Oficial del Estado, 27 de Diciembre d."
- [78] "IEC Standard 61000-3-2. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase). November, 2005."
- [79] "IEC Standard 61000-3-4. IEC 61000: Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 4: Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. October, 1998."
- [80] R. N. do Prado, S. A. Bonaldo, M. C. Moreira, and D. L. R. Vidor, "Electronic ballast with a high power factor for fluorescent lamps," in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1215–1220.
- [81] J. Cunill-Sola and M. Salichs, "Study and Characterization of Waveforms From Low-Watt (<25W) Compact Fluorescent Lamps With Electronic Ballasts," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 4, pp. 2305–2311, Oct. 2007.
- [82] L. Sainz, J. Cunill-Sola, and J. J. Mesas, "Parameter estimation procedures for compact fluorescent lamps with electronic ballasts," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 95, pp. 77–84, Feb. 2013.
- [83] J. Cunill-Sola, J. J. Mesas and L. Sainz, "Low-watt compact fluorescent lamps with electronic ballasts," *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*,

- Malaga, 2011, pp. 1-5.
- [84] M. T. Chen and C. M. Fu, "Characteristics of fluorescent lamps under abnormal system voltage conditions," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 41, no. 2, pp. 99–107, 1997.
- [85] A. B. Nassif and J. Acharya, *An investigation on the harmonic attenuation effect of modern compact fluorescent lamps*. IEEE, 2008, pp. 1–6.
- [86] V. Cuk, J. F. G. Cobben, W. L. Kling, and R. B. Timens, "An analysis of diversity factors applied to harmonic emission limits for energy saving lamps," in *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010*, 2010, pp. 1–6.
- [87] 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. Ceccon, F. S. Dos Reis, and P. Ribeiro, "Nonlinear Loads Parameters Estimation and Modeling," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 937–942.
- [88] J. M. Maza-Ortega, A. Gómez-Expósito, J. L. Trigo-García, and M. Burgos-Payán, "Parameter estimation of harmonic polluting industrial loads," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 27, no. 9–10, pp. 635–640, Nov. 2005.
- [89] J. M. Maza-Ortega, A. G. Exposito, A. L. T. Garcia, and M. B. Payan, "A State Estimation Approach to Harmonic Polluting Load Characterization in Distribution Systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 20, no. 2, pp. 765–772, May 2005.
- [90] K. Levenberg, *A method for the solution of certain nonlinear problems in least squares*, vol. 2, no. 2. pp. 164–168.
- [91] D. W. Marquardt, *An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters*, vol. 11, no. 2. pp. 431–441.
- [92] G. A. Vokas, I. F. Gonos, F. N. Korovesis, and F. V. Topalis, "Influence of compact fluorescent lamps on the power quality of weak low-voltage networks supplied by autonomous photovoltaic stations," in *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*, 2001, vol. 1, p. 5.
- [93] J. J. M. Desmet, I. Sweertvaegher, G. Vanalme, K. Stockman, and R. J. M. Belmans, "Analysis of the neutral conductor current in a three-phase supplied network with nonlinear single-phase loads," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 587–593, May 2003.
- [94] M. Depenbrock and V. Staudt, "Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: A discussion," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 11, no. 2, pp. 89–90, 1996.
- [95] K. Holmström and J. Petersson, "A review of the parameter estimation problem of fitting positive exponential sums to empirical data," *Appl. Math. Comput.*, vol. 126, no. 1, pp. 31–61, Feb. 2002.

- [96] “PSCAD/EMTDC. User’s Manual Guide. Version 4, 2004, Manitoba HVDC Research Centre.,” 2004.
- [97] J. Cunill-Sola, L. Sainz, and J. J. Mesas, “Neutral conductor current in three-phase networks with compact fluorescent lamps,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 103, pp. 70–77, Oct. 2013.
- [98] “Circuitos S.A. Efectos de las cargas no lineales en las ondas de tensión y corriente,” 2016. [Online]. Available: <http://www.circuitos.es/es/formacion/armonicos-electricos/introduccion-a-la-compensacion-y-el-filtrado-de-perturbaciones>. [Accessed: 16-Mar-2016].
- [99] J. A. Suárez, “Medición de la Calidad de la Energía Distorsión Armónica. Mediciones Eléctricas I. Argentina.” Facultad de Ingeniería -UNMdP., pp. 1–165, 2017.
- [100] A. Mansoor, W. M. Grady, A. H. Chowdhury, and M. J. Samotyi, “An investigation of harmonics attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, no. 1, pp. 467–473, 1995.

**Apéndice**

## APÉNDICE: ALGUNOS DETALLES DE LOS ESTUDIOS PREVIOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES REALIZADOS

### A. ESTUDIO, VISUALIZACION Y SIMULACION DE LAS ONDAS DE LAS CFL DE BAJA POTENCIA

#### A.1.- Introducción

En este apéndice, se incluyen los detalles teóricos usados en el desarrollo de los modelos estudiados, así como de los equipos de laboratorio utilizados en los diversos ensayos y las simulaciones con programas informáticos realizadas a un gran número de lámparas existentes en el mercado. Estas investigaciones, han sido objeto de estudio especialmente en los trabajos iniciales de la tesis realizados conjuntamente con el Dr. Miquel Salichs.

#### A.1.1.- Aclaraciones sobre los armónicos

Empezaremos definiendo los conceptos de per cargas lineales y cargas no lineales. Las primeras son aquellas que alimentadas con una tensión sinusoidal, consumen una corriente también sinusoidal. En cambio, las no lineales alimentadas con una tensión sinusoidal, toman una corriente no sinusoidal, siendo diferentes la formas de onda de tensión y corriente, aunque esta última se mantiene periódica como la primera.

Para estudiar las ondas periódicas no sinusoidales, se emplean las series de Fourier que consisten en la descomposición de la onda en una suma de funciones seno y/o coseno con frecuencias múltiples de la onda fundamental llamadas componentes armónicas.

Si tenemos una función  $f(t)$  periódica, la podemos desarrollar en una serie infinita de funciones sinusoidales:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + a_h \cos h\omega_0 t + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + \dots + b_h \sin h\omega_0 t + \dots$$

De forma más compacta:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cdot \cos(h\omega t) + b_h \cdot \sin(h\omega t))$$

donde se tiene:

$a_0/2$  = valor medio de la función (normalmente cero en las ondas alternas)

$h$  = orden del armónico (número entero)

$\omega_0$  = pulsación o velocidad angular:  $\omega_0 = 2\pi f$

$a_h, b_h$  = coeficientes de las series, amplitudes de las componentes rectangulares.

A los términos seno y coseno múltiples enteros de  $\omega_0$  se les llama armónicos de orden  $h$ , así se tiene el segundo armónico, tercer armónico, ... que tienen frecuencias del doble y el triple ( $2\omega_0, 3\omega_0$ ). Los términos correspondientes a  $h=1$  se conocen con el nombre de primer armónico o fundamental.

Como ejemplo podemos ver la onda distorsionada de la figura A1 descompuesta en cinco ondas seno, la fundamental más cuatro armónicos.

Si en una onda los semiperíodos positivos son iguales (y de signo contrario) a los negativos decimos que hay simetría de semionda y no aparecen los armónicos pares, este es un caso muy frecuente en ondas de corriente eléctrica.

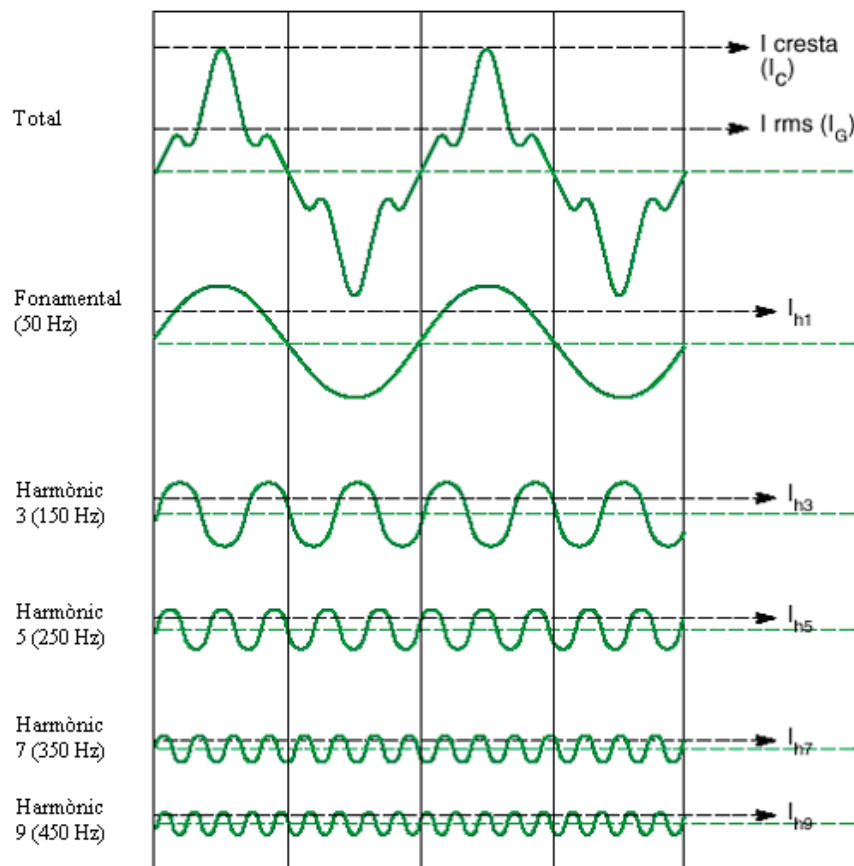


Fig. A1. Onda de corriente no sinusoidal descompuesta en su fundamental y 3<sup>er</sup>, 5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup> y 9<sup>e</sup> armónicos. (fuente Shneiderelectric)

### A.2.2.- Valor eficaz y factores de distorsión.

El valor eficaz de una tensión o de una corriente distorsionada, se puede calcular a partir de los valores eficaces de sus armónicos (incluyendo la fundamental) mediante las expresiones:

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \quad I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}$$

Para medir la presencia de un determinado armónico, se define la distorsión armónica (HD, Harmonic Distortion) como la relación entre el valor eficaz de la componente armónica y el valor eficaz de la fundamental.

$$HD_{Vh} = \frac{V_h}{V_1} \quad HD_{Ih} = \frac{I_h}{I_1}$$

El parámetro más utilizado en América es la distorsión armónica total THD (Total Harmonic Distortion), definida como la relación entre el valor eficaz del conjunto de las componentes armónicas y el valor eficaz de la componente fundamental.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}$$

En cambio en Europa se utiliza el llamado factor de armónicas o índice de distorsión DIN (de las normas alemanas) que relaciona el valor eficaz de las armónicas con el de la señal completa, esto es:

$$FA_V = DIN_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V} \quad FA_I = DIN_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I}$$

También se define el factor de onda fundamental, como la relación entre los valores eficaces de la componente fundamental y de toda la onda.

$$FF_V = \frac{V_1}{V} \quad FF_I = \frac{I_1}{I}$$

Cuando la componente continua no existe, cosa bastante habitual en redes de potencia, se cumple:

$$FA^2 + FF^2 = 1; \quad FA = \frac{THD}{\sqrt{1+THD^2}}; \quad THD = \frac{FA}{\sqrt{1-FA^2}}$$

En resumen, cuando una onda es una senoide perfecta, la THD y el FA son cero, siendo FF la unidad; cuanto más alta sea la distorsión, mayores serán los parámetros THD y FA, y menor el FF.



En general la distorsión en la onda de tensión es un valor bajo, en cambio la distorsión en la onda de corriente puede alcanzar valores muy elevados.

Veamos unos datos indicativos:

### Tensiones

$THD_V < 5\%$  → Normal, sin riesgo de mal funcionamiento en los equipos.

$5\% < THD_V < 8\%$  → Distorsión armónica significativa. Pueden aparecer funcionamientos incorrectos en los equipos.

$THD_V > 8\%$  → Distorsión armónica importante. Pueden aparecer funcionamientos incorrectos en los equipos con alta probabilidad. Es necesario un sistema de atenuación.

### Corrientes

$THD_I < 10\%$  → Normal, prácticamente no hay riesgo de mal funcionamiento en los equipos.

$10\% < THD_I < 50\%$  → Distorsión armónica significativa. Pueden aparecer funcionamientos incorrectos en los equipos.

$THD_I > 50\%$  → Distorsión armónica importante. Pueden aparecer funcionamientos incorrectos en los equipos con alta probabilidad. Es necesario un profundo análisis e instalación de un sistema de atenuación.

## A.2.- Visualización de las ondas.

Mediante un osciloscopio se ha visualizado la onda de corriente indirectamente, intercalando una resistencia de  $1\ \Omega\ 4\ W$ , en serie con el circuito y conectando el canal 1 y la masa del osciloscopio entre los terminales de la resistencia (en realidad se mide la tensión en los bornes de  $R$ ).

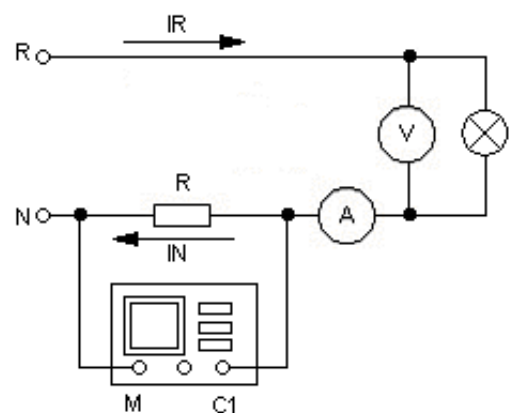
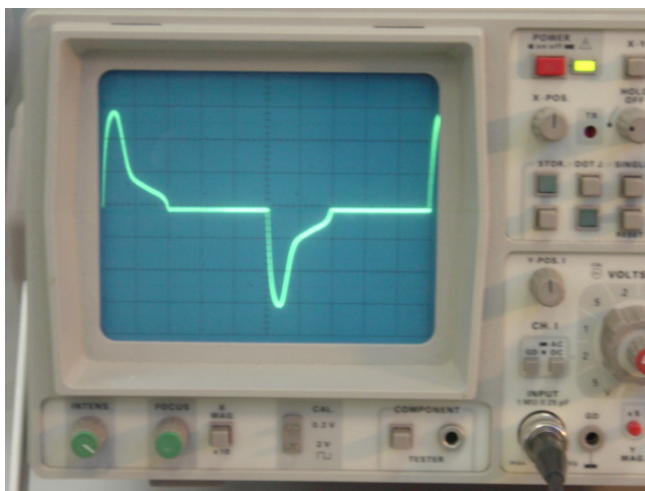


Fig. A2. Onda de corriente de la lámpara y esquema eléctrico correspondiente

Si ahora se conectan dos lámparas iguales entre las fases R y S y el neutro y se mide la corriente del neutro, por la primera ley de Kirchhoff se cumplirá que  $i_n = i_r + i_s$ , o sea la suma de las dos ondas (desfasadas un tercio de período, pero no sinusoidales), así se obtiene la onda de la figura A3.

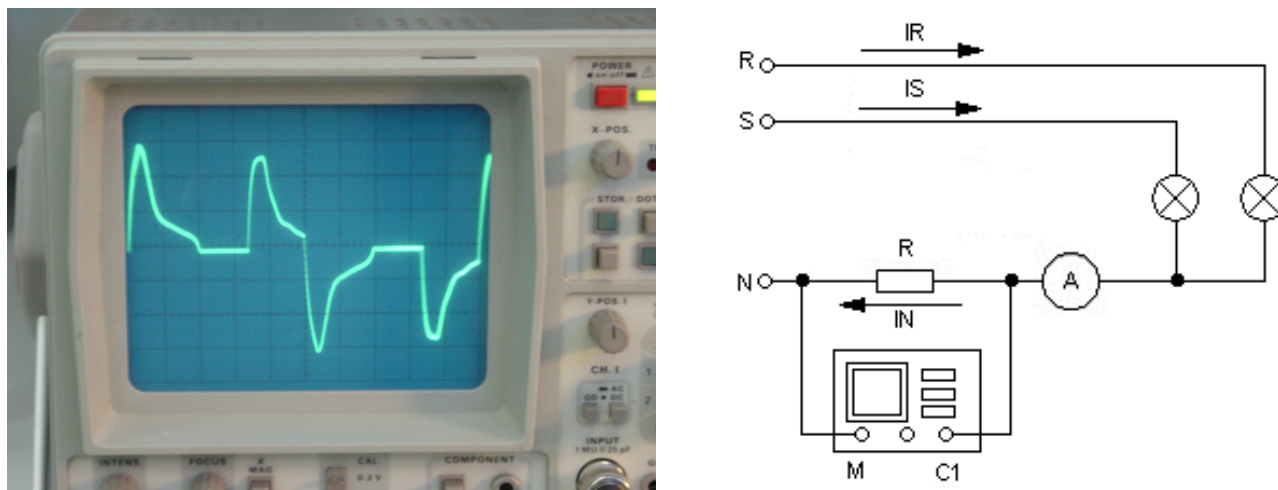


Fig. A3. Esquema eléctrico y onda de corriente por el neutro caso de dos CFLs.

