

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
DE COMPUTADORES Y DE SISTEMAS**

TESIS

**APORTACIONES AL MODELADO DE LÁMPARAS
FLUORESCENTES PARA APLICACIONES EN ALTA
FRECUENCIA CON REGULACIÓN DE FLUJO LUMINOSO**

por

Ramón Emilio Díaz Fernández

**PRESENTADA PARA LA OBTENCIÓN DEL
GRADO DE DOCTOR INGENIERO INDUSTRIAL**

OVIEDO, OCTUBRE de 2015

TESIS DOCTORAL

APORTACIONES AL MODELADO DE LÁMPARAS FLUORESCENTES PARA APLICACIONES EN ALTA FRECUENCIA CON REGULACIÓN DE FLUJO LUMINOSO

Doctorando: D. Ramón Emilio Díaz Fernández

Directores de la Tesis: D. Javier Ribas Bueno

D. Antonio Javier Calleja Rodríguez

TRIBUNAL CALIFICADOR:

Presidente: D. Manuel Rico Secades

Secretario: D. Francisco Javier Azcondo Sánchez

Vocales: Dña. Marina Mendes Sargento Domingues Perdigão

A mi mujer

A mis hijas Paula y Beatriz

AGRADECIMIENTOS:

En primer lugar quiero expresar mi más sincera gratitud a mis directores de Tesis y amigos, Dr. Javier Ribas Bueno y Dr. Antonio J. Calleja Rodríguez, por su ayuda, sugerencias, paciencia y dedicación, que han hecho posible la realización de este trabajo.

Agradecer también al resto de componentes del grupo Conversión eficiente de energía electrónica industrial e iluminación de la Universidad de Oviedo: Manuel, Marcos, Emilio, Jorge y Cardesín, por su apoyo, comentarios, críticas y sobre todo por su amistad.

Me gustaría dar las gracias a los compañeros del laboratorio y de manera muy especial a Dani por su inestimable apoyo y ayuda.

Finalmente, agradecer también a mi mujer, hijas y padres, puesto que sin su apoyo, paciencia y comprensión, hubiera sido imposible completar esta tarea.

Este trabajo fue apoyado económicamente por el Principado de Asturias, España, como una beca de investigación, formando parte del proyecto PCTI/FC-08-IB08-049.

RESUMEN DE LA TESIS

A pesar de la fuerte penetración en el mercado de las lámparas constituidas por diodos LED, los sistemas de iluminación conformados por lámparas fluorescentes siguen capitalizando la mayoría de las instalaciones para espacios interiores. La tendencia actual indica la necesidad de equipos más eficientes, flexibles y controlables. En un futuro próximo, es previsible que las lámparas fluorescentes de alta eficiencia sea la solución dominante debido, principalmente, a su relación calidad – precio. Se presenta por tanto, una oportunidad perfecta para invertir en nuevos desarrollos y técnicas de control en este campo. Desafortunadamente, la flexibilidad que un sistema de iluminación fluorescente debe aportar a una instalación es inviable con la técnica tradicional de balastos magnéticos, por lo que la utilización de balastos electrónicos se presume intensiva. Sin embargo, a no ser que los electrodos sean tratados convenientemente, el uso de este tipo de balastos no garantiza una mayor vida útil de las lámparas fluorescentes. Esto implica que el electrodo sea cuidado no solo en la fase de precalentamiento, sino también en la fase de régimen permanente, y muy especialmente cuando el sistema esté trabajando a una potencia menor que la potencia nominal.

En el presente trabajo doctoral se pretende realizar algunas aportaciones al modelado de lámparas fluorescentes para aplicaciones en alta frecuencia con regulación del flujo luminoso. Se busca obtener nuevos modelos que realicen una caracterización más ajustada del comportamiento de las lámparas, teniendo en cuenta su nivel de potencia y la temperatura ambiente del entorno.

De ésta forma, el trabajo presentado comienza con una descripción de las características básicas de las fuentes de producción de luz, su constitución física y los principios de funcionamiento de las lámparas más usuales. Asimismo, en el Capítulo 1, se describen las características eléctricas de las diferentes lámparas incidiendo en los aspectos que resultan más críticos para el diseño de los sistemas de alimentación.

En el Capítulo 2 se realiza una profunda revisión del estado del arte en lo que respecta al modelado de las lámparas fluorescentes. El Capítulo se divide en dos partes bien diferenciadas: modelos de la descarga y modelos de los electrodos. En la primera parte se realiza un recorrido por los modelos estáticos, dinámicos de gran señal y dinámicos de pequeña señal. La segunda parte se centra en el comportamiento de los electrodos, analizando las diferentes fases por las que atraviesan desde la ignición hasta el régimen permanente. En éste apartado también se introduce la normativa existente. Normativa que regula el uso de las lámparas cuando estas

trabajan en modo dimming y que establece la manera más idónea de incluir a los electrodos en el circuito equivalente de la lámpara. Finalmente se introduce el método de cálculo de las líneas SoS.

En el Capítulo 3 se describe la caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes cuando su potencia de salida está regulada. En primer lugar se detalla las conFiguraciones utilizadas para la caracterización, empezando por aquella que lo que pretende realmente es evitar que la presencia de los electrodos compense parcialmente la impedancia incremental negativa de la lámpara, para continuar con el análisis del circuito que incorpora el comportamiento de los electrodos, descripción del hardware y descripción del programa del control del proceso.

En el Capítulo 4, inicialmente se realiza un repaso a los ensayos realizados, resaltando el tipo de lámpara, el tratamiento de los electrodos y las condiciones ambientales en las que se desarrollaron los mismos. En los apartados siguientes del capítulo se exponen las aportaciones que la presente tesis doctoral realiza al modelado de pequeña señal de lámparas fluorescentes.

El Capítulo 5 se ha dedicado a la parte de aplicaciones desarrolladas. El capítulo comienza con las consideraciones de diseño para balastos resonante de alta frecuencia con la potencia de salida regulada y con una descripción detallada del método promediado generalizado para el análisis del comportamiento dinámico de inversores resonantes. Continúa con la realización de un ejemplo de aplicación de caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes para diferentes niveles de potencia, prosigue con un análisis de estabilidad utilizando el modelo de pequeña señal doble polo – doble cero en un balasto resonante con la potencia de salida regulada y finaliza con un análisis del efecto de la temperatura ambiente en el rango de estabilidad.

ABSTRACT

Despite the strong market penetration of LED based lighting systems, fluorescent fixtures still capitalize most of the existing indoor lighting installations nowadays. The current trend shows an increasing need of more efficient, flexible and controllable ballasts. In the near future, high efficiency lighting systems based on fluorescent lamps are likely to become a dominant solution due to its cost effectiveness. Therefore, there is a clear chance to develop new designs and control techniques in this field. Unfortunately, the flexibility required in current lighting systems is not feasible using traditional electromagnetic ballasts, thus the use of electronic ballasts will presumably become intensive. However, if lamp electrodes are not treated conveniently, the use of electronic ballasts does not ensure a longer lamp life. This fact implies not only the need to conveniently preheat the electrodes prior ignition, but also to maintain proper operating conditions during steady state, especially when lamp operates below its rated power level.

The present doctoral work aims to make some contributions to the modeling of fluorescent lamps for high frequency dimming applications. It pursues to obtain new models that provide more accurate description of lamp behavior, also taking into account the power level and ambient temperature.

Based on these premises, present document starts with a description of the basic characteristics of the most commonly used light sources, their physical implementation and their operational principles. Besides, in Chapter 1, the electrical characteristics of different lamps are described focusing in the most critical aspects for the design of the supply system.

In Chapter 2, a deep revision is made regarding the state of the art in fluorescent lamp modelling. This chapter is divided in two different blocks: discharge models and electrode models. In first block, existing static models are revised, followed by the great and small signal dynamic models. The second block is focused on electrode behavior, analyzing the different working stages that take place between ignition and steady state operation. In this block, the existing regulations are also introduced. These regulations describe the optimum conditions to operate in dimming mode and define the best way to include the electrodes in the lamp equivalent circuit. Finally, the procedure to calculate the SoS limits is introduced.

Chapter 3 describes the small signal characterization of fluorescent lamps with output power control. The two different circuit configurations that were used are described in detail. In first

place, the circuit used to avoid the partial compensation of lamp's negative impedance that occurs due to the series resistance of the electrodes is described. The second circuit used was designed to include and measure the effect of the electrodes together with the arc dynamic impedance. This chapter describes the hardware and the control program of both characterization circuits.

In Chapter 4, a general review of the tests that were carried out is performed, highlighting the type of lamp, electrode heating procedure and the environmental conditions in which they were developed. The following sections of the chapter are dedicated to expose the contributions of this Thesis regarding the small signal modeling of fluorescent lamps.

Chapter 5 describes the applications that were developed. Chapter starts explaining some general design considerations for high frequency resonant ballasts with output power control followed by a detailed description of the generalized averaging procedure used to analyze the dynamic characteristics of resonant inverters. This chapter continues with the completion of an application example of small-signal characterization of fluorescent lamps for different power levels, followed by a stability analysis using the small-signal double-pole double-zero model in a resonant ballast with regulated output power. Chapter 5 concludes with an explanation of the effect of ambient temperature on the stability range.

ACRÓNIMOS

LED	Diodo emisor de luz
SI	Sistema internacional de medida
CIE (IEC)	Comisión internacional de la iluminación (Commission Internationale de l'Éclairage)
IRC (CRI)	Índice de reproducción cromática (Color Rendering Index)
UNE	Una norma española
SoS	Suma de cuadrados (Sum of Squares)
FFT	Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
MOSFET	Transistor de efecto de campo (Metal Oxide semiconductor Field Effect Transistor)
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PLL	Lazo de enganche de fase (Phase Locked Loop)
HID	Lámparas de descarga de alta intensidad
CCFL	Fluorescente de cátodo frío (Cold Cathode Fluorescent Lamp)
LCC	Bobina – Condensador – Condensador
LCC-SP	Bobina – Condensador – Condensador , Serie – Paralelo
LCC-PS	Bobina – Condensador – Condensador ,Paralelo – Serie

GLOSARIO

Flujo luminoso	Medida de la potencia luminosa percibida.
Eficacia luminosa	Relación existente entre el flujo luminoso (en lúmenes) emitido por una fuente de luz y la potencia (en vatios) W.
Temperatura de color correlacionada	El color con el que percibimos una fuente de luz en relación a la escala Plankiana de grados Kelvin.
Temperatura de color	La temperatura de color de una fuente de luz se define comparando su color dentro del espectro luminoso con el de la luz que emitiría un cuerpo negro calentado a una temperatura determinada.
Dimming	Regulación del nivel del flujo luminoso.
Cuerpo negro	Es un objeto teórico o ideal que absorbe toda la luz y toda la energía radiante que incide sobre él.
Sputtering	Vaporización de los átomos por el bombardeo de iones sobre el cátodo.
Columna positiva	Región en una descarga eléctrica que se extiende desde el ánodo hasta la región oscura de Faraday.
Estriaciones	Fenómeno visual determinado por la física de la lámpara. Áreas claras y oscuras en una lámpara fluorescente, algunas veces se mueven a lo largo de la lámpara y otras veces toman forma de ondas estacionarias.
Índice de reproducción cromática	Es una medida de la capacidad que una fuente luminosa tiene para reproducir fielmente los colores de los objetos en comparación con una fuente de luz de referencia.
Punto caliente (Hot spot)	Punto del electrodo donde se produce la descarga.

LISTA DE SÍMBOLOS

Capítulo 1

c	Velocidad de la luz
E_{UV}	Energía del quantum absorbida
E_V	Energía del quantum de luz emitida
h	Constante de Planck
ν_{UV}	Frecuencia de absorción
ν_V	Frecuencia emisión
λ_{UV}	Longitud de onda absorción
λ_V	Longitud de onda emisión

Capítulo 2

a	Constante
A, B, C, D	Coefficientes
a, b, c, d	Coefficientes
E_0	Tensión en régimen permanente
G	Conductancia
I	Corriente
I_{LH}	Corriente más elevada que circula por los terminales del electrodo
I_h	Corriente que circula por el electrodo
I_D	Corriente de descarga
I_{LL}	Corriente más baja que circula por los terminales del electrodo
\hat{i}	Variaciones de las amplitudes de la corriente
k	Constante negativa ecuación Deng y Cuk
L_e	Pérdidas de electrones libres
L_W	Electrones perdidos en la pared del tubo
L_R	Electrones perdidos en la recombinación
P	Potencia
P_{arc}	Potencia del arco
$p_L(t)$	Potencia instantánea
\bar{P}_L	Potencia promedio
P_e	Producción de electrones libres
P_{rad}	Perdidas por radiación
P_{con}	Perdidas por conducción
ρ	Constante positiva ecuación Deng y Cuk
R_{arc}	Resistencia del arco
r_f	Resistencia del electrodo

R_0	Resistencia de la lámpara en ausencia de perturbación
r_1	Parte 1 de la resistencia del electrodo
r_2	Parte 2 de la resistencia del electrodo
\hat{R}	Perturbación de la resistencia
T_e	Temperatura del electrón
V	Tensión
V_{arc}	Tensión del arco
\hat{v}	Variaciones de las amplitudes de la tensión
Z_{Cf}	Impedancia del condensador
Z_l	Impedancia incremental
z	Constante negativa ecuación Deng y Cuk
ρ	Densidad de ionización
τ	Contante de tiempo
θ	Constante de tiempo de la ionización
η_e	Incremento de electrones libres

Capítulo 3

E	Energía
I_D	Corriente de descarga
I_{LL}	Corriente más baja que circula por los terminales del electrodo
I_{LH}	Corriente más elevada que circula por los terminales del electrodo
I	Corriente que circula por el electrodo
k	Constante negativa ecuación Deng y Cuk
ρ	Constante positiva ecuación Deng y Cuk
r_1	Parte 1 de la resistencia del electrodo
r_2	Parte 2 de la resistencia del electrodo
R	Resistencia de sustitución para el catodo
t_s	Tiempo de cebado
V_{caldeo}	Tensión de caldeo
V_{BUS}	Tensión del BUS
z	Constante negativa ecuación Deng y Cuk