Si finalmente se conectan tres lámparas, cada una entre una fase y el conductor neutro, la carga estará en estrella y equilibrada. Si la carga fuera lineal (corriente sinusoidal), tendríamos la suma de tres ondas tipo seno de la misma amplitud y desfasadas un tercio de período, siendo nula la corriente total por el conductor neutro. En nuestro caso, debido a la elevada distorsión de las ondas de corriente, vemos que no tan solo no es cero la corriente sino que es superior al de cada fase. La explicación de este fenómeno se halla en la presencia de armónicos múltiplos de tres, los llamados “triplens”, que se suman en el neutro al estar todos ellos en fase.

En las instalaciones trifásicas, normalmente se reparten las cargas y si estas son lineales hacen que por el neutro circule poca corriente, por este motivo, incluso reglamentariamente se pone este conductor de inferior sección a la de las fases.

Vemos que en el caso analizado se ha de sobredimensionar la sección del neutro superando incluso la de las fases para no tener problemas de sobrecargas que pueden originar sobrecalentamiento y llegar, en situaciones extremas a la fusión del conductor.

### A.3.- Obtención de datos con un analizador.

Para tener más precisión y hacer un estudio más riguroso de estos dispositivos, se ensaya nuevamente el comportamiento de la lámpara, con un analizador de señales de alta precisión, que permite

almacenar un elevado número de puntos (en soporte magnético), tanto de la onda de tensión aplicada (que tampoco será una senoide perfecta) como de la corriente absorbida por la misma.

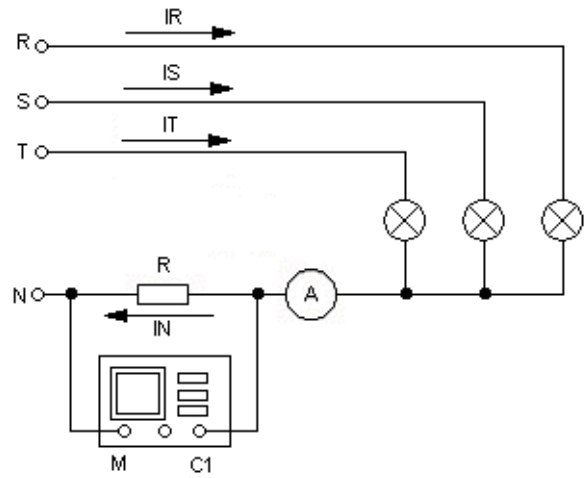
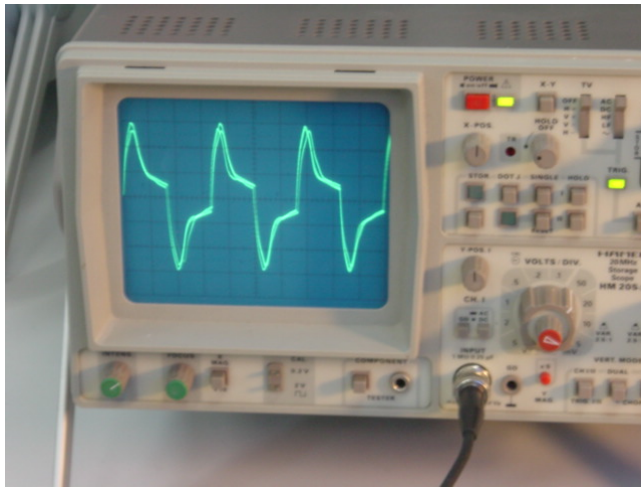


Fig. A4. Esquema eléctrico y onda de corriente por el neutro caso de tres CFLs conectadas a cada fase.

Esto nos permite, mediante una hoja de cálculo tipo Excel, obtener con mayor precisión los valores eficaces de tensión y corriente y la potencia activa correspondiente, estos son respectivamente 239'94 V, 98'91 mA i 14'86 W; valores que se ajustan bastante bien a las especificaciones del fabricante (lámpara analizada L2P 14W de la tabla 3.1).

El analizador también permite obtener una salida gráfica en papel de las señales (figura A5).

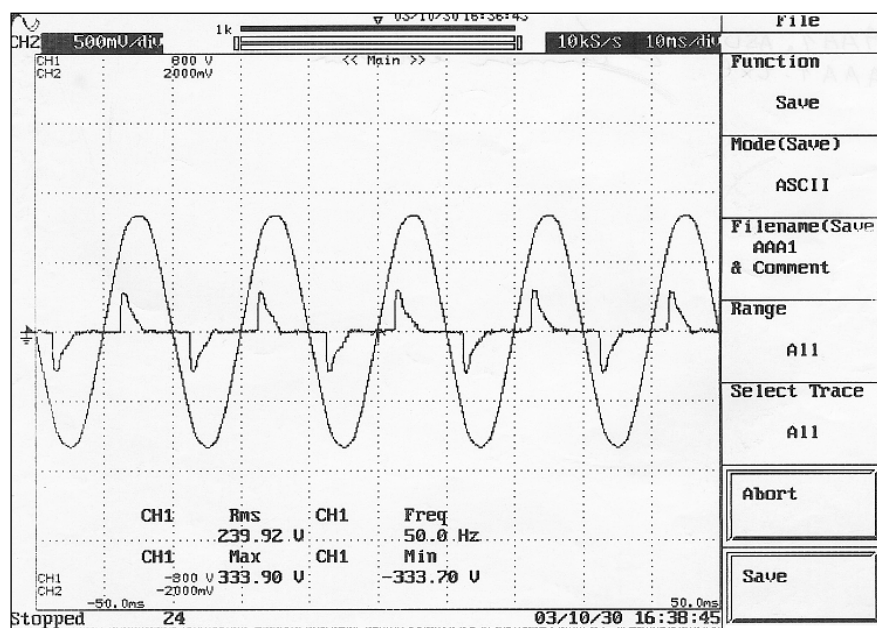


Fig. A5. Ondas de tensión y corriente obtenidas del analizador

Con los valores numéricos obtenidos, se pueden dibujar las ondas de tensión, corriente y potencia de la lámpara (figuras A6 a A8).

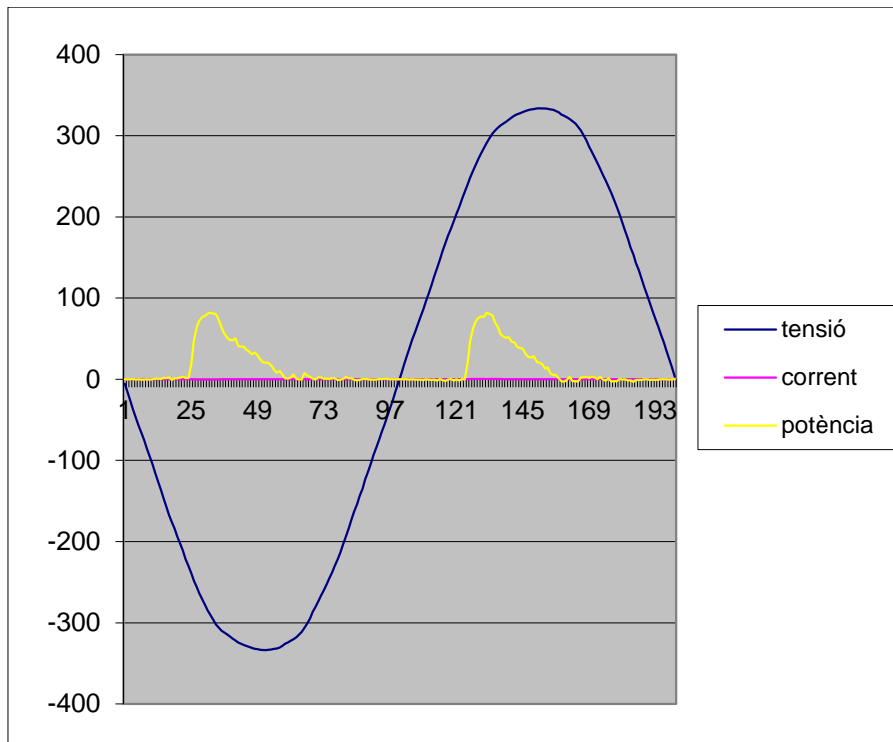


Fig. A6. Ondas de tensión y potencia obtenidas de los valores numéricos (del Excel)

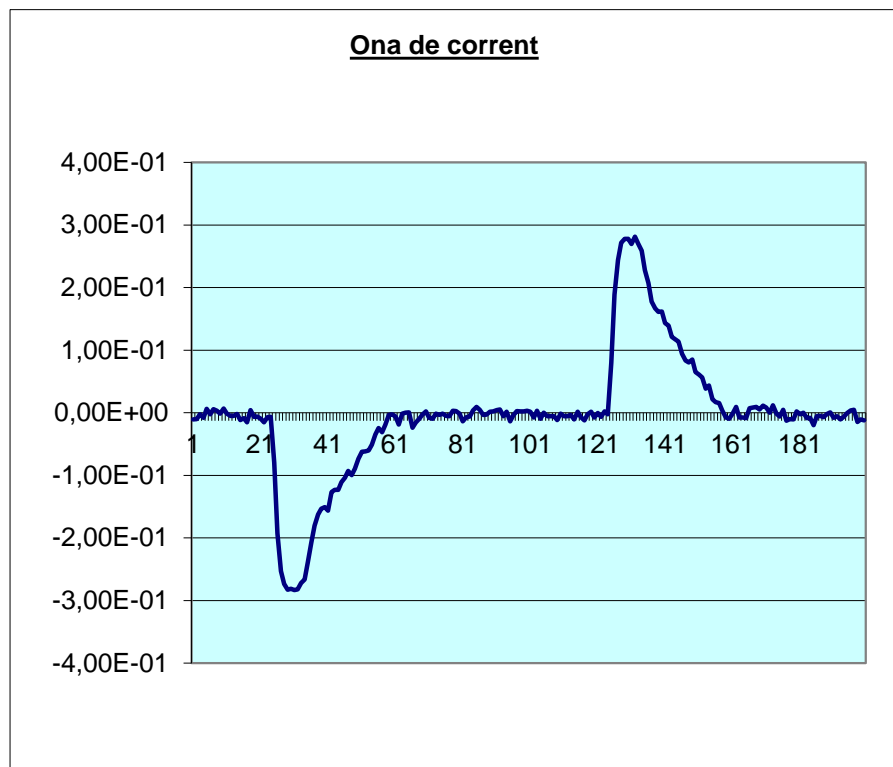


Fig. A7. Onda de corriente obtenida de los valores numéricos

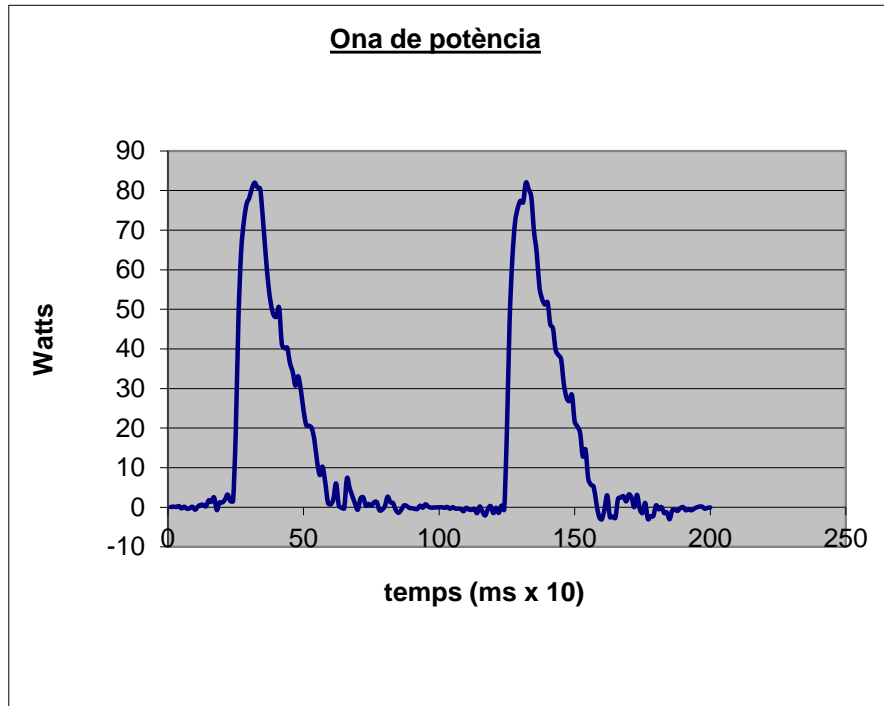


Fig. A8. Onda de potència (producto de  $v(t)$  por  $i(t)$ )

**A.4.- Estudio y modelización de la onda de corriente.**

Se observa que la corriente absorbida por una lámpara CFL con excitación sinusoidal (con notación seno) y a lo largo del primer semiperíodo es la de la figura A9. La onda es completa con simetría de semionda (solamente contiene armónicas impares).

En un semiperíodo la corriente absorbida presenta la forma de la figura (lineal a tramos) donde se representan los puntos significativos siguientes:

$$\begin{aligned}
 &P_0(0,0) \ ; \ P_1(t_1, i_1 = 0) \ ; \ P_2(t_2, i_2) \\
 &P_3(t_3, i_3 = i_2) \ ; \ P_4(t_4, i_4) \ ; \ P_5(t_5, i_5 = 0) \\
 &P_6(0,0)
 \end{aligned}$$

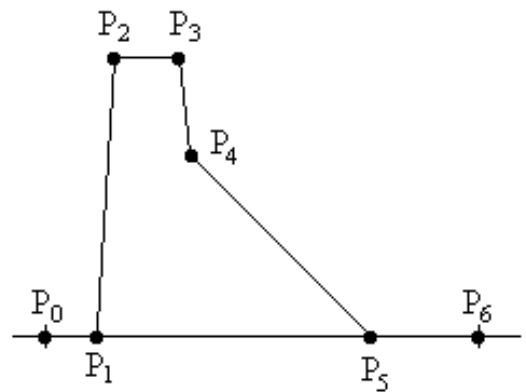


Fig. A9. Onda de potencia (producto de  $v(t)$  por  $i(t)$ )

Si notamos la función representada a la figura por  $g(t)$ , entonces la corriente absorbida es la prolongación periódica,  $(g_P(t))$  con período  $T$ ; semiperíodo,  $P_0, P_6$  de,  $g(t) - g\left(t - \frac{T}{2}\right)$

El desarrollo de Fourier

Sean  $p_1, \dots, p_6$  las pendientes de las rectas,  $P_0, P_1, \dots, P_5, P_6$ , Luego se tienen,

$$a_h = -\frac{T}{\pi^2} \cdot \frac{1}{h^2} \sum_m (p_{m+1} - p_m) \cos(h\alpha_m)$$

$$b_h = -\frac{T}{\pi^2} \cdot \frac{1}{h^2} \sum_m (p_{m+1} - p_m) \sin(h\alpha_m).$$

o bien, con notación exponencial,

$$c_h = a_h - jb_h = -\frac{T}{\pi^2} \cdot \frac{1}{h^2} \sum_m (p_{m+1} - p_m) \exp(-jh\alpha_m),$$

donde,  $\alpha_m = 2\pi \frac{t_m}{T}$  ;  $h = 1, 3, 5, \dots$

El valor eficaz

No resulta difícil llegar a la expresión,

$$I_L^2 = \frac{2}{T} \left\{ \frac{1}{3} i_2^2 (t_2 - t_1) + i_2^2 (t_3 - t_2) + \frac{1}{3} (i_3^2 + i_3 i_4 + i_4^2) (t_4 - t_3) + \frac{1}{3} i_4^2 (t_5 - t_4) \right\}.$$

Datos

Con los tiempos en ms y las corrientes en mA, tenemos (prescindiendo de los puntos  $P_0 (0,0)$  y  $P_6 (10,0)$ ),

$$P_1(2.2,0); P_2(2.7,280); P_3(3.2,280); P_4(3.7,160); P_5(6.0,0)$$

Las sucesivas pendientes son,

$$p_1 = 0.0; p_2 = 560; p_3 = 0.0; p_4 = -240; p_5 = -69.565; p_6 = 0.0$$

y los diferentes ángulos ( $\alpha_m$ ;  $m = 1, \dots, 5$  expresados en grados),

$$\alpha_1 = 39.6^\circ; \alpha_2 = 48.6^\circ; \alpha_3 = 57.6^\circ; \alpha_4 = 66.6^\circ; \alpha_5 = 108.0^\circ$$

Nota

Sea un tramo de recta pasando por los puntos,  $(t_1, a_1)$ ,  $(t_2, a_2)$ ,  $t_2 > t_1$ . El volumen engendrado por la citada recta al girar alrededor del eje de abscisas es,

$$a_1 + \frac{a_2 - a_1}{t_2 - t_1} (t_0 - t_1) = 0 \rightarrow t_0 - t_1 = -\frac{a_1}{a_2 - a_1} (t_2 - t_1),$$

y por tanto,

$$\begin{aligned} Vol &= \frac{1}{3} \pi a_1^2 (t_0 - t_1) - \frac{1}{3} \pi a_2^2 (t_0 - t_2) = \frac{1}{3} \pi \left\{ -\frac{a_1^3}{a_2 - a_1} (t_2 - t_1) + \frac{a_2^3}{a_2 - a_1} (t_2 - t_1) \right\} = \\ &= \frac{1}{3} \pi \frac{a_2^3 - a_1^3}{a_2 - a_1} (t_2 - t_1) = \frac{1}{3} \pi (a_2^2 + a_1 a_2 + a_1^2) (t_2 - t_1). \end{aligned}$$