Capítulo 4

a_1, b_1	Coefficientes
a_2, b_2, c_2, d_2	Coefficientes
a_3, b_3, c_3, d_3	Coefficientes
k	Constante negativa ecuación Deng y Cuk
k'	Constante
n_1	Constante del modelo

n_2	Constante del modelo
p_1	Constante del modelo
p_2	Constante del modelo
P_{HS}	Balance de potencias alrededor del punto caliente
\hat{p}	Perturbación de la potencia
ρ	Constante positiva ecuación Deng y Cuk
p'	Constante
p_1	Polo
R_0	Resistencia de la lámpara en ausencia de perturbación
\hat{R}	Perturbación de la resistencia
r_d	Resistencia dinámica de la lámpara
r'	Resistencia equivalente de una sección del electrodo
T	Temperatura
V_{CF}	Caída de tensión en el cátodo
X_{\min}	Constante dependiente de la lámpara (SoS)
X_{\max}	Constante dependiente de la lámpara (SoS)
Y_{\min}	Constante dependiente de la lámpara (SoS)
Y_{\max}	Constante dependiente de la lámpara (SoS)
Z	Constante dependiente de la lámpara (SoS)
z	Constante negativa ecuación Deng y Cuk
z'	Constante
z_1	Cero
z_2	Cero

Capítulo 5

$\bar{u}(t)$	Vector de excitación
$\langle \bar{u} \rangle_k$	Vector de la componente de orden k del vector de excitación
$\langle \bar{u}_0 \rangle_k$	Valor de régimen permanente de la componente de orden k de la señal de excitación
$\langle \hat{u} \rangle_k$	Valor de la perturbación de la componente de orden k de la señal de excitación
$\bar{x}(t)$	Vector de variables de estado del circuito resonante
$\langle \bar{x} \rangle_k$	Vector de la componente de orden k de las variables de estado
$\langle \bar{x}_0 \rangle_k$	Vector de la componente de orden k de las variables de estado del circuito en régimen permanente
$\langle \hat{x} \rangle_k$	Vector de perturbaciones para la componente de orden k de las variables de estado
$\bar{y}(t)$	Vector de variables de observación

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS:	0.7
RESUMEN DE LA TESIS	0.9
ABSTRACT	0.11
ACRÓNIMOS	0.13
GLOSARIO	0.15
LISTA DE SÍMBOLOS	0.17
ÍNDICE	0.21
RELACIÓN DE FIGURAS	0.29
RELACIÓN DE TABLAS	0.38

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN A LAS FUENTES DE ILUMINACIÓN

1.1. CONCEPTOS BASICOS DE ILUMINACION	1.3
1.1.1. Medida de la luz	1.3
1.1.1.1. Radiometría	1.3
1.1.1.2. Fotometría	1.3
1.1.2. Magnitudes y Unidades	1.6
1.1.2.1. Magnitudes y Unidades Radiométricas	1.6
1.1.2.2. Magnitudes y Unidades Fotométricas	1.7
1.1.2.3. Magnitudes y Unidades más importantes en la ingeniería de la iluminación	1.8
1.1.3. El color: conceptos básicos	1.9
1.1.3.1. Generalidades	1.9
	0.21

1.1.3.2. Clasificación de los colores según el diagrama cromático C.I.E.	1.9
1.1.3.3. La temperatura de color	1.11
1.1.3.4. Índice de rendimiento de color	1.12
1.1.3.5. Reproducción cromática	1.14
1.2. FUENTES DE PRODUCCIÓN DE LUZ	1.15
1.2.1. Generalidades	1.15
1.2.2. Incandescencia	1.17
1.2.3. Luminiscencia	1.17
1.2.3.1. Fotoluminiscencia	1.17
1.2.3.2. Electroluminiscencia	1.18
1.3. FUENTES DE LUZ EMPLEADAS EN LOS SISTEMAS DE ILUMINACIÓN	1.19
1.4. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN MÁS UTILIZADOS EN EL ALUMBRADO DE INTERIORES	1.20
1.4.1. Lámparas incandescentes	1.20
1.4.2. Lámparas halógenas incandescentes	1.21
1.4.3. Lámparas de descarga	1.22
1.4.3.1. Descarga de gases	1.22
1.4.3.1.1. Generación de calor	1.23
1.4.3.1.2. Excitación de los átomos y de las moléculas del gas	1.24
1.4.3.1.3. Ionización de los átomos del gas	1.24
1.4.3.2. Limitación de la corriente de descarga	1.25
1.4.3.3. Inicio de la descarga del gas	1.26
1.4.3.3.1. Fase de ruptura	1.26
1.4.3.3.2. Fase de calentamiento	1.27
	0.22

1.4.3.4. La descarga en baja presión	1.28
1.4.3.4.1. Generalidades	1.28
1.4.3.4.2. La presión del vapor	1.32
1.4.3.4.3. Tensión de funcionamiento	1.32
1.4.3.4.4. La Temperatura	1.33
1.4.3.5. Lámparas fluorescentes	1.33
1.4.3.5.1. Generalidades	1.33
1.4.3.5.2. La presión del vapor de mercurio	1.34
1.4.3.5.3. El gas auxiliar	1.36
1.4.3.5.4. Densidad de la corriente	1.38
1.4.3.5.5. Dimensiones de los tubos de descarga	1.39
1.4.3.5.6. Conversión de la radiación ultravioleta en luz	1.40
1.4.3.5.7. Propiedades eléctricas de las lámparas fluorescentes	1.42
1.4.3.5.8. Descarga en continua	1.43
1.4.3.5.9. Descarga en alterna	1.46
1.4.4. Diodos emisores de luz. LED	1.48
1.4.4.1. Principio de funcionamiento	1.48
1.4.4.2. Tipo de diodos LED	1.49
1.4.4.3. Diodos LED de alta intensidad	1.51
1.5. COMPARACIÓN ENTRE LOS SISTEMAS BASADOS EN DIODOS LED Y LOS SISTEMAS BASADOS EN LAMPARAS FLUORESCENTES T5	1.52
1.5.1. Introducción	1.52
1.5.2. Eficacias	1.52
1.5.3. Disipación del calor y sobrecalentamiento	1.53

1.5.4. Costes de origen	1.53
1.5.5. Índice CRI	1.54
1.5.6. La vida de los LED	1.54
REFERENCIAS	1.55

CAPÍTULO 2: MODELADO DE LÁMPARAS FLUORESCENTES

2.1. MODELOS DE LA DESCARGA	2.3
2.1.1. Introducción	2.3
2.1.2. Modelos estáticos	2.4
2.1.3. Modelos Dinámicos de gran señal	2.10
2.1.4 Modelos Dinámicos de pequeña señal	2.24
2.2. MODELOS DE LOS ELECTRODOS	2.30
REFERENCIAS	2.44

CAPÍTULO 3: CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL DE LÁMPARAS FLUORESCENTES CON LA POTENCIA DE SALIDA REGULADA

3.1. PROCEDIMIENTOS DE CARACTERIZACIÓN	3.3
3.1.1. Introducción	3.3
3.1.2. Topologías utilizadas	3.3
3.2. DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS	3.11
3.2.1. Objetivo del diseño	3.11

3.2.2. Suposiciones y criterios de partida	3.11
3.2.3. Diagrama de bloques y funcionamiento del sistema de medida	3.13
3.2.4. Parámetros básicos del sistema de adquisición.	3.16
3.3. DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE	3.18
REFERENCIAS	3.24

CAPÍTULO 4: APORTACIONES AL MODELADO DE PEQUEÑA SEÑAL DE LÁMPARAS FLUORESCENTE

4.1. INTRODUCCIÓN	4.3
4.2. ENSAYOS REALIZADOS	4.4
4.3. CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL DE LÁMPARAS FLUORESCENTES PARA DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA	4.8
4.3.1. Introducción	8
4.3.2. Caracterización dinámica en pequeña señal de lámparas fluorescentes	4.10
4.4. CARACTERIZACIÓN DE LOS ELECTRODOS DE LÁMPARAS FLUORESCENTES CON LA POTENCIA DE SALIDA REGULADA	4.16
4.4.1. Introducción	4.16
4.4.2. Interpretación de las líneas SoS	4.17
4.4.3. Procedimiento para la caracterización de los electrodos	4.21
4.4.4. Resultados experimentales	4.22
4.5. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DEPENDIENTE DE LA POTENCIA PARA LÁMPARAS FLUORESCENTES BASADO EN UNA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON UN DOBLE POLO Y UN DOBLE CERO	4.28
4.5.1. Introducción	4.28
4.5.2. Procedimiento de caracterización	4.29

4.5.3. Modelo del doble polo complejo doble cero real en pequeña señal	4.30
4.5.4. Modelo doble polo – doble cero adaptado a una lámpara con diferentes niveles de potencia	4.32
4.5.5. Efectos de los electrodos en el modelo de pequeña señal	4.35
4.6. EFECTOS DE LA TEMPERATURA SOBRE EL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE UNA LÁMPARA FLUORESCENTE	4.38
4.6.1. Introducción	4.38
4.6.2. Procedimiento de caracterización	4.38
4.6.3. Efectos de la temperatura en el doble polo complejo – doble cero real	4.39
4.7. EFECTOS DE LA DISPERSIÓN EN EL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE UNA LÁMPARA FLUORESCENTE	4.44
4.7.1. Introducción	4.44
4.7.2. Estimación de los efectos de la dispersión en el modelo doble-polo doble-cero	4.44
4.8. CONCLUSIONES	4.48
REFERENCIAS	4.49

CAPÍTULO 5: APLICACIONES DE LOS MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL

5.1. CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO PARA BALASTOS RESONANTES DE ALTA FRECUENCIA CON LA POTENCIA DE SALIDA REGULADA	5.3
5.2. MÉTODO PROMEDIADO GENERALIZADO MULTIFRECUENCIA PARA EL ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO DE INVERSORES RESONANTES	5.7
5.2.1. Introducción al método promediado generalizado	5.7
5.2.2. Metodología del estudio dinámico	5.8
	0.26

5.2.3. Aplicación al modelado de estados	5.10
5.3.4. Caso particular: sistemas lineales invariantes	5.11
5.3. EJEMPLO DE APLICACIÓN: CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL DE LAMPARAS FLUORESCENTES PARA DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA	5.16
5.3.1. Análisis de la interacción del sistema lámpara balasto	5.16
5.3.2. Resultados experimentales	5.22
5.4. IMPEDANCIA DE LOS ELECTRODOS	5.25
5.4.1. Circuitos de caldeo y sus características	5.25
5.4.2. Análisis de estabilidad de un inversor LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos	5.26
5.4.3. Análisis de estabilidad de un inversor LCC-SP utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos	5.30
5.4.4. Resultados experimentales	5.34
5.4.5. Análisis del Efecto de la temperatura ambiente en el rango de estabilidad	5.36
REFERENCIAS	5.40

CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES, APORTACIONES Y FUTUROS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

6.1. CONCLUSIONES Y APORTACIONES	6.3
6.2. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	6.8
6.2.1. Estudio de los efectos de la dispersión y del envejecimiento en la característica de pequeña señal	6.8
6.2.2. Posibles mejoras en el modelado de los electrodos	6.8
6.2.3. Empleo de las características de pequeña señal para la detección	

automática de lámpara	6.10
6.2.4. Aplicación de los modelos propuestos en otras configuraciones de potencia	6.11
6.2.5. Búsqueda de alternativas de mejora de los modelos propuestos	6.12
REFERENCIAS	6.13

RELACIÓN DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Fig. 1.1. Sensibilidad relativa a la luz: conos y bastoncillos.	1.4
Fig. 1.2. Zonas de luminancia l.	1.5
Fig. 1.3. Sistema colorimétrico patrón CIE.	1.10
Fig. 1. 4. Lugar del cuerpo negro en el diagrama cromático del C.I.E.	1.11
Fig. 1.5. Distribución espectral de una lámpara incandescente	1.21
Fig. 1.6. Colisión elástica.	1.23
Fig. 1. 7. Excitación. Emisión de radiación.	1.24
Fig. 1.8. Generación de electrones e iones.	1.25
Fig. 1.9. Característica tensión – corriente de una lámpara de descarga.	1.25
Fig. 1.10. Tensión de ruptura para varios gases inertes o mezcla de gases inertes.	1.27
Fig. 1.11. Curvas de estabilización del flujo luminoso y de la resistencia equivalente de lámparas fluorescentes.	1.28
Fig. 1.12. Líneas de resonancia del sodio.	1.29
Fig. 1.13. Transiciones del átomo de mercurio	1.30
Fig. 1.14. Líneas de resonancia del mercurio.	1.30
Fig. 1.15 Distribución espectral. Blanco cálido.	1.31
Fig. 1.16 Distribución espectral. Blanco neutro.	1.31
Fig. 1.17 Distribución espectral. Blanco luz diurna.	1.31
Fig. 1.18. Conversión de la energía eléctrica en luz en el interior de un fluorescente.	1.34
Fig. 1.19. Presión del vapor de mercurio en función de la temperatura.	1.35
Fig. 1.20. Variación de la eficacia luminosa con la temperatura.	1.35
Fig. 1.21. Lámparas osram T5 HO convencional y T5 HO constant.	1.36

Fig. 1.22. Eficacia luminosa de una lámpara de descarga de baja presión de mercurio en función de la presión del gas auxiliar.	1.37
Fig. 1.23. Vida relativa de la lámpara en función de la presión del gas auxiliar.	1.38
Fig. 1.24. Temperatura de la envolvente en función de la corriente de descarga de una lámpara fluorescente de dimensiones constantes.	1.39
Fig. 1.25. Bandas de absorción y emisión de un fosforo.	1.41
Fig. 1.26. Zonas de descarga y distribución de potencial en una lámpara de mercurio de baja presión funcionando en continua.	1.43
Fig. 1.27. Secuencias de arranque de una descarga en continua.	1.45
Fig. 1.28. Evolución de la tensión y la corriente en baja frecuencia.	1.46
Fig. 1.29. Característica tensión – corriente en baja frecuencia.	1.46
Fig. 1.30. Evolución de la tensión y la corriente en alta frecuencia.	1.48
Fig. 1.31. Característica tensión – corriente en alta frecuencia.	1.48
Fig. 1.32. Unión sin polarizar.	1.49
Fig. 1.33. Unión polarizada.	1.49
Fig. 1.34. Esquema de la estructura de bandas de energía de un led de heterounión doble.	1.51
Fig. 1.35. Proceso de recombinación de portadores en la emisión de luz.	1.51