En nuestro caso se obtienen los resultados indicados en la tabla A1,

$$\underline{c}_h = a_h - j b_h = c_h \angle \delta_h$$

$$i_L(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum \underline{c}_h \exp(j\omega t) \right\} = \sum c_h \cos(\omega_h t + \delta_h) = \sum c_h \sin(\omega_h t + \phi_h)$$

$a_h$	$b_h$	$EF_h$ (mA)	$\phi_h$ (rad)	Observaciones
0.04307	0.087472	68.943	0.45754	$h = 1, 3, 5, \dots$ $EF_h = \frac{1}{\sqrt{2}} c_h = \frac{1}{\sqrt{2}}  a_h - j b_h $ $\phi_h = \phi(b_h + j a_h) = \phi(j \underline{c}_h)$ El desarrollo de Fourier se escribe así, $\sum \sqrt{2} \cdot EF_h \sin(\omega_h t + \phi_h)$
-0.073719	-0.010641	52.667	-1.7141	
0.021903	-0.038647	31.411	2.6259	
0.025761	0.013466	20.554	1.0891	
-0.0138	0.022087	18.416	-0.55845	
-0.013842	-0.013943	13.892	-2.3598	
0.0098238	-0.0088425	9.346	2.3036	
0.0065836	0.0076659	7.1399	0.71024	
-0.0052258	0.003749	4.5478	-0.94848	
-0.003161	-0.0021363	2.6977	-2.1651	

Tabla A1. Valores numéricos de la descomposición armónica de la corriente

El valor eficaz de la corriente de la lámpara será:

$$I_L^2 = \frac{2}{20} \left( \frac{1}{3} 280^2 \cdot 0.5 + 280^2 \cdot 0.5 + \frac{1}{3} (280^2 + 280 \cdot 160 + 160^2) \cdot 0.5 + \frac{1}{3} 160^2 \cdot 2.3 \right)$$

$$I_L = 98.33 \text{ mA.}$$

También a partir de los valores eficaces de los 10 primeros armónicos (tercera columna), tendremos,

$$I_L = \sqrt{\sum_h EF_h^2} = \sqrt{68.943^2 + \dots + 2.6977^2} = 98.16 \text{ mA.}$$

Se pueden hallar igualmente la distorsión armónica individual (HD) y la distorsión armónica total (THD),

La  $HD$  para el tercer armónico será:

$$HD_{I_3} = \frac{I_3}{I_1} = \frac{52.667}{68.943} = 0.7639,$$

el 76.39 % de la fundamental.

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \approx \frac{69.867}{68.943} = 1.0134,$$

el 101.34 % de distorsión armónica total

### A.5.- Simulación mediante el programa Pspice.

Empleando el programa de simulación de circuitos Pspice se han estudiado las ondas y los diferentes parámetros trabajando con los valores medidos reales y con los obtenidos a partir de la modelización de la onda de corriente.

Los resultados de la modelización se ajustan muy bien a los medidos. El programa Pspice permite también mediante la transformada rápida de Fourier (FFT), obtener los componentes de las series de Fourier tanto de la onda de corriente como de la de tensión aplicada a la lámpara.

Para introducir los puntos reales de las ondas, se han definido unas librerías con los datos numéricos obtenidos a partir del analizador.

Las instrucciones entradas al programa Pspice son las indicadas a continuación.

```
* Lineal a trams. Excitació sinusoidal
* -----
.param fr=50 u=240 um={sqrt(2)*u}
*
vg 10 0 sin (0 {um} {fr})
vlamp_t 10 20
xla 20 0 PR1
*
xlex 40 0 EX
vlamp 40 50
xlamp 50 0 LAMP
*
.four 50Hz 15 i(xla.i_lab) i(xlamp.i_lab)
* -----
.tran 100u 40m 0 100u skipbp
.lib lamp-1.lib
.lib lamp-ex-1.lib
.probe v(vg) v(40) i(vlamp) i(vlamp_t)
* -----

.subckt PR1 1 2
```



```

i_lab 1 2 pwl time_scale_factor=1m value_scale_factor=1m
+   repeat forever
+   0 0 2.2 0 2.7 280 3.2 280 3.7 160 6 0 10 0
+   12.2 0 12.7 -280 13.2 -280 13.7 -160 16 0 20 0
+   endrepeat
* -----
.ends
* -----
.end
    
```

Los resultados numéricos obtenidos haciendo el análisis de Fourier han sido, para los valores reales medidos y para la onda modelizada, los siguientes:

Valores medidos (reales)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(xlamp.i\_lab)

DC COMPONENT = -3.175492E+00

HARMONIC N°	FREQ (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORM COMPONENT	PHASE (DEG)	NPH (DEG)
1	5.000E+01	9.631E+01	1.000E+00	-1.534E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	2.239E-01	2.325E-03	-9.817E+01	2.086E+02
3	1.500E+02	7.370E+01	7.652E-01	8.157E+01	5.418E+02
4	2.000E+02	1.305E+00	1.355E-02	-1.641E+02	4.495E+02
5	2.500E+02	4.791E+01	4.975E-01	-2.908E+01	7.379E+02
6	3.000E+02	1.848E+00	1.919E-02	5.473E+01	9.751E+02
7	3.500E+02	2.814E+01	2.921E-01	-1.239E+02	9.499E+02
8	4.000E+02	7.635E-01	7.927E-03	-1.470E+02	1.080E+03
9	4.500E+02	2.464E+01	2.559E-01	1.496E+02	1.530E+03
10	5.000E+02	8.537E-01	8.863E-03	-5.107E+01	1.483E+03
11	5.500E+02	2.080E+01	2.159E-01	4.161E+01	1.729E+03
12	6.000E+02	1.208E+00	1.254E-02	-3.171E+01	1.809E+03
13	6.500E+02	1.418E+01	1.472E-01	-5.322E+01	1.941E+03
14	7.000E+02	7.222E-01	7.498E-03	-1.789E+02	1.969E+03
15	7.500E+02	1.225E+01	1.271E-01	-1.327E+02	2.168E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.034011E+02 PERCENT

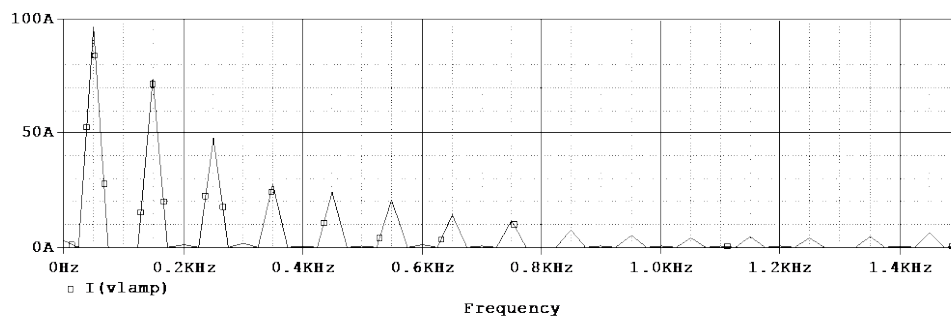


Fig. A10. Espectro armónico onda de corriente real

Valores onda modelizada (lineal a tramos)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(xla.i\_lab)

DC COMPONENT = -5.462942E-09

HARMONIC N°	FREQ (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORM COMPONENT	PHASE (DEG)	NPH (DEG)
1	5.000E+01	9.751E-02	1.000E+00	2.622E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	9.384E-09	9.623E-08	1.443E+02	9.185E+01
3	1.500E+02	7.454E-02	7.644E-01	-9.821E+01	-1.769E+02
4	2.000E+02	5.556E-09	5.698E-08	3.261E+01	-7.225E+01
5	2.500E+02	4.451E-02	4.565E-01	1.505E+02	1.938E+01
6	3.000E+02	4.603E-09	4.721E-08	-3.125E+01	-1.885E+02
7	3.500E+02	2.919E-02	2.993E-01	6.240E+01	-1.211E+02
8	4.000E+02	7.233E-09	7.418E-08	-1.346E+02	-3.443E+02
9	4.500E+02	2.622E-02	2.689E-01	-3.200E+01	-2.679E+02
10	5.000E+02	6.351E-09	6.514E-08	1.070E+02	-1.552E+02
11	5.500E+02	1.984E-02	2.035E-01	-1.352E+02	-4.236E+02
12	6.000E+02	4.253E-09	4.361E-08	3.168E+01	-2.829E+02
13	6.500E+02	1.340E-02	1.375E-01	1.320E+02	-2.088E+02
14	7.000E+02	7.656E-09	7.852E-08	-6.007E+01	-4.271E+02
15	7.500E+02	1.029E-02	1.055E-01	4.069E+01	-3.525E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.012958E+02 PERCENT

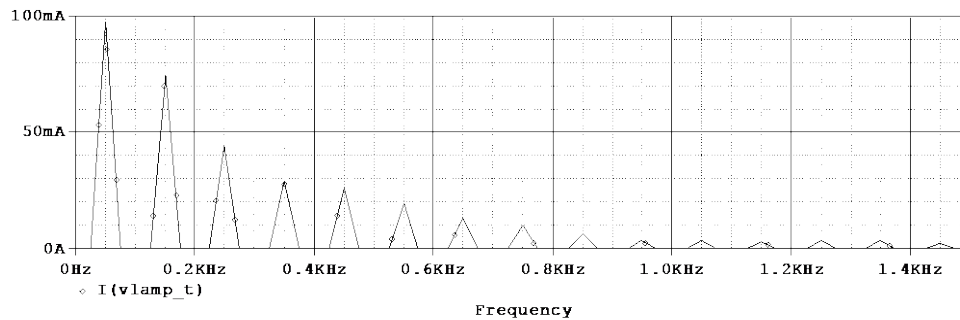


Fig. A11. Espectro armónico onda de corriente modelizada

Vemos que la distorsión armónica total (*THD*) obtenida con Pspice es:

Onda medida: 103.40 %

Onda modelizada: 101.30 %

Valores realmente muy parecidos, esto indica que la modelización se ajusta con buena precisión a la onda real de la corriente absorbida.

Si hacemos la descomposición armónica de la onda de corriente hasta el armónico 13, obtenemos las ondas de la figura A12, y efectuando su suma, se puede comprobar que la onda de corriente resultante se ajusta ya aceptablemente bien a la real (figura A13).

### A.6.- Simulación de armónicos de corriente (hasta el 13) con Pspice y Simcad

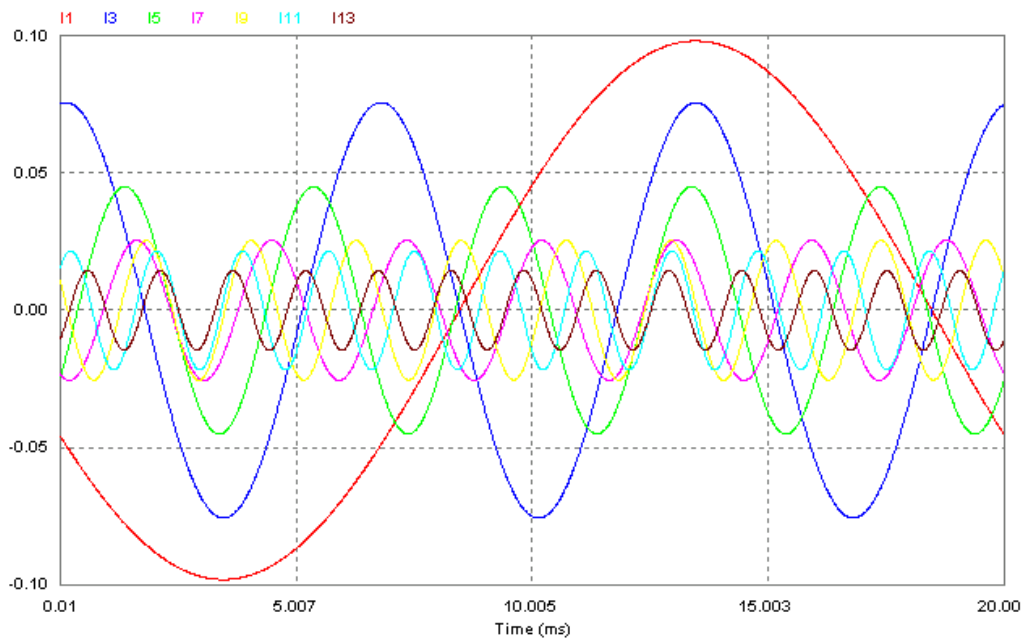


Fig. A12. Armónicos de la onda de corriente hasta al de orden 13

El desarrollo de Fourier para la onda real de corriente hasta el armónico trece es el siguiente:

$$i(t) = 96.31 \sin(100\pi t - 153.4) + 73.7 \sin(300\pi t + 81.6) + 47.91 \sin(500\pi t - 29.1) + 28.14 \sin(700\pi t - 123.9) + 24.64 \sin(900\pi t + 149.6) + 20.8 \sin(1100\pi t + 41.61) + 14.18 \sin(1300\pi t - 53.22) \text{ mA.}$$

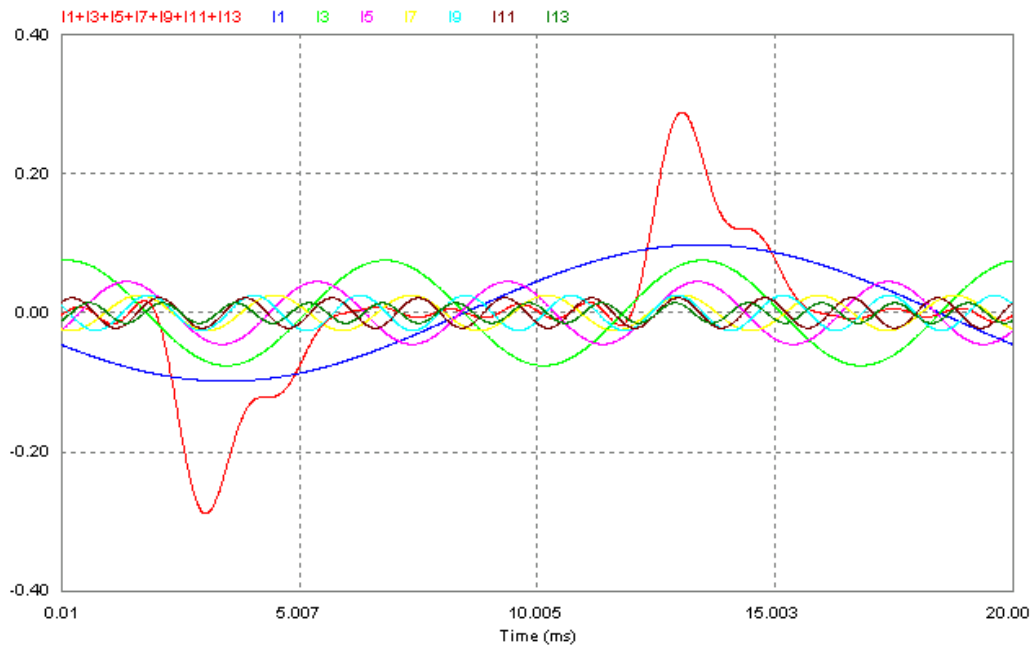


Fig. A13. Obtención de la corriente sumando los 13 primeros armónicos

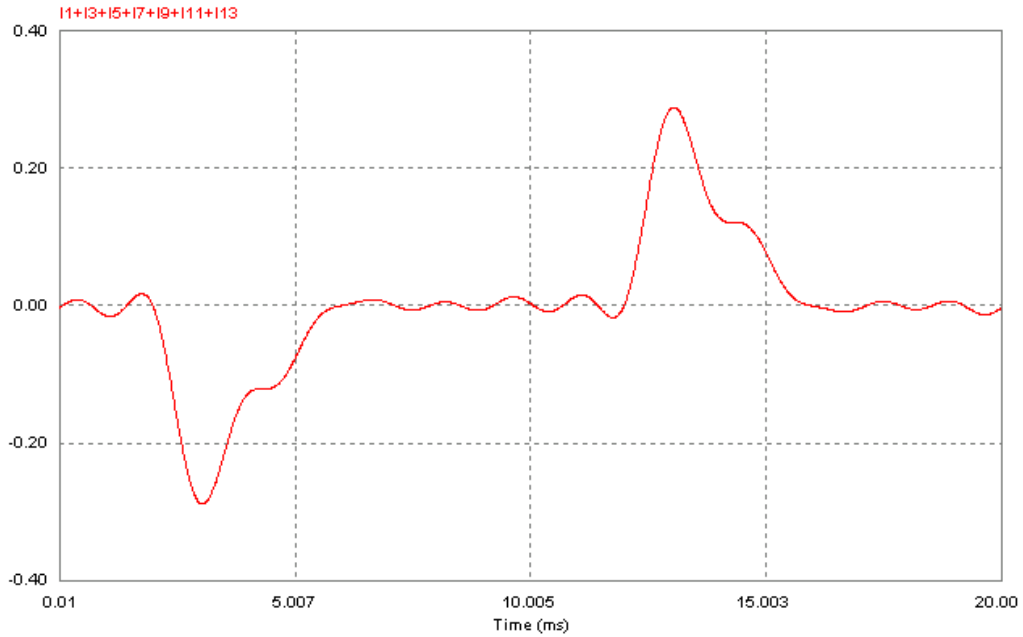


Fig. A14. Onda de corriente (suma de los 13 primeros armónicos).

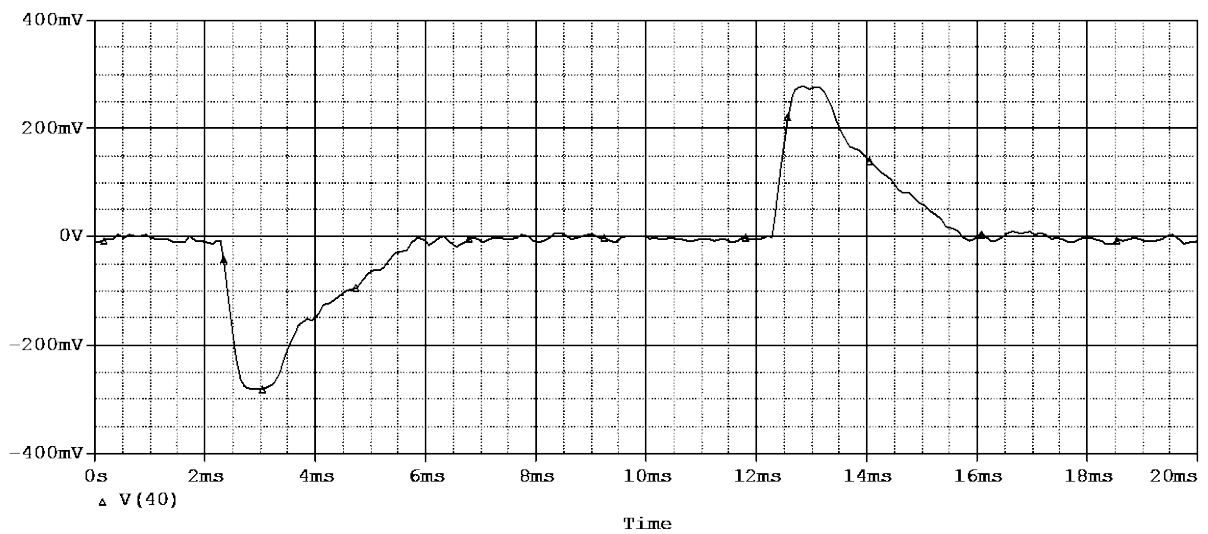


Fig. A15. Onda de corriente con los puntos obtenidos del analizador.

### A.7.- Sobrecarga del neutro según la distorsión de la onda de corriente

Si se tiene en cuenta que habitualmente el tercer armónico es con diferencia el dominante, la tasa de distorsión armónica total (*THD*) difiere poco de la tasa de distorsión individual de este. Por tanto, se puede considerar:

$$THD = i_3 (\%).$$

Y sabiendo que el valor de la corriente del neutro se aproxima mucho al triple de la corriente del tercer armónico, se puede poner:

$$I_n = 3 \cdot i_3 \cdot I_1 \approx 3 \cdot THD \cdot I_1,$$

pero  $I_1$ ,

$$I_1 = \frac{I_L}{\sqrt{1+THD^2}},$$

se tiene,

$$I_n \approx 3 \cdot THD \cdot \frac{I_L}{\sqrt{1+THD^2}} \Rightarrow \frac{I_n}{I_L} \approx \frac{3 \cdot THD}{\sqrt{1+THD^2}}.$$

Esta expresión es válida solo si se cumple que  $\frac{I_n}{I_L} \leq \sqrt{3}$ . Para el caso de alimentación con un sistema trifásico equilibrado de dos cargas monofásicas iguales, conectadas entre fase y neutro, se puede demostrar, de manera semejante al caso anterior, que la corriente de neutro puede llegar, pero no superar  $\sqrt{2}$  veces la corriente de cada fase.

#### A.7.1- Sobrecarga por el neutro: aplicación al caso de las lámparas estudiadas

Tal como ya hemos indicado anteriormente, la corriente de neutro supera a la de fase, esto se puede ver en las ondas de corriente visualizadas con el osciloscopio (figures A3 y A4). Pero vamos a ahora a estudiar el valor eficaz de estas corrientes y otros parámetros mediante la simulación con el programa Pspice.

Las instrucciones entradas en Pspice son las indicadas a continuación.

```
LAMP-TE-2
* Lineal a trans. Excitacio sinusoidal
* -----
.func f3(x) { table(x,2.2m,0,2.7m,280m,3.2m,280m,3.7m,160m,6m,0) }
.func f4(x) { f3(x)-f3(x-10m) }
.func f5(x) { f4(x)+f4(x-20m) }
.func f6(x) { f5(x)+f5(x-40m) }
* -----
.param fr=50 u=240 um={sqrt(2)*u}
*
vg1 10 0 sin (0 {um} {fr})
vg2 20 0 sin (0 {um} {fr} 0 0 240)
vg3 30 0 sin (0 {um} {fr} 0 0 120)
*
gl1 10 n value {f6(time)}
gl2 20 n value {f6(time+40m/3)}
gl3 30 n value {f6(time+20m/3)}
vn n 0
*xlex 60 0 EX
```

```
* -----
.tran 100u 40m 0 100u skipbp
.lib lamp-1.lib
.lib lamp-ex-1.lib
.probe v(vg1) v(vg2) v(vg3)
+ i(gl1) i(gl2) i(gl3) i(vn)
.end
```

Las ondas de corriente obtenidas de la simulación son las siguientes.

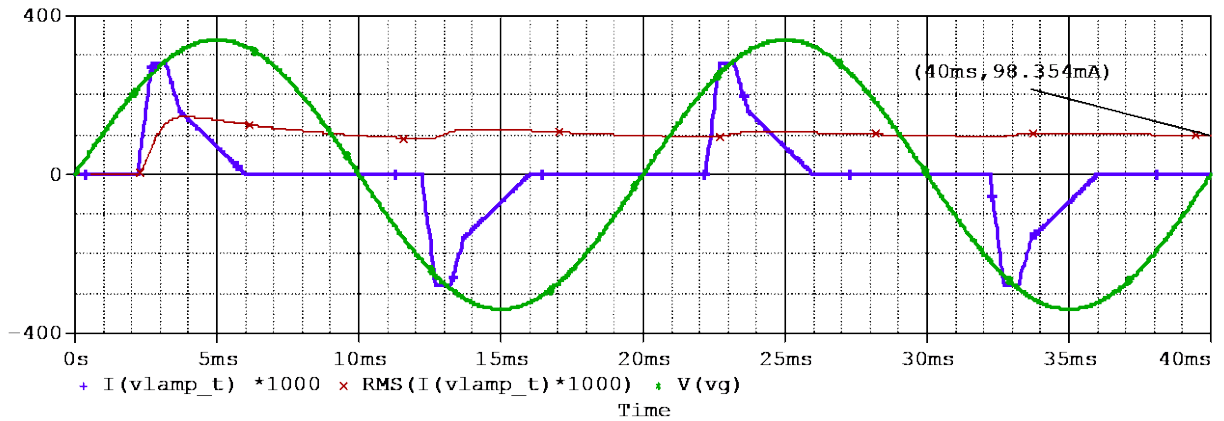


Fig. A16. Ondas de tensión y corriente (modelizada) de una fase.

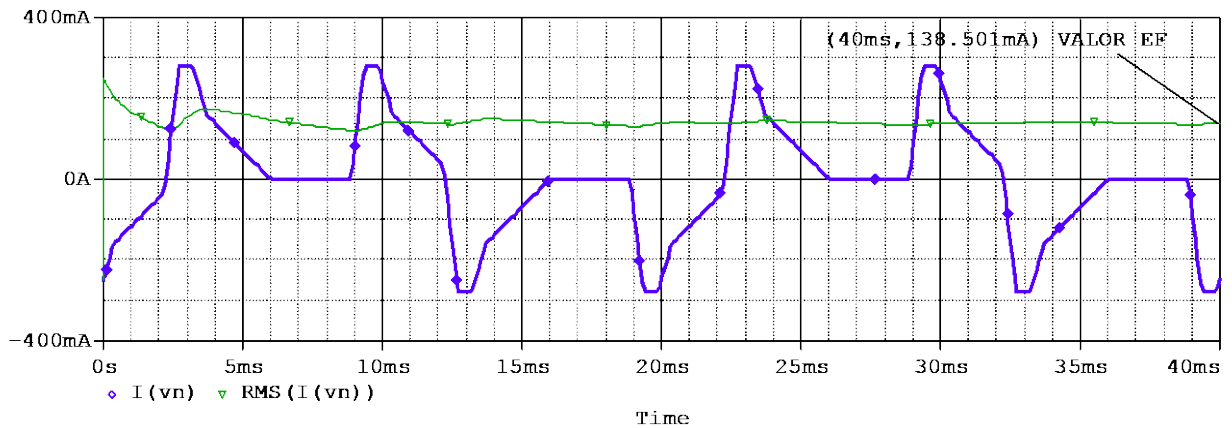


Fig. A17. Corriente de neutro con dos fases alimentadas (valor eficaz 138.5 mA).

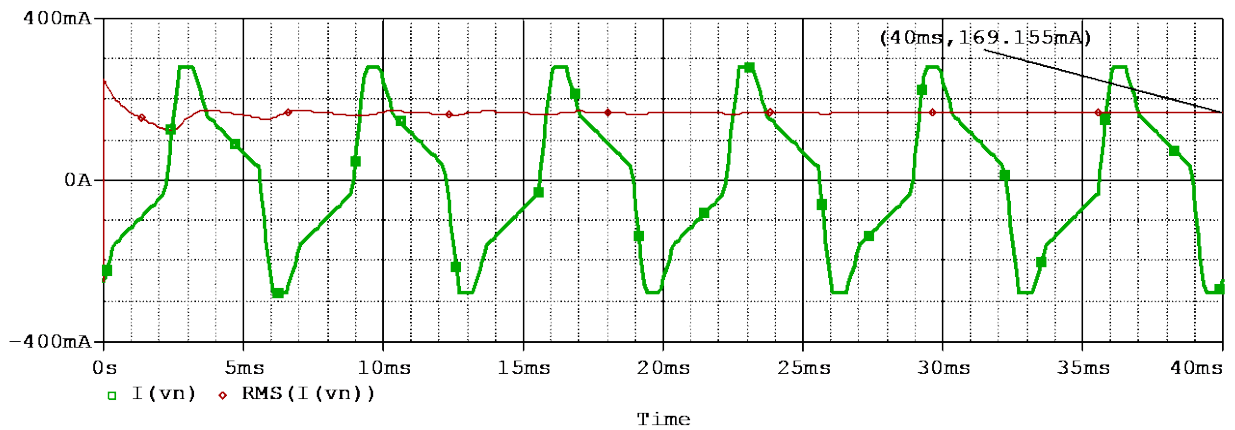


Fig. A18. Corriente de neutro con todas las tres fases alimentadas (valor eficaz 169.16 mA).

El valor eficaz de la corriente de una fase es de 98.354 mA. Veamos si se cumple la teoría explicada anteriormente:

Dos cargas monofásicas:

$$I_{n\max} = \sqrt{2} \cdot I_L = \sqrt{2} \cdot 98.354 = 139.09 \text{ mA};$$
$$139.09 \text{ mA} \geq 138.5 \text{ mA} \Rightarrow \text{se cumple.}$$

Tres cargas monofásicas:

$$I_{n\max} = \sqrt{3} \cdot I_L = \sqrt{3} \cdot 98.354 = 170.35 \text{ mA};$$
$$170.35 \text{ mA} \geq 169.16 \text{ mA} \Rightarrow \text{se cumple.}$$

$$\frac{I_n}{I_L} \approx \frac{3 \cdot THD}{\sqrt{1 + THD^2}} = \frac{3 \cdot 1.013}{\sqrt{1 + 1.013^2}} = 2.135.$$

$2.135 > \sqrt{3}$ , No se puede aplicar la ecuación ya que se supera el valor de la raíz de tres. Esto también se puede comprobar con la gráfica de la figura 2.6, entrando con una *THD* del 101.3 %.

## B. ESTUDIO Y SIMULACION PSPICE DE LOS DIFERENTES PARAMETROS Y POTENCIAS ACEPTADAS POR LAS NORMAS IEEE (STD 1459-2000)

### B.1.- Estudio de los diferentes parámetros y definiciones aceptadas por l'IEEE (Std 1459-2000)

El estudio se hará con los valores de las ondas reales de tensión y corriente obtenidas con el analizador indicado en el apartado A.3, por tanto la onda de tensión tampoco es una senoide perfecta ya que no está simulada.

#### B.1.1.- Porcentaje de armónicos en los fasores de tensión y corriente

Se tendrán en cuenta los armónicos hasta el de orden 15. Para de poder comparar mejor los diferentes valores numéricos, se toma como base la tensión y la corriente de las componentes fundamentales,  $V_1 = 339.3$  V;  $I_1 = 96.31$  mA, expresando los valores en % y en valor real. Los datos de la tabla siguiente se han obtenido de la simulación en Pspice de la transformada rápida de Fourier.

h	1	2	3	4	5
$V_h$ (%)	100	0.1	0.08	0.04	1.53
$V_{hmax}$ (V)	339.3	0.34	0.27	0.14	5.2
$\alpha_h$	-178.9	5.5	-88.5	22.2	11.61
$I_h$ (%)	100	-	76.5	-	49.75
$I_{hmax}$ (mA)	96.31	-	73.7	-	47.91
$\beta_h$	-153.4	-	81.57	-	-29.1

h	7	9	11	13	15
$V_h$ (%)	0.43	0.15	0.07	0.32	0.09
$V_{hmax}$ (V)	1.45	0.52	0.25	1.07	0.3
$\alpha_h$	-138.7	110.3	90.5	-129.1	-89.93
$I_h$ (%)	29.21	25.59	21.59	14.72	12.71
$I_{hmax}$ (mA)	28.14	24.64	20.8	14.18	12.25
$\beta_h$	-123.9	149.6	41.61	-53.22	-132.7

Tabla B1. Valores de los armónicos de la tensión y la corriente

#### Cálculos para la onda de tensión

- Valor eficaz

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \approx \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{h=1}^{15} V_{hmax}^2}$$



$$V = \sqrt{\frac{1}{2}(339.3^2 + 0.34^2 + \dots + 0.3^2)} = 239.953 \text{ V}.$$

- Valor eficaz de la fundamental

$$V_1 = \frac{339.3}{\sqrt{2}} = 239.92 \text{ V}.$$

- Valor eficaz de los armónicos

$$V_H = \sqrt{V^2 - V_1^2} = \sqrt{239.953^2 - 239.92^2} = 3.98 \text{ V}.$$

- Tasa de distorsión armónica,

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \approx \frac{3.98}{239.92} = 0.0166 \Rightarrow 1.66\%.$$

Se aprecia que la onda de tensión está muy poco distorsionada.

#### Cálculos para la onda de corriente

- Valor eficaz

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \approx \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{h=1}^{15} I_{h\max}^2}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{2}(96.31^2 + 73.7^2 + \dots + 12.25^2)} = 97.94 \text{ mA}.$$

- Valor eficaz de la fundamental

$$I_1 = \frac{96.31}{\sqrt{2}} = 68.1 \text{ mA}.$$

- Valor eficaz de los armónicos

$$I_H = \sqrt{I^2 - I_1^2} = \sqrt{98.67^2 - 68.1^2} = 71.4 \text{ mA}.$$

- Tasa de distorsión armónica

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \approx \frac{71.4}{68.1} = 1.0485 \Rightarrow 104.85\%$$

Comprobamos, como ya se sabía que la onda de corriente está muy distorsionada

- Factor de onda fundamental

$$FF_I = \frac{I_1}{I} = \frac{68.1}{98.67} = 0.6902 \Rightarrow 69.02\%$$

- Factor de armónicas

$$FA_I = \sqrt{1 - FF_I^2} = 0.7236 \Rightarrow 72.36\%$$

### B.1.2.- Tipos de potencias y factores por una carga no lineal con alimentación no sinusoidal

Se seguirán las definiciones de potencia aceptadas por el IEEE en su documento Std 1459-2000 para sistemas monofásicos con carga no lineal y alimentación no sinusoidal. Los resultados se dan tabulados (tabla B2), separando las potencias totales, las de la componente fundamental (f =50 Hz) y las del resto de armónicos (no fundamental f ≠ 50 Hz). Para poder comparar mejor todas las magnitudes, se toma como a valor de base la potencia aparente de la componente fundamental  $S_I$ .