CAPÍTULO 2

Fig. 2.1. Característica Corriente-Tensión para una lámpara Osram Dulux S/E de 9W.	2.3
Fig. 2.2. Resistencia incremental de una lámpara fluorescente.	2.4
Fig. 2.3. Característica V_{rms} – I_{rms} de una lámpara fluorescente T8-32W.	2.6
Fig. 2.4. Curva de ajuste con la ecuación (2.9).	2.7
Fig. 2.5. Aproximación exponencial de la resistencia equivalente de la lámpara fluorescente como función de la potencia.	2.8

Fig. 2.6. Circuito equivalente con tanque resonante LCC-SP.	2.9
Fig. 2.7. Característica $V(i)$ en alta frecuencia de una lámpara fluorescente TL5 HE 35W a diferentes niveles de potencia.	2.11
Fig. 2.8. Modelo resistencia para alta frecuencia y corriente continua.	2.14
Fig. 2.9. Cálculo de los coeficientes para el modelo parabólico.	2.14
Fig. 2.10. Característica tensión – corriente de una lámpara fluorescente en el instante inicial.	2.16
Fig. 2.11. Modificaciones de la característica estática del modelo al variar los parámetros E_0 , I_0 y P_0 .	2.18
Fig. 2.12 Medidas y modelado de la característica V-I (42 W OSRAM CFL).	2.22
Fig. 2.13. Medidas y modelado de la característica V-I (42 W OSRAM CFL).	2.23
Fig. 2. 14 Bondad del modelo de comportamiento.	2.23
Fig. 2.15 Bondad del modelo físico.	2.24
Fig. 2. 16. Comportamiento en régimen permanente y en pequeña señal: impedancia incremental negativa.	2.25
Fig. 2.17. Efectos dinámicos en las envolventes de la tensión y de la corriente.	2.26
Fig. 2. 18. Diagrama de Bode.	2.26
Fig. 2. 19. Diagrama de Nyquist.	2.26
Fig. 2.20. Característica resistencia – potencia de pequeña señal típica de una lámpara fluorescente.	2.29
Fig. 2. 21. Circuito eléctrico típico de alimentación de una lámpara fluorescente en Europa.	2.31
Fig. 2.22. Relación de resistencias en función de la temperatura del tungsteno.	2.32
Fig. 2.23. Circuito eléctrico típico de alimentación de una lámpara fluorescente en EE.UU.	2.33
Fig. 2.24. Estructura de los cables del tungsteno de un doble arrollamiento.	2.34

Fig. 2.25. Electrodo doble.	2.35
Fig. 2.26. Esquema del electrodo.	2.36
Fig. 2.27. Cambio de nomenclatura en las corrientes de los electrodos.	2.38
Fig. 2.28. Composición de uno de los terminales.	2.39
Fig. 2.29. Representación vectorial de las corrientes que circulan por los electrodos.	2.40
Fig. 2.30. Representación gráfica de las líneas SoS objetivo y mínima.	2.41
Fig. 2.31. Modelo de la lámpara.	2.42
Fig. 2.32. Circuito para realizar los ensayos.	2.43
Fig. 2.33. Circuito equivalente de una lámpara fluorescente.	2.43

CAPÍTULO 3

Fig. 3.1. Diagrama de bloques de la configuración experimental utilizada para la caracterización de la lámpara.	3.4
Fig. 3.2. Esquema simplificado del circuito de caracterización.	3.6
Fig. 3.3. Circuito equivalente de la lámpara incluyendo la resistencia de los electrodos.	3.7
Fig. 3.4. Parámetros medibles.	3.7
Fig. 3.5. Distribución de las corrientes en un electrodo.	3.8
Fig. 3.6. Cálculo de las resistencias del electrodo utilizando la aproximación fundamental.	3.9
Fig. 3.7. Disposición empleada para la toma de datos.	3.10
Fig. 3.8. Toma de datos de las tensiones y corrientes en la lámpara.	3.12
Fig. 3.9. Esquema del circuito de caracterización.	3.13
Fig. 3.10. Diagrama de bloques del hardware del sistema de medida.	3.14
Fig. 3.11. Esquema resumido del circuito de medida.	3.14

Fig. 3.12. Señales de control.	3.15
Fig. 3.13. Osciloscopio digital de cuatro canales DL9040 de YOKOGAWA.	3.16
Fig. 3.14. Fuente de alimentación.	3.17
Fig. 3.15. Sonda de corriente N2783A.	3.17
Fig. 3.16 Muestras necesaria por periodo de la señal portadora.	3.17
Fig. 3. 17. Parte del programa en el que se extrae la componente fundamental por medio de la FFT en LabView.	3.21
Fig. 3.18. Relación no ideal de las corrientes que fluyen por un electrodo.	3.22

CAPÍTULO 4

Fig. 4.1. Ganancia estática como función de la potencia de la lámpara.	4.10
Fig. 4.2. Cero como función de la potencia de la lámpara.	4.11
Fig. 4.3. Polo como función de la potencia de la lámpara.	4.11
Fig. 4.4. Potencia media frente a resistencia equivalente de la lámpara.	4.12
Fig. 4.5. Representación en coordenadas polares de las características - normalizadas para una lámpara fluorescente Osram Dulux T/E 26.	4.13
Fig. 4.6. Ajuste del modelo polo – cero a potencia nominal.	4.14
Fig. 4.7. Ajuste del modelo polo – cero al 30% de la potencia nominal	4.15
Fig. 4.8. Circuito equivalente de la lámpara incluyendo la resistencia de los electrodos.	4.18
Fig. 4.9. Tanque resonante LCC.	4.19
Fig. 4.10. Tanque resonante LCC modificado.	4.19
Fig. 4.11. Distribución de las corrientes en un electrodo.	4.20
Fig. 4.12. Área de trabajo definida por las líneas SoS.	4.21
Fig. 4.13. Efecto del desfase sobre el circuito equivalente del electrodo	

con SoS constante.	4.24
Fig. 4.14. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS mínima para una corriente de descarga de 100mA.	4.25
Fig. 4.15. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS objetivo para una corriente de descarga de 100mA.	4.25
Fig. 4.16. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS máxima para una corriente de descarga de 100mA.	4.25
Fig. 4.17. Resistencias equivalentes del electrodo y como función del valor SoS medido a 120mA, 100mA y 80mA.	4.26
Fig. 4.18. Suma de las resistencias equivalentes del electrodo y como función del valor SoS medido a 120mA, 100mA y 80mA.	4.27
Fig. 4.19. Característica estática tensión – corriente de una lámpara fluorescente.	4.29
Fig. 4.20. Diagramas de la magnitud y de la fase de la impedancia en pequeña señal medida para una corriente de descarga de 90 mA.	4.31
Fig. 4.21. Diagrama polar de la impedancia de pequeña señal.	4.32
Fig. 4.22. Ganancia estática como función de la corriente de arco.	4.33
Fig. 4.23. Frecuencia del cero en el semiplano derecho como función de la corriente de arco.	4.33
Fig. 4.24. Frecuencia del segundo cero como una función de la corriente de arco.	4.33
Fig. 4.25. Componente real del doble polo como función de la corriente de arco.	4.34
Fig. 4.26. Componente imaginario del doble polo como función de la corriente de arco.	4.34
Fig. 4.27. Distribución de las corrientes dentro del electrodo.	4.35
Fig. 4.28. Límites SoS definidos por IEC 60901.	4.37
Fig. 4.29. Resistencias del electrodo.	4.37
Fig. 4.30. Diagrama del módulo y de la fase de la impedancia de pequeña señal medida al 30% de su potencia nominal.	4.39

Fig. 4.31. Característica resistencia estática de la lámpara – potencia.	4.40
Fig. 4.32. Impedancia dinámica negativa.	4.41
Fig. 4.33. Cero en el semiplano derecho.	4.42
Fig. 4. 34. Cero en el semiplano izquierdo.	4.42
Fig. 4.35. Componente real del polo complejo.	4.42
Fig. 4.36. Componente imaginaria del polo complejo.	4.43
Fig. 4.37. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 15°C.	4.46
Fig. 4.38. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 25°C.	4.46
Fig. 4.39. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 35°C	4.47
Fig. 4.40. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 45°C	4.47

CAPÍTULO 5

Fig. 5.1. Configuración típica de un inversor resonante de medio puente LCC-SP.	5.3
Fig. 5.2. Tanque resonante LCC-SP simplificado con la impedancia del electrodo despreciada.	5.4
Fig. 5.3. Ganancia de tensión del tanque resonante como una función de la frecuencia de trabajo.	5.5
Fig. 5.4. Característica estática de la lámpara y el tanque resonante para diferentes frecuencias de trabajo.	5.5
Fig. 5.5. Configuración de un inversor resonante de medio puente LCC-SP con el condensador paralelo dividido.	5.6
Fig. 5.6. Ventana de integración.	5.9

Fig. 5.7. Esquema simplificado del inversor resonante.	5.17
Fig. 5.8. Esquema equivalente del inversor resonante LCC-SP.	5.17
Fig. 5.9. Diagrama polar del lazo de ganancia del sistema lámpara – balasto.	5.23
Fig. 5.10. Tensión y corriente en la lámpara a potencia nominal. (Tensión: 50V/div, corriente: 200mA/div, tiempo: 10 μ s/div)	5.23
Fig. 5.11. Tensión y corriente en la lámpara a 8,72W. (Tensión: 100V/div, corriente: 100mA/div, tiempo: 20 μ s/div)	5.24
Fig. 5.12. Configuración más habitual del caldeo por tensión.	5.25
Fig. 5.13. Tanque resonante LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con el condensador paralelo dividido.	5.26
Fig. 5.14. Circuito equivalente simplificado de un tanque resonante LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con el condensador paralelo dividido.	5.26
Fig. 5.15. Diagrama de Nyquist de la ganancia de lazo equivalente a 10W y a 21W.	5.29
Fig. 5.16. Tanque resonante LCC-PS utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos.	5.30
Fig. 5.17. Circuito equivalente simplificado del tanque resonante LCC-PS utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos.	5.31
Fig. 5.18. Diagrama de Nyquist de la ganancia de lazo equivalente a 30,8 kHz y a 38,4kHz.	5.33
Fig. 5.19. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo estable medido a 26W.	5.35
Fig. 5.20. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo inestable medido a 9,5W.	5.35
Fig. 5.21. Diagrama de un inversor resonante de medio puente con el condensador de caldeo dividido.	5.36

- Fig. 5.22. Diagrama de Nyquist la ganancia de lazo equivalente para 10W y para 21W. 5.37
- Fig. 5.23. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo estable medido a 21W. 5.39
- Fig. 5.24. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo inestable medido a 15W. 5.39

CAPÍTULO 6

- Fig. 6.1. Efecto de las inductancias parásitas de los electrodos en una lámpara TL5-HO de 24W 6.9

RELACIÓN DE TABLAS

CAPÍTULO 1

Tabla 1.1. Unidades del sistema utilizadas en radiometría.	1.6
Tabla 1.2. Unidades del S.I.. utilizadas en fotometría.	1.7
Tabla 1.3. Magnitudes radiométricas y fotométricas.	1.8
Tabla 1.4. Apariencia de color y temperatura de color.	1.12
Tabla 1.5. Temperatura de color e IRC	1.13
Tabla 1.6. Reproducción cromática.	1.14
Tabla 1.7. Fuentes de producción de luz.	1.16
Tabla 1.8. Fuentes de luz más usuales empleados en los sistemas de iluminación.	1.19
Tabla 1.9. Tipos de diodos led.	1.50

CAPÍTULO 3

Tabla 3.1. Requisitos mínimos de cebado para una lámpara fluorescente de casquillo único PHILIPS PL-26W.	3.18
Tabla 3.2. Valores de las tensiones de caldeo y de bus principal para una lámpara PHILIPS PL-26W.	3.19

CAPÍTULO 4

Tabla 4.1. Ensayos realizados (1)	4.5
Tabla 4.2. Ensayos realizados (2).	4.7
ttabla 4.3. Valores de los coeficientes de los polinomios.	4.12
Tabla 4.4. Coeficientes de la ecuación polinómica R(P)	4.12

Tabla 4.5. Características de la lámpara PHILIPS MASTER TL5-HE 14W/830.	4.23
Tabla 4.6. Características básicas de las lámparas empleadas.	4.30
Tabla 4.7. Polinómios de ajuste utilizados para cada parámetro.	4.34
Tabla 4.8 Características de las lámparas empleadas en los ensayos de dispersión.	4.44

CAPÍTULO 5

Tabla 5.1. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizados en la configuración experimental.	5.22
Tabla 5.2. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-SP con control de tensión	5.29
Tabla 5.3. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-PS con control de frecuencia.	5.34
Tabla 5.4. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-SP con control de tensión.	5.37

Capítulo 1

Introducción a las fuentes de iluminación

En el presente capítulo se realiza una breve introducción a las fuentes de iluminación. En primer lugar se presentan diferentes conceptos generales y básicos sobre el tema entre los que se encuentran la medida de la luz, magnitudes, unidades y el color.

El capítulo continúa con una relación de las distintas fuentes de producción de luz existentes dedicando especial atención a los sistemas de iluminación más utilizados en interiores

Por último se realiza una comparativa entre las dos fuentes de luz más comúnmente utilizadas en estos momentos, la luz producida mediante diodos LED y la luz producida mediante lámparas fluorescentes.

1.1. CONCEPTOS BASICOS DE ILUMINACION

1.1.1. MEDIDA DE LA LUZ

La medida de la radiación de la luz se puede realizar por medio de dos aproximaciones diferentes, la radiometría y la fotometría [1.2].

1.1.1.1. Radiometría

La radiometría es la ciencia que se ocupa del estudio de la medida de la radiación electromagnética. Es un sistema que engloba los conceptos, la terminología, las relaciones matemáticas, los instrumentos de medición y las unidades. Por tanto es un sistema pensado para describir y medir la radiación así como su interacción con la materia.

1.1.1.2. Fotometría

La Fotometría es la ciencia que se encarga de la medida de la luz desde el punto de vista del brillo percibido por el ojo humano. Es decir, estudia la capacidad que tiene la radiación electromagnética de estimular el sistema visual.