<u>MAGNITUD</u> <u>o</u> <u>INDICADOR</u>	<u>TOTAL</u>	<u>FUNAMENTAL</u> (50 Hz)	<u>NO FUNAMENTAL</u> (f ≠50 Hz)
<u>APARENTE</u> (VA)	$S = V \cdot I = 239.95 \cdot 98.67 \cdot 10^{-3}$ $S = 23.676VA \Rightarrow 144.91\%$	$S_I = V_1 \cdot I_1 = 239.92 \cdot 68.1 \cdot 10^{-3}$ $S_I = 16.339VA \Rightarrow 100\%$	$S_N = \sqrt{S^2 - S_I^2}$ $S_N = 17.134VA \Rightarrow 104.87\%$ $S_H = V_H \cdot I_H = S_1 \cdot THD_I \cdot THD_V$ $S_H = 0.28VA \Rightarrow 1.71\%$
<u>ACTIVA (W)</u> $\theta_h = \alpha_h - \beta_h$	$P = \sum_{h=1}^H V_h I_h \cos \theta_h = P_1 + P_H$ $P = 14.861W \Rightarrow 90.95\%$	$P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 = 239.92 \cdot 68.1 \cdot 10^{-3} \cdot$ $\cos[-178.9 - (-153.4)] = 14.747W$ $P_1 = 14.747W \Rightarrow 90.25\%$	$P_H = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h = P - P_1$ $P_H = 0.114W \Rightarrow 0.88\%$

<u>NO ACTIVA</u> <u>(var)</u>	$N = \sqrt{S^2 - P^2}$ $N = \sqrt{23.676^2 - 14.861^2}$ $N = 18.431 \text{ var} \Rightarrow 112.80\%$	$Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1$ $Q_1 = 239.92 \cdot 68.1 \cdot 10^{-3} \cdot \sin(-25.5)$ $Q_1 = -7.03 \text{ var} \Rightarrow 43.03\%$	$D_I = V_1 \cdot I_H = S_1 \cdot THD_I$ $D_V = V_H \cdot I_1 = S_1 \cdot THD_V$ $D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2}$ $D_I = 17.3 \text{ var} \Rightarrow 104.84\%$ $D_V = 0.267 \text{ var} \Rightarrow 1.63\%$ $D_H = 0.256 \text{ var} \Rightarrow 1.57\%$
<u>FACTOR DE POTENCIA</u>	$P_F = \frac{P}{S} = \frac{14.861}{23.676} = 0.62768$	$P_{F1} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{14.747}{16.339} = 0.90256$	
<u>CONTAMINACIÓN ARMÓNICA</u>			$\frac{S_N}{S_1} = \frac{17.134}{16.339} = 1.0486$

Tabla B2. Potencias puestas en juego según Std 1459-2000 del IEEE

También se pueden calcular las potencias reactiva y de distorsión de Budeanu.

$$Q_B = \sum_h V_h \cdot I_h \cdot \sin \theta_h = Q_1 + Q_{BH},$$

donde  $\theta_h$ , es el ángulo entre la tensión y la corriente del armónico de orden  $h$ .

$$\theta_h = \alpha_h - \beta_h$$

Calculando manualmente hasta el armónico 15 se tiene:

$$Q_B = \sum_{h=1}^{15} V_h \cdot I_h \cdot \sin \theta_h$$

$$Q_B = -6.968 \text{ var} \Rightarrow 42.65\%,$$

y la potencia de distorsión se halla a partir de las otras tres.

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}$$

$$D_B = \sqrt{23.676^2 - 14.861^2 - (-6.968)^2}$$

$$D_B = 17.063 \text{ var} \Rightarrow 104.43\%.$$

Con el objetivo de facilitar los cálculos de las diferentes definiciones de potencia y de otros parámetros relacionados con las cargas no lineales, se han realizado unes macros que aplicadas a Pspice dan inmediatamente los resultados en forma gráfica y numérica empleando la instrucción plot.

Se adjunta la lista de las macros.

[MACROS RELATIVES A POTÈNCIES]

```

* -----
pi=3.141592653589793
freq=50
wref=2*pi*freq
* -----
* valor mig del producte de x,y (activa)
pac(x,y)=avg(x*y)
* -----
* factor de potencia associat a x,y
fp(x,y)=pac(x,y)/(rms(x)*rms(y))
* -----
* valor mig del producte de x per la derivada de y (reactiva 1)
* valor mig del producte de la integral de x per y (reactiva 2)
qr1(x,y)=avg(x*d(y))/wref
qr1l(x,y)=avg(x*d(y)-y*d(x))/(2*wref)
qr2(x,y)=wref*avg(s(x)*y)
* -----
* condensador de maxim factor de potencia
cm(x,y)=avg(x*d(y))/avg(d(x)*d(x))
* -----
* a, b, c coeficients desenvolupament de Fourier corresponents a
* sinus, cosinus i valor eficaç de l'harmonica d'ordre p
a(p,x)=2*avg(x*cos(p*wref*time))
b(p,x)=2*avg(x*sin(p*wref*time))
c(p,x)=sqrt((a(p,x)*a(p,x)+b(p,x)*b(p,x))/2)
* -----
* activa i reactiva posades en joc a l'harmonica h
ph(h,x,y)=(a(h,x)*a(h,y)+b(h,x)*b(h,y))/2
qh(h,x,y)=(a(h,x)*b(h,y)-b(h,x)*a(h,y))/2
* -----
* activa i reactiva posades en joc a la component fonamental
p1(x,y)=ph(1,x,y)
q1(x,y)=qh(1,x,y)
* -----
* activa posada en joc per les harmoniques
pach(x,y)=pac(x,y)-p1(x,y)
* -----
* factors d'ona fonamental, harmoniques i distorsio de la magnitud x
ff(x)=c(1,x)/rms(x)
thd(x)=sqrt(1-ff(x)*ff(x))
df(x)=thd(x)/ff(x)
* -----
* potencia trifasica instantania
pIII(va,vb,vc,ia,ib,ic)=va*ia+vb*ib+vc*ic
* -----
* potencies acceptades per IEEE Std 1459-2000

```

```

* potencia aparent total, S
papt(x,y)=rms(x)*rms(y)
* potencia aparent fonamental, S1
pap1(x,y)=c(1,x)*c(1,y)
* potencia aparent no fonamental, SN
papnf(x,y)=sqrt(papt(x,y)*papt(x,y)- pap1(x,y)*pap1(x,y))
* potencia aparent harmonica, SH
paph(x,y)=pap1(x,y)*df(x)*df(y)
* -----
* potencia activa harmonica, PH
pach(x,y)=pac(x,y)-p1(x,y)
* potencia no activa, N
pnaN(x,y)=sqrt(papt(x,y)*papt(x,y)-pac(x,y)*pac(x,y))
* -----
* potencia de distorsio del corrent, Di
pdi(x,y)=pap1(x,y)*df(y)
* potencia de distorsio de la tensio, Dv
pdv(x,y)=pap1(x,y)*df(x)
* potencia de distorsio harmonica, DH
pdh(x,y)=sqrt(paph(x,y)*paph(x,y)- pach(x,y)*pach(x,y))
* -----
* potencia reactiva de Budeanu, QB
qbud(x,y)=q1(x,y)+qh(2,x,y)+qh(3,x,y)+qh(4,x,y)+qh(5,x,y)+qh(6,x,y)+qh(7,x,y)+qh(8,x,y)+qh(9,
x,y)+qh(10,x,y)+qh(11,x,y)+qh(12,x,y)+qh(13,x,y)
* potencia de distorsio de Budeanu, DB
pDB(x,y)=sqrt(papt(x,y)*papt(x,y)-pac(x,y)*pac(x,y)-qbud(x,y)*qbud(x,y))
* -----
* factor de potencia associat a x,y (v,i), fp=P/S
fp(x,y)=pac(x,y)/(rms(x)*rms(y))
* factor de potencia fonamental, fp1=P1/S1
fp1(x,y)=p1(x,y)/pap1(x,y)
* contaminacio harmonica, SN/S1
conth(x,y)=papnf(x,y)/pap1(x,y)

```

### B.1.3.- Graficas, Ondas y valores obtenidos mediante la simulación con Pspice.

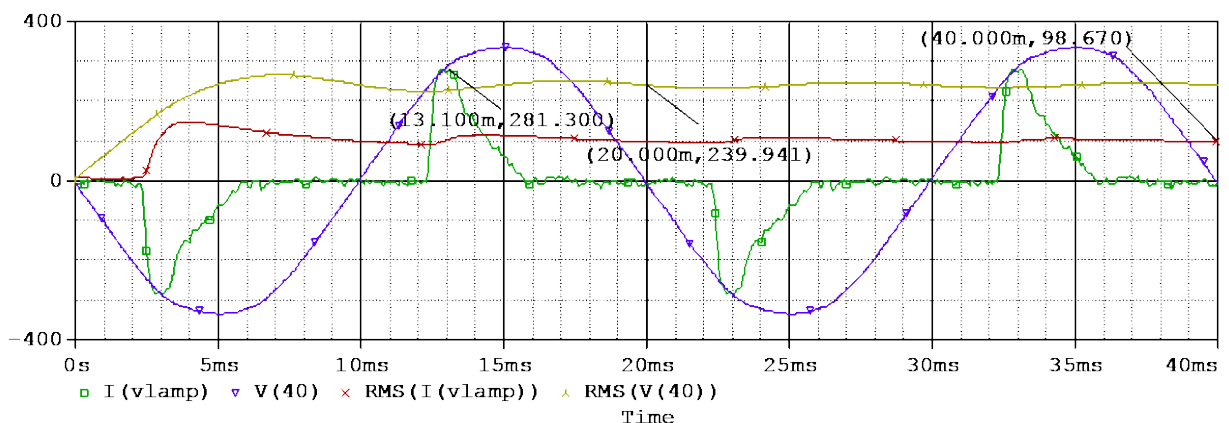


Fig. B1. Ondas de tensión y corriente reales con sus valores eficaces.

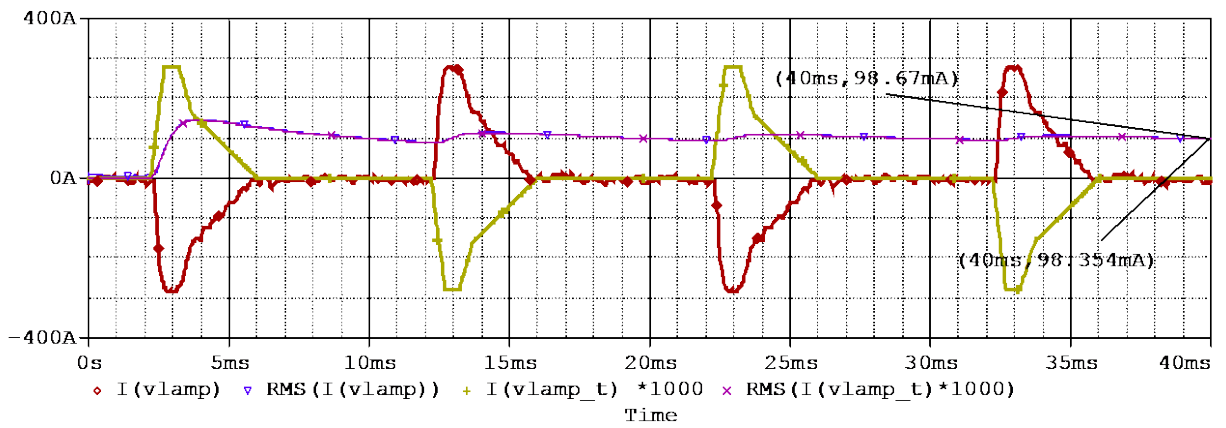


Fig. B2. Ondas de corriente real y modelizada (desfasadas 180° para comparar mejor).

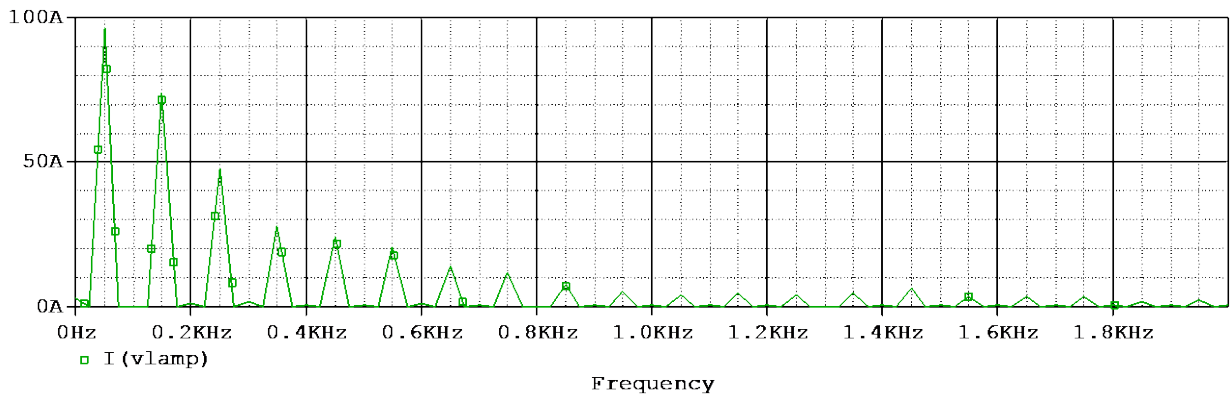


Fig. B3. Espectro armónico de la corriente real.

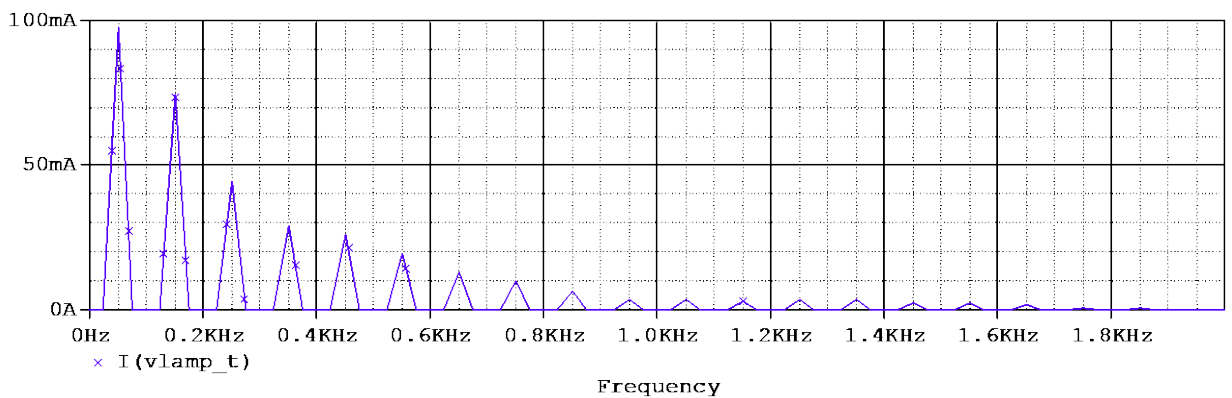


Fig. B4. Espectro armónico de la corriente modelizada.

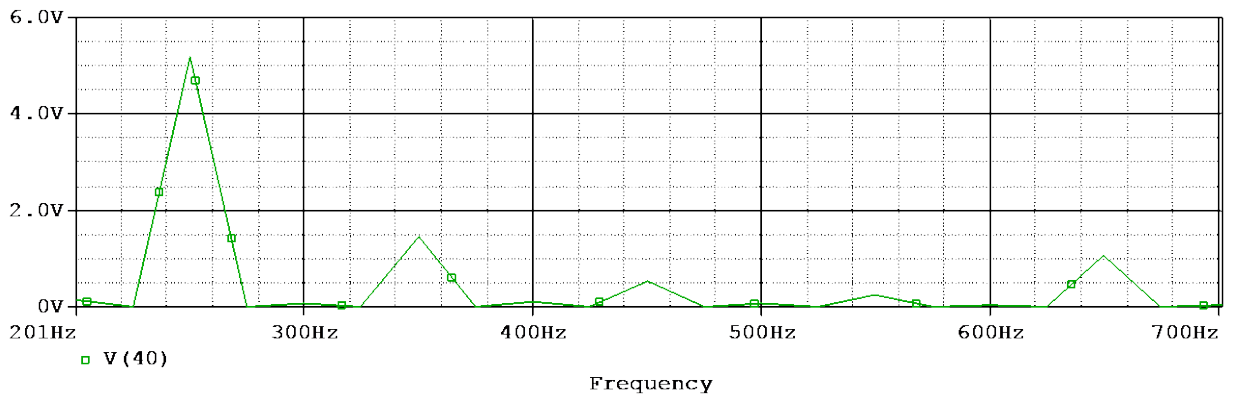


Fig. B5. Espectro armónico de la tensión real (del 5º al 15º h).