La retina es la encargada de recibir la luz que penetra en el interior del ojo, de estructura compleja, básicamente está formada por varias capas de neuronas interconectadas mediante sinapsis. En una de sus capas se encuentran situadas unas células foto-receptoras que son especialmente sensibles a la luz. Observándola con atención encontramos que existen dos tipos de receptores, los bastoncillos que, aparte de tener una sensibilidad luminosa muy elevada, poseen una gran capacidad perceptiva para los movimientos en todo el entorno del campo visual, y los conos que tienen una sensibilidad luminosa baja pero que nos facilitan la posibilidad de ver colores (Fig. 1.1).

Los bastoncillos son sensibles a niveles muy bajos de iluminación y son los responsables de nuestra capacidad de ver con poca luz, a esta visión se la denomina: **visión escotópica** o nocturna y su zona de luminancia se sitúa entre 10^{-2} y 10^4 cd/m² (Fig. 1.2). Contienen un pigmento cuyo máximo de sensibilidad se halla en la zona verde del espectro visible, situándose su longitud de onda en el entorno de los 510 nanómetros.

La visión fotópica es aquella que tiene lugar con buenas condiciones de iluminación y su zona de luminancia está comprendida entre 10^{-7} y 10^0 cd/m² (Fig. 1.2). Esta visión posibilita la correcta interpretación del color por parte del ojo.

Los conos son los que proporcionan la visión en color. Hay tres clases de conos. Cada uno de ellos contiene un pigmento fotosensible distinto. Los tres pigmentos tienen su capacidad máxima de absorción hacia los 430, 530 y 560 nanómetros de longitud de onda, respectivamente (Fig. 1.1). Por eso se los suele llamar "azules", "verdes" y "rojos".

No obstante, es más lógica la denominación de conos cortos, conos medios y conos largos (por el tipo de longitud de onda al que son sensibles comparativamente), ya que las longitudes de onda monocromas de 430, 530 y 560, no causan realmente una percepción azul, verde y rojo, sino la de violeta, azul verdoso y amarillo verdoso.

Normalmente se suelen utilizar las abreviaciones en inglés de tal forma que: S-cones (cortos), M-cones (medios) y L-cones (largos).

La visión mesópica es una visión intermedia entre la fotópica y la escotópica. Se dan en situaciones de iluminación, que sin llegar a la oscuridad total, tampoco llegan a ser las condiciones de luz para un día a pleno sol. Se trata, principalmente, del tipo de visión empleado en condiciones de luz artificial, donde tanto conos como bastones intervienen en el proceso. Su luminancia está comprendida entre 10^{-2} y 10^0 cd/m² (Fig. 1.2).

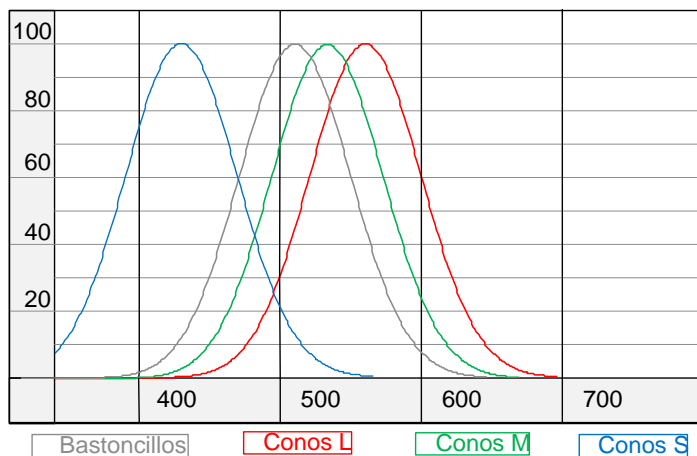


Fig. 1.1. Sensibilidad relativa a la luz: Conos y Bastoncillos.

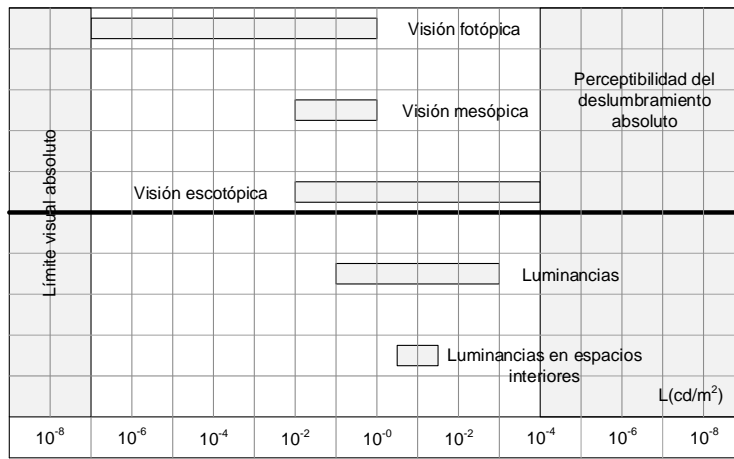


Fig. 1.2. Zonas de luminancia L.

1.1.2. MAGNITUDES Y UNIDADES

1.1.2.1. Magnitudes y Unidades Radiométricas

En la Tabla 1.1 se exponen las magnitudes radiométricas más usuales [1.3]:

Unidades del SI utilizadas en radiometría				
Magnitud Física	Símbolo	Unidad del SI	Expresión	Definición
Energía radiante	Q	julio (J)	$Q_r = \int q_r(\lambda) \cdot d\lambda$	Es la energía radiada en forma de ondas electromagnéticas, incluyendo radiaciones visibles y no visibles.
Flujo radiante	Φ	vatio (W)	$\Phi_r = \int \phi_r(\lambda) \cdot d\lambda$	Energía radiada por unidad de tiempo. Potencia.
Intensidad radiante	I	vatio por estereorradián (W•sr ⁻¹)	$I_r = \frac{\Phi_r}{\Omega}$	Es el flujo de potencia radiante en una dirección determinada, es decir, el flujo radiante por unidad de ángulo sólido en esa dirección
Radiancia	L	vatio por estereorradián por metro cuadrado (W•sr ⁻¹ •m ⁻²)	$L_r = \frac{I_r}{S \cdot \cos \alpha}$	Es la relación entre la intensidad radiante que llega, atraviesa o abandona una superficie en una dirección, y la superficie proyectada según dicha dirección
Irradiancia	E	vatio por metro cuadrado (W•m ⁻²)	$E_r = \frac{\Phi_r}{S}$	Potencia incidente por unidad de superficie
Eficacia radiante	η_r	Adimensional	$\eta_r = \frac{\Phi_r}{P}$	Es la relación entre el flujo radiante emitido por una fuente de luz y la potencia absorbida para generarla

Tabla 1.1. Unidades del sistema utilizadas en radiometría.