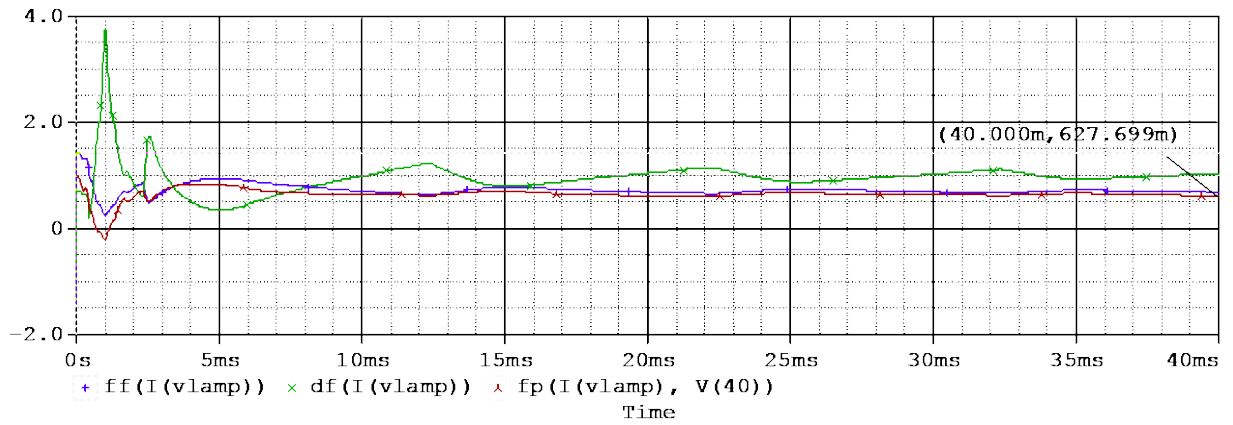


Fig. B6. Factor de onda fundamental y de armónicos de la corriente y factor de potencia (valores reales); estos factores, solo tienen sentido en períodos enteros (20ms, 40ms,...).

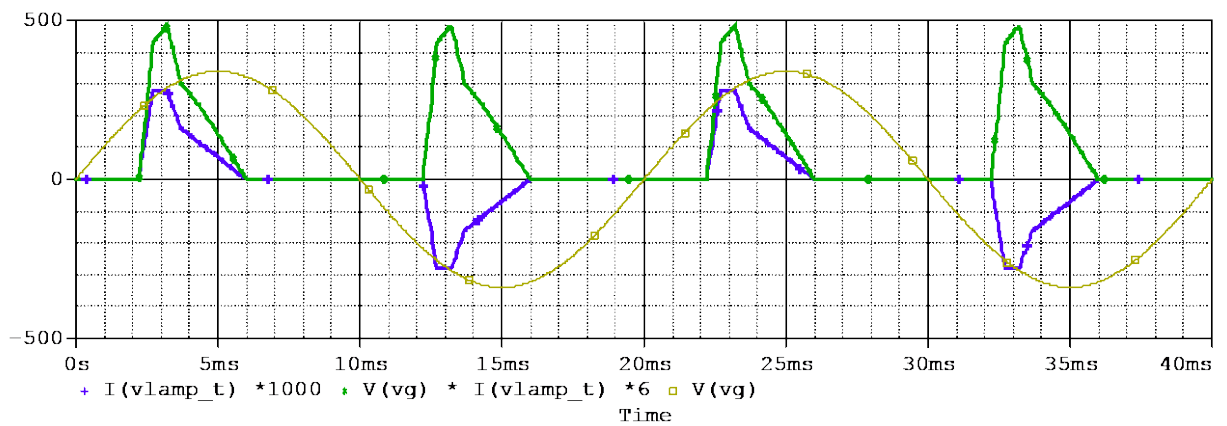


Fig. B7. Ondas de tensión, corriente y potencia instantánea (valor modelizado).

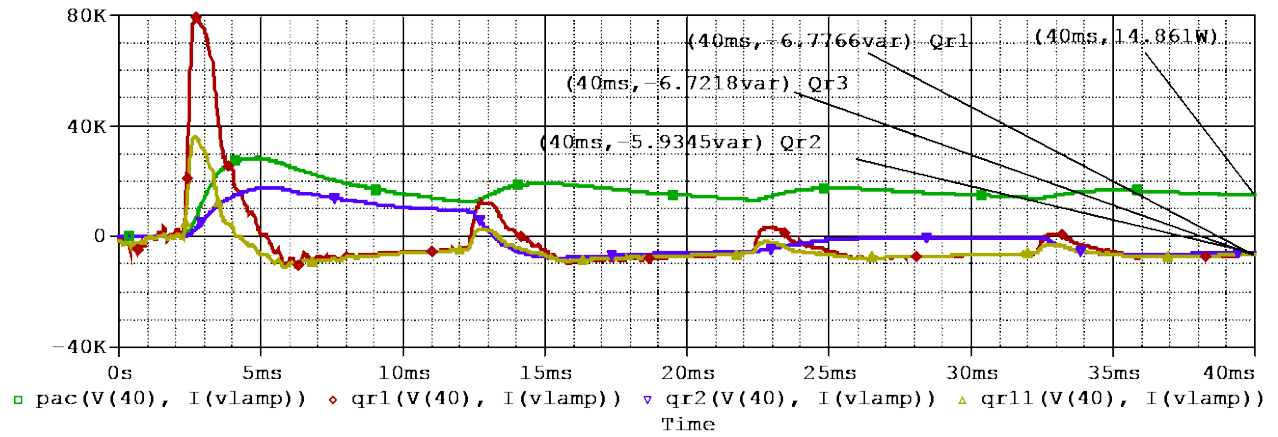


Fig. B8. Potencias activa, y reactivas (según tres definiciones diferentes). Los valores de las potencias medias, solo tienen sentido en períodos enteros.

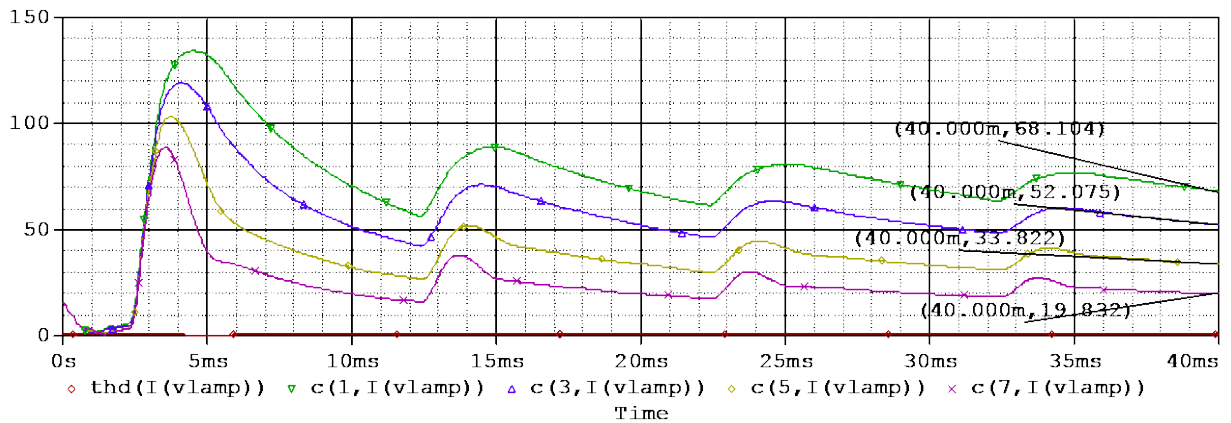


Fig. B9. Valores eficaces de la fundamental y los armónicos 3, 5 y 7 de la corriente real.

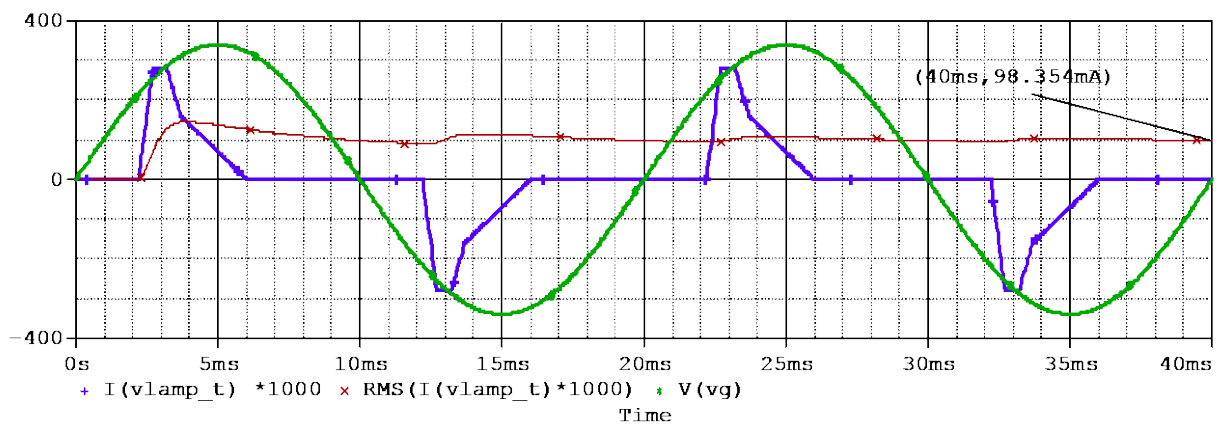


Fig. B10. Ondas de tensión y corriente (modelizada) de una fase.



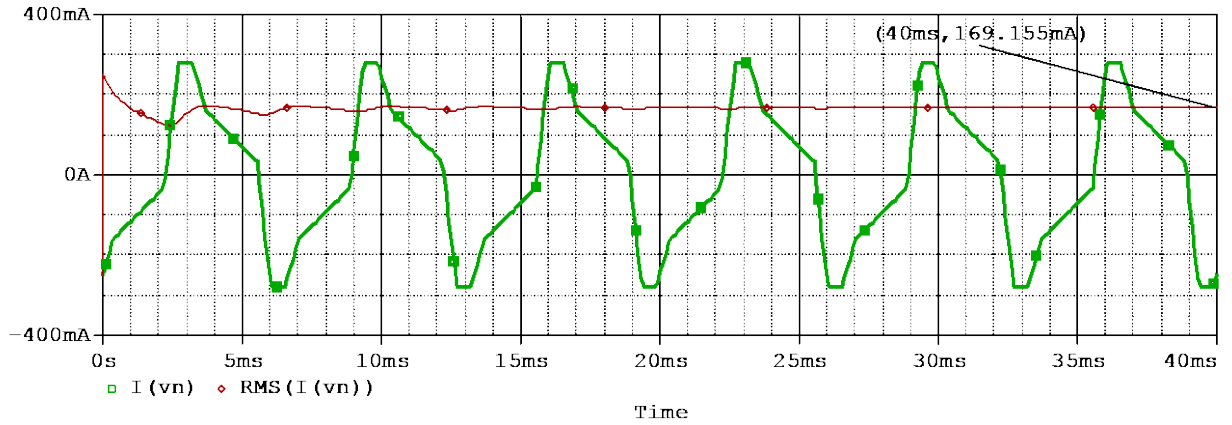


Fig. B11. Corriente de neutro con todas las tres fases alimentadas (valor eficaz 169.16 mA).

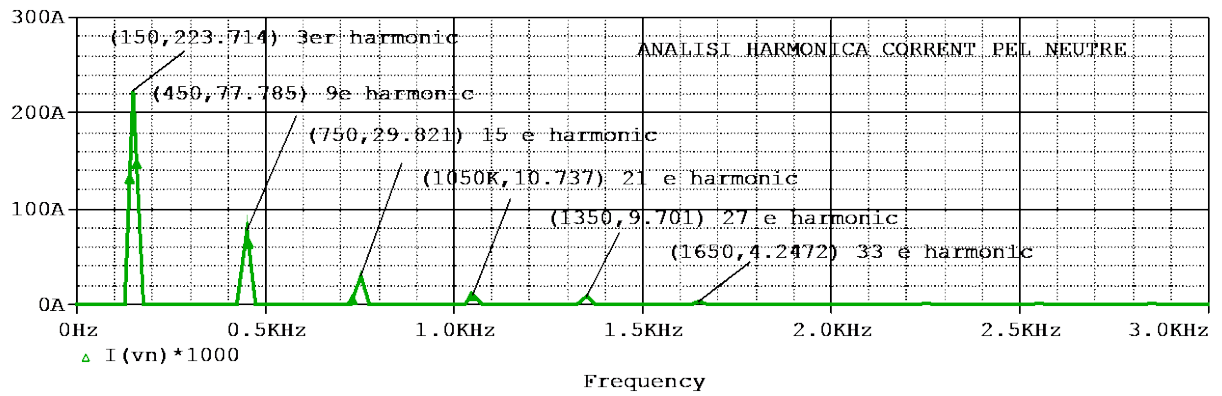


Fig. B12. Espectro armónico de la corriente de neutro en el caso anterior (tres fases).

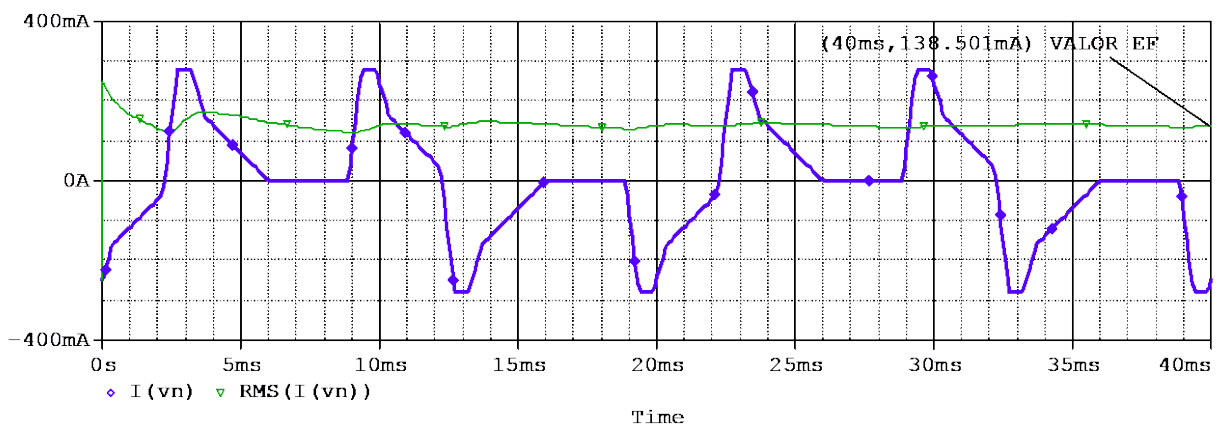


Fig. B13. Corriente de neutro con dos fases alimentadas (valor eficaz 138.5 mA).

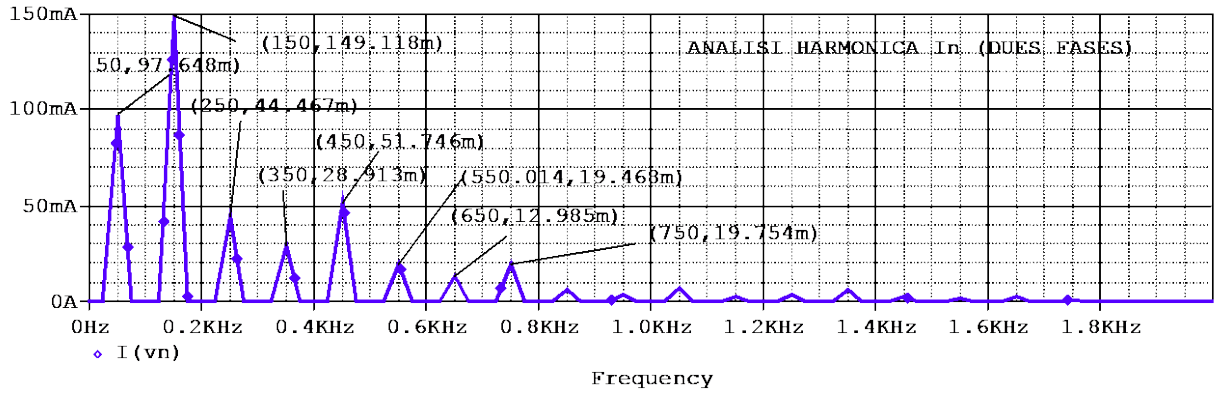


Fig. B14. Espectro armónico de la corriente de neutro en el caso anterior (dos fases).

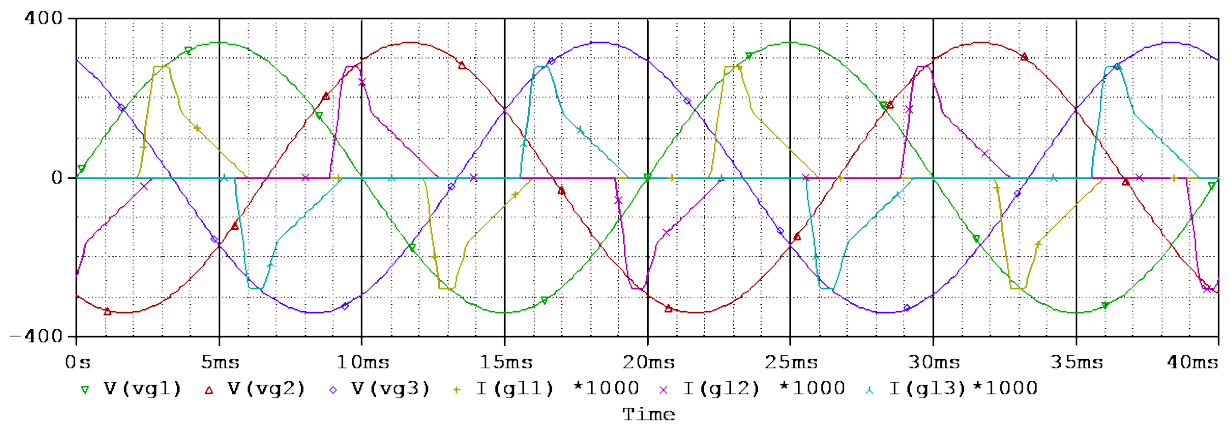


Fig. B15. Ondas de tensiones y corrientes (modelizadas) de cada una de las tres fases.

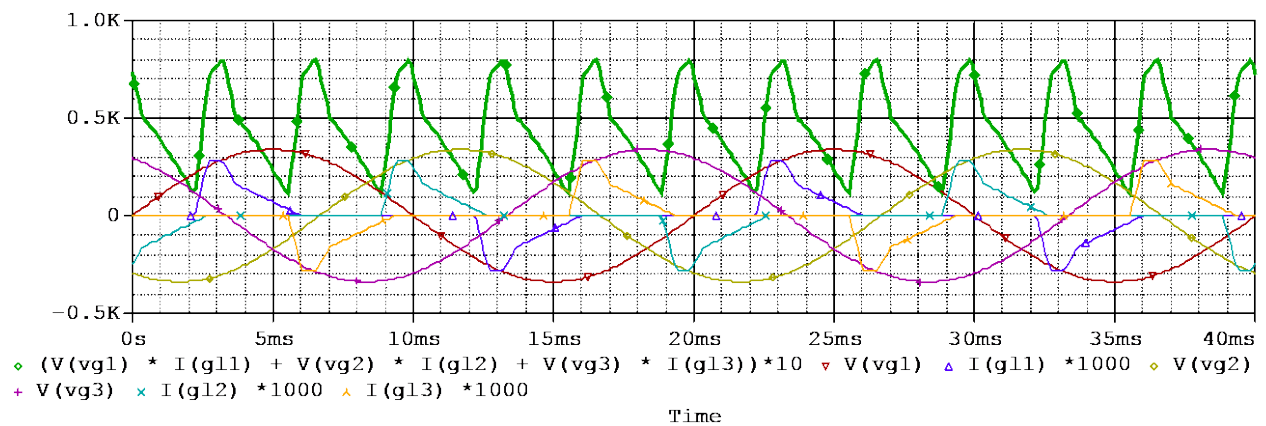


Fig. B16. Onda de tensiones, corrientes y potencia instantánea trifásica.

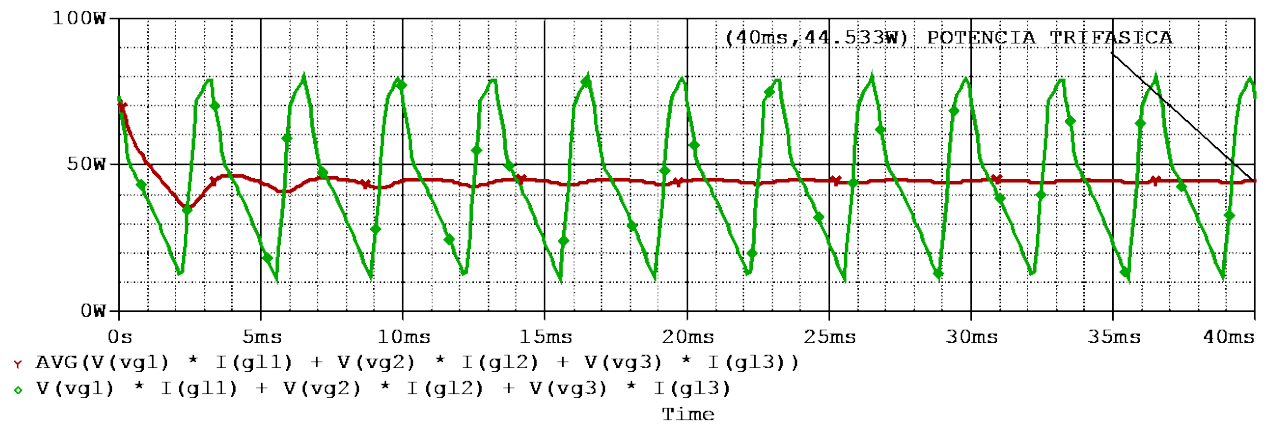


Fig. B17. Onda de potencia instantánea trifásica (valor medio 44.53 W).

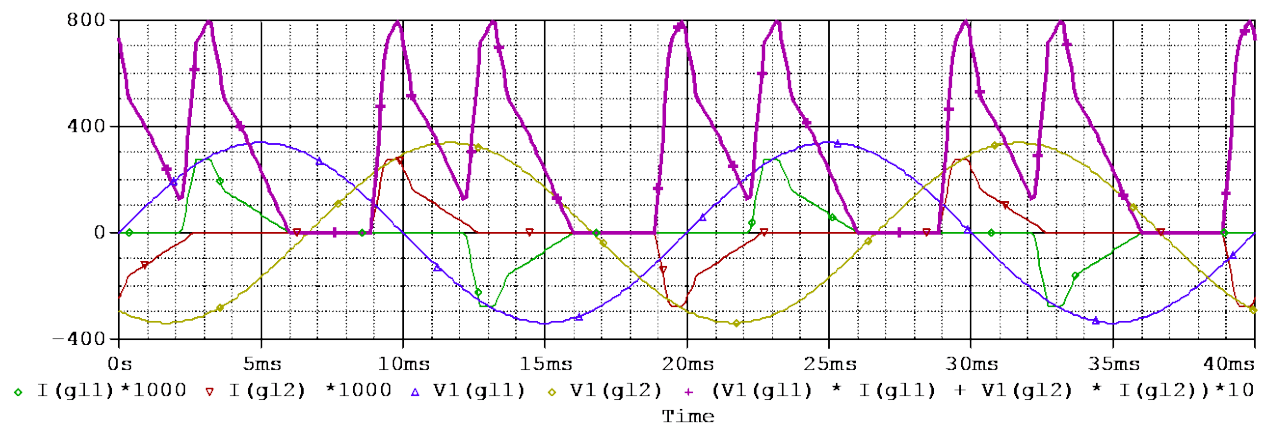


Fig. B18. Ondas de tensiones, corrientes y potencia instantánea con dos fases alimentadas.

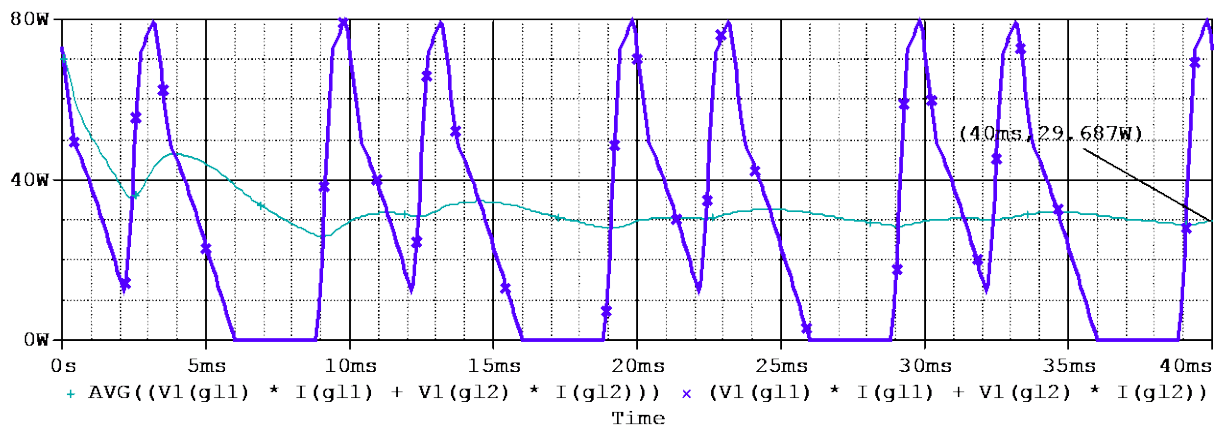


Fig. B20. Onda de potencia instantánea con dos fases alimentadas (valor medio 29.69 W).

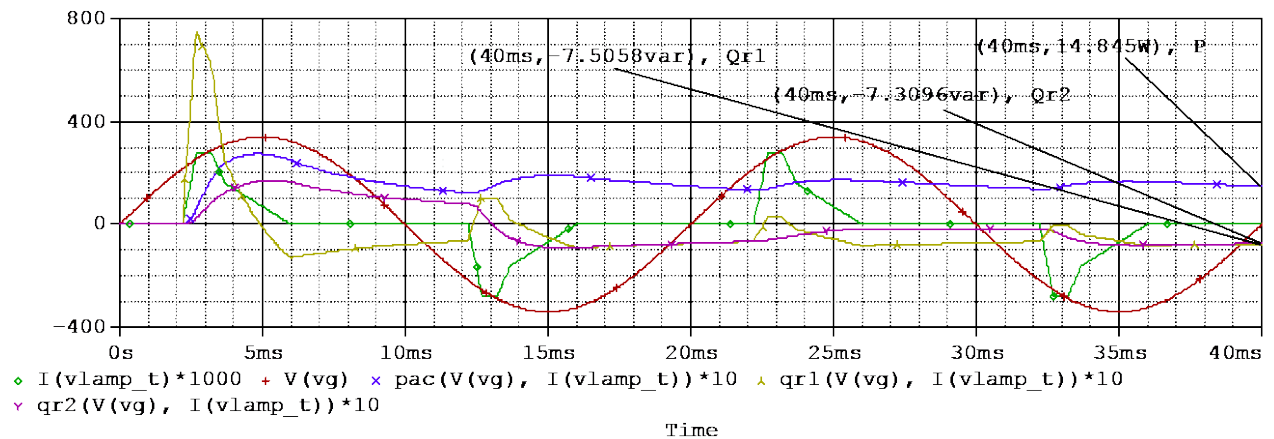


Fig. B21. Ondas de tensión y corriente (una fase) con los valores de  $P$  y  $Q$  (definiciones 1 i 2)  $Qr1 = -7.506$  var,  $Qr2 = -7.31$  var.

## B.2.- Valores medidos en los ensayos de laboratorio.

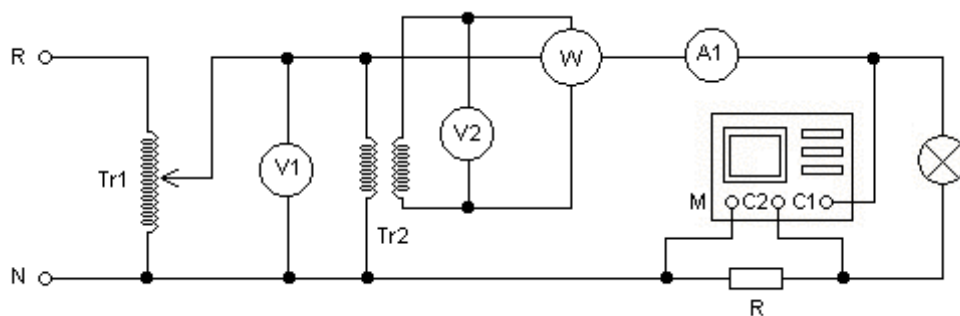


Fig. B22. Esquema eléctrico del montaje para el ensayo de laboratorio.

- Tr1: autotransformador variable de 0 a 250 V, 100 VA.
- Tr2: transformador 220/55 V, 100 VA.
- V1, V2: voltímetros.
- A1: amperímetro (tester) de verdadero valor eficaz (Fluke).
- W: vatímetro de bajo factor ( $\cos \varphi = 0.2$ ).

**ENSAYO LÁMPARA PHILIPS ECOTONE 14 W LAB. ETSEIB 07-04-04**

TENSIÓN (V)	CORRIENTE(mA)	PINZA (mV)	POT. (W)	S (VA)	factor de pot	observaciones
239	101	40,3	14,6	24,139	0,605	
230	101	40,3	14	23,23	0,603	
220	100,5	39,8	13,3	22,11	0,602	
210	100,5	39,8	12,6	21,105	0,597	
200	101	40	12	20,2	0,594	
190	100	39,7	11,6	19	0,611	
180	101	40,2	11	18,18	0,605	
170	100,5	40	10,5	17,085	0,615	
160	99,5	39,6	10	15,92	0,628	
150	98,3	39,2	9,6	14,745	0,651	
140	98,2	39,1	9	13,748	0,655	
130	96	38,3	8,4	12,48	0,673	
120	94	37,5	7,7	11,28	0,683	
110	91,2	36,4	7	10,032	0,698	
100	87,2	34,8	6,1	8,72	0,7	
90	83,2	33,2	5,3	7,488	0,708	
80	80,5	32	4,5	6,44	0,699	
70	73,5	29,3	4	5,145	0,777	a 75V se apaga
60	66,5	26,4	3	3,99	0,752	
50	60,1	23,9	2,4	3,005	0,799	
40	52,3	20,8	1,7	2,092	0,813	
33	0	0	0	0		a 33V deja de cons.
30	0	0	0	0		
112	92	36,6	7,2	10,304	0,699	a 112 V vuelve a lucir.

Taula B3. Valores experimentales lámpara FC 14 W (07/04/04)

## Otras observaciones

- Al reducir el valor de la tensión, la onda de corriente se aplana mucho y se ensancha, el inicio de la onda de  $i$  se acerca a la de  $v$ .
- Ajustando la tensión de 240 hasta 80 V, la potencia disminuye de 14,56 a 4,52 W.
- La lámpara presenta un comportamiento capacitivo (potencia reactiva negativa).
- Al disminuir la tensión de alimenticio el factor de potencia tiene tendencia a aumentar, pasando de  $\approx 0,6$  a 230 V a  $\approx 0,7$  a 80 V.
- Aproximadamente a 75 V se apaga la lámpara y no deja de consumir hasta los 33 V. Si se sube nuevamente la tensión, no se enciende hasta los 112 V.
- La pinza amperimétrica estaba ajustada a 100mV/A y el cable daba 4 vueltas.
- El analizador utilizado es un YOKOGAWA DL 708 E, digital scope.
- La pinza amperimétrica es CHAUVIN ARNOUX E 3N, 10-100A / 1V.

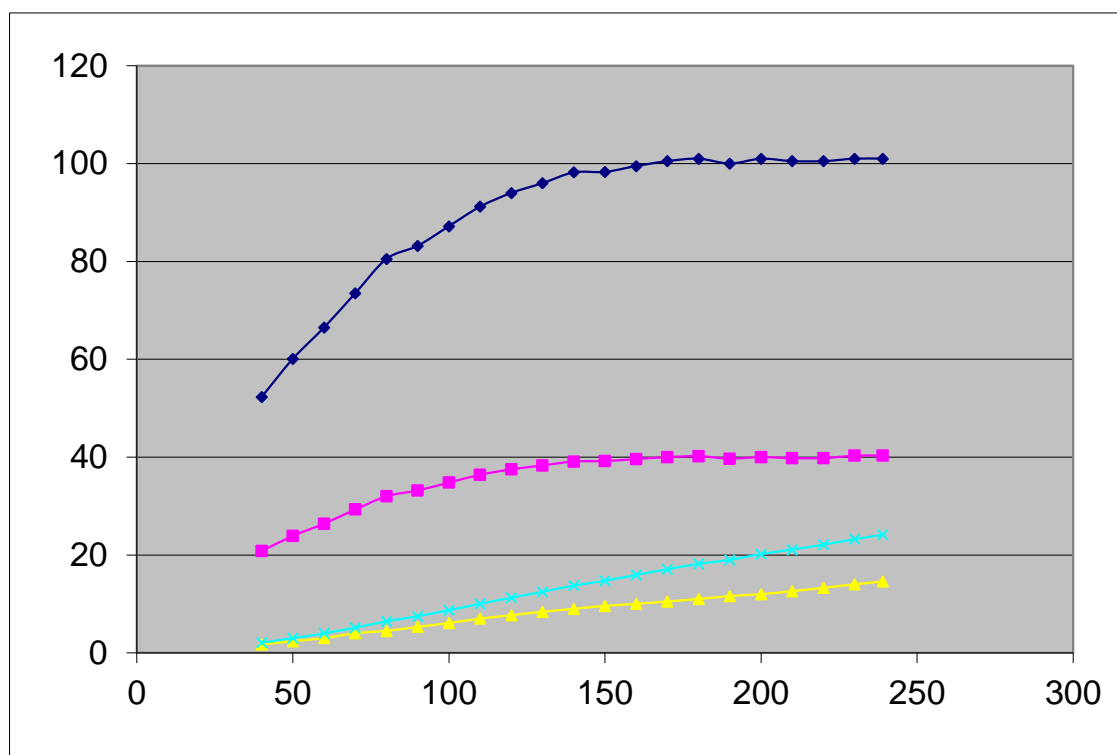


Fig. B23. Representación gráfica de la corriente y las potencias de la tabla B3.

**ASSAIG LÀMPADA PHILIPS ECOTONE 14 W LAB. ETSEIB 22-04-04**

ASSAIG L1 (14 W) 22-04	TENSIÓ (V)	THDv (%)*	I (mA)	P (W)	THDi (%)*	Factor de potencia
1	239.6	2.50	97.11	14.33	107.86	0.616
2	200.6	2.49	96.9	12.32	99.55	0.633
3	170.1	2.37	96.0	10.67	89.91	0.653
4	150.1	2.75	95.86	9.51	86.57	0.661
5	120.4	2.46	90.2	7.49	75.33	0.689
6	100.8	2.51	83.36	5.98	67.96	0.712
7	80.8	2.77	77.1	4.64	58.55	0.745
8	50.7	2.81	58.39	2.35	45.72	0.794

Taula B4. Valores experimentales lámpara FC 14 W (22/04/04)

\* Valores obtenidos al introducir los puntos grabados en el disquete del analizador, con el programa Pspice analizando 15 armónicos (ver ondas obtenidas fig. 45 i 46)

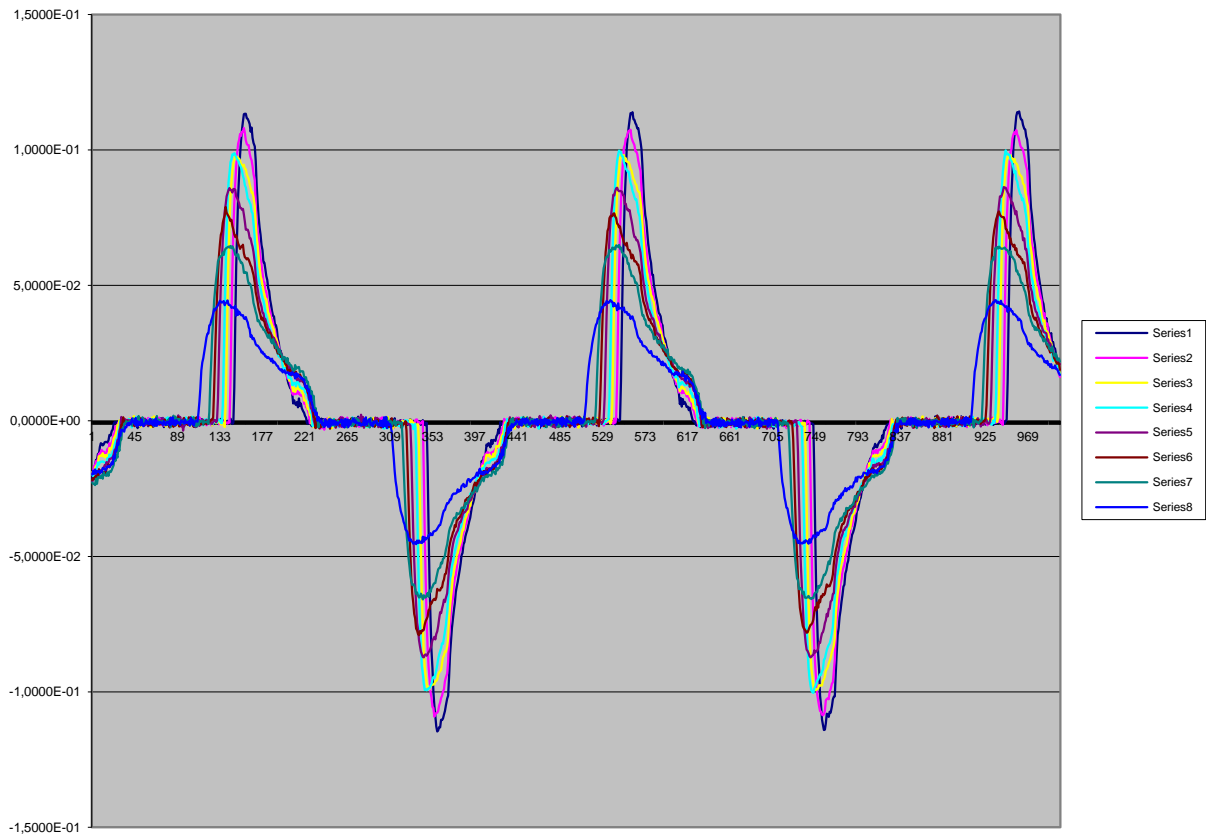


Fig. B24. Ondas de corriente al variar la tensión según valores de la tabla B4.

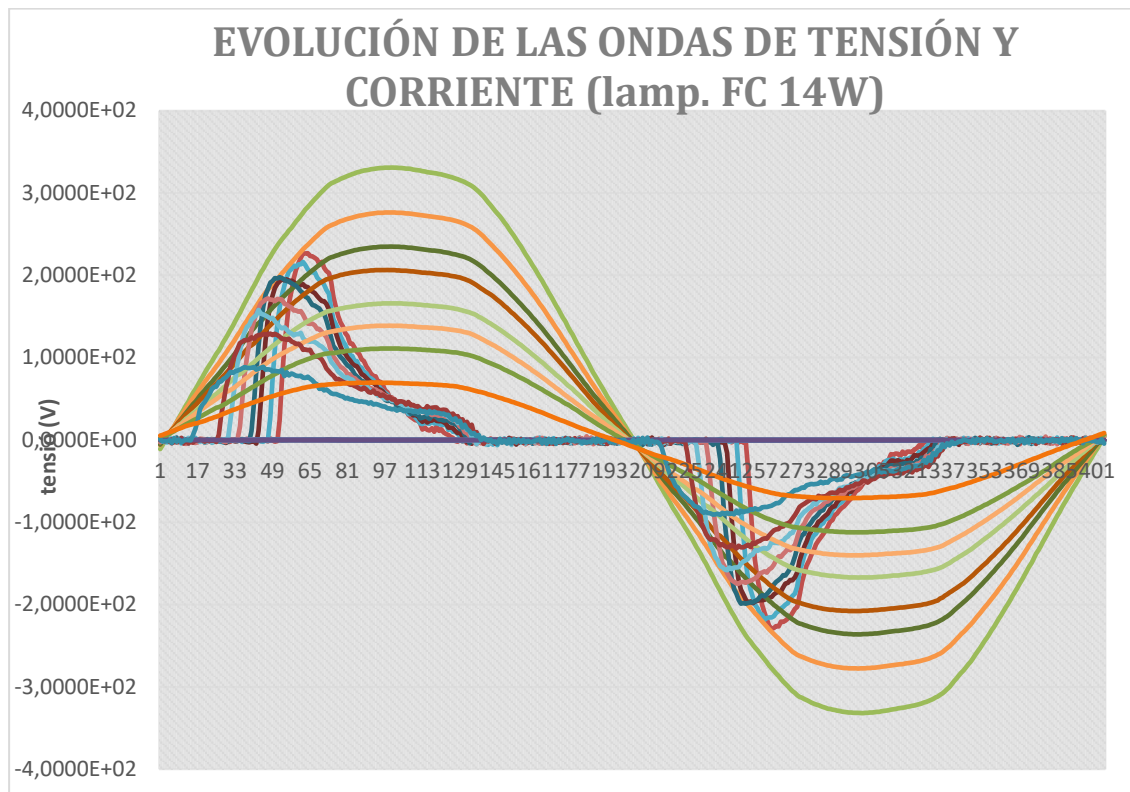


Fig. B25. Ondas de tensión y corriente al variar la tensión según los valores de la tabla B4.

### **B.3.- Conclusiones (apéndices A y B)**

Se ha estudiado el comportamiento de las lámparas fluorescentes compactas con reactancia electrónica, a base de visualizar, analizar y simular diferentes ondas eléctricas en diversas situaciones.

Se ha modelizado la onda de corriente de la lámpara con una onda lineal a tramos que se ajusta razonablemente bien y se puede generalizar a otras lámparas de este tipo. También se han efectuado simulaciones con los programas Pspice y Simcad obteniendo la descomposición armónica de la corriente y estudiando las ondas de potencia instantánea así como los valores de las diversas definiciones de potencia.

También se ha hecho un estudio detallado de la corriente que circula por el neutro tanto teóricamente como experimentalmente, comprobando la fuerte sobrecarga que puede aparecer en este conductor cuando se alimentan cargas no lineales.

Se han calculado los diferentes parámetros aceptados por el IEEE en su documento Std. 1459-2000 y para facilitar los cálculos, se han programado unas macros mediante Pspice que incluyen la mayoría de parámetros y definiciones de potencias actualmente aceptadas y que proporcionan resultados inmediatos en forma gráfica y numérica.

Una vez realizados los correspondientes ensayos alimentando la lámpara a tensiones decrecientes (de 240 V a 0 V) con una onda de tensión prácticamente sinusoidal ( $THD_v < 3\%$ ) se ha constatado que el factor de potencia aumenta al disminuir la tensión, pasando de aproximadamente 0,6 a 230 V a 0,8 a 50 V y la potencia activa baja de 14,6 W a 2,4 W entre estos valores de tensión. Conforme disminuye la tensión, la onda de corriente se aplana y ensancha progresivamente, acercándose al punto de paso por cero de la onda de tensión. También se reduce el  $THD$  de la corriente pasando del 108 % al 46 % (analizando 15 armónicos). En todos los casos analizados, la lámpara presenta un comportamiento capacitivo (potencia reactiva negativa).



**B.3.- Bibliografía consultada (apéndices A y B)**

- [1] IEEE trial – use standard. Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions. IEEE Std 1459-2000.
- [2] IEEE Master test guide for electrical measurements in power circuits. ANSI / IEEE Std 120-1989. (IEEE 345 East 47th Street, New York NY 10017-2394 USA).
- [3] Salichs Vivancos, M. Apunts de l'assignatura de doctorat "Anàlisi general de circuits elèctrics". DEE-ETSEIB, Barcelona, Maig 2003.
- [4] Eguiluz, L. I. Potencia en régimen no sinusoidal. XVII Cursos de verano de la Universidad de Cantabria. Laredo, julio 2001.
- [5] Moreno Alfonso, N. "Apuntes de electricidad industrial y electrónica". E.U.P. de Sevilla, Dic. 2002.
- [6] Mack Grady. "Understanding power system harmonics". University of Texas at Austin, Sep. 2000.
- [7] Filipski, P.S., Baghzouz, Y., Cox, M.D.; "Discussion of power definitions contained in the IEEE dictionary". IEEE Transactions on power delivery, Vol. 9, N° 3, July 1994.
- [8] Slonim, M.A., Van Wyk, J.D.; "Power components in a system with sinusoidal and nonsinusoidal voltages and/or currents". IEEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, N° 2, March 1988.
- [9] Pedra Duran, J. "Apuntes de Electrotecnia General". Capítulo 4. Potencias y energías. DEE – ETSEIB, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [10] Llamas, A. "¿Que son las armónicas?. ITESM. Campus de Monterrey. Mejico.
- [11] Pillet, E. "Sur la généralisation de la notion de puissance réactive", RGE – 5/82, Mai 1982.
- [12] Balcells, J. "Calidad y uso racional de la energia eléctrica". Ed. Circutor S.A., 2ª edición. Barcelona 2001.
- [13] Martin Moreno, F. "Teoria de la potencia en regimen estacionario no senoidal". Universidad de Malaga 2001.
- [14] Shonek, J. "Las peculiaridades del 3<sup>er</sup> armónico". Cuaderno técnico nº 202. Schneider Electric. Febrero 2001.
- [15] Bettega, E., Fiorina J. N. "Armónicos: rectificadores y compensadores activos". Cuaderno técnico nº 183. Schneider Electric. Febrero 2000.
- [16] Schneider Electric. Guía técnica para la distribución en BT. Detección y filtrado de armónicos. 2002. <http://www.schneiderelectric.es>.
- [17] Arrillaga, J. "Power system harmonics". John Wiley and sons. New Zeland 1985.
- [18] Boix Aragones, O. Apunts de l'assignatura de doctorat "Pertorbacions elèctriques: Causes, efectes i solucions". DEE-ETSEIB, Barcelona, Maig 2002.
- [19] IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. IEEE Std 519-1992.

- [20] Brugnoli, M., Lemozy N. Reducción de la carga reactiva en el sector residencial. GEA Universidad de Buenos Aires 2002.
- [21] Moreno-Eguilaz, J.M., Peracaula J. Understanding AC power using the generalized instantaneous reactive power theory: considerations for instrumentation of three-phase electronic converters. Pag 1273 a 1277 ISIE'99 Blend, Slovenia.
- [22] Chindris, M. Sudrià, A. Neutral currents in large public lighting networks. ICREPQ Barcelona. Abril 2004.
- [23] Emanuel, A.E., Peretto, L., The response of fluorescent lamp with magnetic ballast to voltage distortion. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 1, January 1997. Pag 289 to 295.
- [24] Dalla Costa, M.A., Do Prado, R.N., Performance analysis of electronic Ballasts for compact fluorescent lamp. Universidade Federal de Santa Maria (Brasil). IEEE 2001.
- [25] Eguíluz, L. I. Facturación de la electricidad: calidad y eficiencia. Universidad de Cantabria. Santander, julio 2003.
- [26] Lara Santillan, P.M. Aportación a las definiciones de potencia en régimen polifásico no sinusoidal. Tesis doctoral. Universidad de Cantabria. Santander, Mayo 1999.
- [27] Slomovitz, D. ¿Están las empresas eléctricas computando correctamente el factor de potencia a sus usuarios?. UTE, Montevideo, Uruguay. IEEE 1999.
- [28] Leon Martinez, V. Ineficiencias de los sistemas eléctricos: efectos cuantificación y dispositivos de mejora de la eficiencia. Universitat de València, 2001
- [29] Emanuel, A.E. Apparent Power: components and physical interpretation. IEEE 1998.
- [30] Pedra, J., Sainz, L., Córcoles, F., Lopez, R., Salichs, M. Pspice computer model of a nonlinear three-phase three-legged transformer. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No. 1, January 2004. Pag 200 to 207.
- [31] Sabater, R., Donderis, V. Inefficiencies in Unbalanced Three-Phase Power Systems. Relationship Between System Asymmetry and Instantaneous Power Waves. Dep. of Electrical Engineering. Technical University of Valencia. ICREPQ Barcelona. Abril 2004.
- [32] Herrera, Reyes S., Salmerón, P. Non-Linear and Unbalanced Three-Phase Load Static Compensation with Asymmetrical and Non Sinusoidal Supply. Electrical Engineering Department, University of Huelva. ICREPQ Barcelona. Abril 2004.
- [33] Emanuel, A.E. Reflections on the effective voltage concept. Sixth International Workshop on Power Definitions And Measurements Under Non-sinusoidal conditions. Milano, October 2003.
- [34] Schonek, J. Las peculiaridades del tercer armónico. Cuaderno Técnico nº 202 Schneider Electric. Febrero 2001
- [35] Tenti, P., Mattavelli P. A Time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. Sixth International Workshop on Power Definitions And Measurements Under Non-sinusoidal conditions. Milano, October 2003.

## **Anexo: Publicaciones incluidas en la Tesis**

## ANEXO: PUBLICACIONES INCLUIDAS EN LA TESIS

### ATENCIÓN !

Las páginas 166 a 212 de la tesis contienen los trabajos citados a continuación, pero por respeto a los derechos del editor deben consultarse en las páginas web correspondientes

## PUBLICACIONES DEL AUTOR

### Artículos en revistas internacionales

- 1 J. Cunill-Solà, M. Salichs, *Study and characterization of waveforms from low-watt (< 25 W) compact fluorescent lamps with electronic ballasts*. IEEE Transactions on Power Delivery. 22-4, pp. 2305 - 2311. 10/2007. ISSN 0885-8977.

Índice de impacto (2007): 0.857; (2013): 1.657 y últimos 5 años: 1.970

<http://ieeexplore.ieee.org/document/4302515/>

- 2 L. Sainz, J. Cunill-Solà, J. J. Mesas, *Parameter estimation procedures for compact fluorescent lamps with electronic ballasts*. Electric Power Systems Research. 95, pp. 77 - 84. 02/2013. ISSN 0378-7796 Índice de impacto (2013): 1.595 y últimos 5 años: 2.026

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779612002702>

- 3 J. Cunill-Solà, L. Sainz, J. J. Mesas, *Neutral conductor current in three-phase networks with compact fluorescent lamps*. Electric Power Systems Research. 103, pp. 70 - 77. 10/2013.

ISSN 0378-7796 Índice de impacto (2013): 1.595 y últimos 5 años: 2.026.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779613001247>

### Trabajos presentados y publicados en congresos nacionales e internacionales

- 4 J. Cunill-Solà, J. J Mesas, L. Sainz, "Experimental measurements of fluorescent lamp harmonic current emissions and their impact on neutral current". En: *Proceedings of the 10th IASTED European Conference on Power and Energy Systems*. pp. 185 - 192. ACTA Press, 0022. Creta (Grecia) 2011. ISBN 978-0-88986-883-0

- 5 J. Cunill-Solà, J. J Mesas, L. Sainz, "Low-watt compact fluorescent lamps with electronic ballasts". En: *Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. pp. 1 - 5. [Malaga: IEEE], 0011. Malaga 2011.  
ISBN 978-1-4244-9843-7  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/6036555/>
- 6 J. Cunill-Solà, "Il·luminació eficient amb làmpades fluorescents compactes: baix consum però alta distorsió harmònica". En: *Jornada de Sostenibilitat i Compromís Social*. pp. 73 - 75.  
EPSEM, 0002. Manresa 2010. ISBN 978-84-86784-08-9  
<http://upcommons.upc.edu/handle/2099/9913>
- 7 J. Cunill-Solà, M. Salichs, "Càrregues no lineals en règim periòdic. Estudi de les ones d'una làmpada fluorescent compacta amb reactància electrònica.". En: *Jornada de Recerca EPSEM 2006*. pp. 37 - 38. Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Manresa.  
ISBN 978-84-86784-05-8