1.1.2.2. Magnitudes y Unidades Fotométricas

En la Tabla 1.2 se representan las magnitudes fotométricas más usuales [1.3] [1.4]:

Unidades del SI utilizadas en fotometría				
Magnitud Física	Símbolo	Unidad del SI	Expresión	Definición
Flujo luminoso	Φ	Lumen (lm)	$\Phi = K_m \cdot \int_{380nm}^{780nm} \Phi_r(\lambda) \cdot V(\lambda) \cdot d\lambda$	Es el flujo radiante, evaluado en términos de la respuesta visual estándar definida por la función de eficacia luminosa estándar del ojo humano
Intensidad luminosa	I	Candelas (cd)	$I = \frac{\Phi}{\Omega}$	Es el flujo luminoso en una dirección determinada, es decir, el flujo luminoso por unidad de ángulo sólido en esa dirección.
Iluminancia	E	Lux (lux)	$E = \frac{\Phi}{S}$	La iluminancia o nivel de iluminación es el flujo luminoso recibido sobre una unidad de superficie
Luminancia	L	Candela por metro cuadrado (cd·m ⁻²)	$L = \frac{I}{S \cdot \cos \alpha}$	Es la relación entre la intensidad luminosa que llega, atraviesa o abandona una superficie en una dirección, y la superficie proyectada según dicha dirección
Eficacia luminosa espectral o factor de luminosidad	$K(\lambda)$	Adimensional	$K(\lambda) = \frac{\Phi(\lambda)}{\Phi_r(\lambda)}$	Es la función que relaciona el flujo luminoso y el flujo radiante emitido por una fuente de luz a una longitud de onda dada
Eficacia luminosa o rendimiento luminoso	K	Lúmenes por vatio (lm/W)	$K = \frac{\Phi}{\Phi_r}$	Es la relación entre el flujo radiante emitido por una fuente de luz y la potencia absorbida para generarla

Tabla 1.2. Unidades del S.I. utilizadas en fotometría.

1.1.2.3. Magnitudes y Unidades más importantes en la ingeniería de la iluminación

En la Tabla 1.3, y a modo de resumen, se recogen las magnitudes y las unidades básicas más utilizadas en la ingeniería de iluminación [1.3].

Magnitudes Radiométricas			Magnitudes Fotométricas		
Magnitud	Símbolo	Unidad	Magnitud	Símbolo	Unidad
Energía radiante	Q_r	J			
Flujo radiante	Φ_r	W	Flujo luminoso	Φ	lm
Intensidad radiante	I_r	$\frac{W}{sr}$	Intensidad luminosa	I	$cd = \frac{lm}{sr}$
Irradiancia	E_r	$\frac{W}{m^2}$	Iluminancia	E	$lux = \frac{lm}{m^2}$
Radiancia	L_r	$\frac{W}{sr \cdot m^2}$	Luminancia	L	$\frac{cd}{m^2}$
Eficacia radiante	η_r	--	Eficacia luminosa	η	$\frac{lm}{W}$

Tabla 1.3. Magnitudes radiométricas y fotométricas.

1.1.3. EL COLOR: CONCEPTOS BÁSICOS

1.1.3.1. Generalidades

El color es el aspecto por el que cualquier objeto puede ser descrito en términos de matiz, brillo y saturación. En Física, el color es asociado específicamente con la radiación electromagnética de un cierto rango de longitudes de onda visibles para el ojo humano.

Las sensaciones luminosas o imágenes que se producen en nuestra retina, al enviarlas al cerebro, son interpretadas como un conjunto de sensaciones monocromáticas que constituyen el color de la luz.

El sentido de la vista no analiza individualmente cada radiación o sensación cromática.

Es importante indicar que distinguimos a los objetos por el color asignado según sus propiedades ópticas, pero en ellos ni se produce ni tienen color. Lo que sí poseen son las propiedades ópticas de reflejar, refractar y absorber los colores de la luz que reciben, es decir, el conjunto de sensaciones monocromáticas aditivas que nuestro cerebro interpreta como color de un objeto depende de la composición espectral de la luz con que se ilumina y de las propiedades ópticas que posea el objeto para reflejarla, refractarla o absorberla [1.2] [1.5] [1.6] [1.11] [1.12].

Fue Newton quien observó que cuando un estrecho haz de luz solar incide sobre un prisma de vidrio triangular con un determinado ángulo, una parte se refleja y otra pasa a través del vidrio y se convierte en un conjunto de diferentes bandas de colores.

1.1.3.2. Clasificación de los colores según el diagrama cromático C.I.E.

La evaluación subjetiva de las superficies de los objetos, tal y como son percibidas por el ojo, se interpretan en función de los atributos o cualidades del color.

Claridad o esplendor: Radiación luminosa que recibimos según la iluminancia que posea el objeto. Un objeto es más claro cuanto más se aleja su color del negro en la escala de grises. Hace referencia a la intensidad.

Tono o matiz: Nombre común del color (rojo, amarillo, verde, etc.). Hace referencia a la longitud de onda.

Pureza o saturación: La proporción en que un color está mezclado con el blanco. Hace referencia a la pureza espectral. Para evitar la evaluación subjetiva del color existe el diagrama cromático en forma de triángulo, aprobado por la C.I.E. (Fig. 1.3), que se emplea para tratar cuantitativamente las fuentes de luz, las superficies coloreadas, las pinturas, los filtros luminosos, etc. Todos los colores están ordenados según tres coordenadas cromáticas, x , y , z , cuya suma es siempre la unidad ($x + y + z = 1$) y cuando cada una de ellas tiene el mismo valor corresponde al color blanco. Estas tres coordenadas se obtienen a partir de las potencias específicas para cada longitud de onda. Se fundamenta en el de hecho que al mezclar tres radiaciones procedentes de tres fuentes de distinta composición espectral se puede obtener una radiación equivalente a otra de distinto valor. El resultado es el triángulo de la Fig. 1.3, en el que con dos coordenadas cualesquiera es suficiente para determinar el color de la radiación resultante formada por la mezcla aditiva de tres componentes.

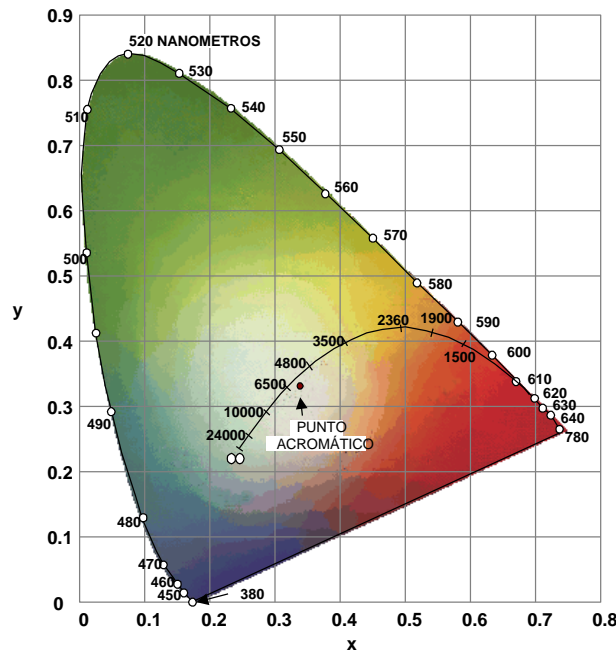


Fig. 1.3. Sistema colorimétrico patrón CIE.

1.1.3.3. La temperatura de color

En el diagrama cromático C.I.E. de la Fig. 1. 4, se ha dibujado la curva que representa el color que emite el cuerpo negro en función de su temperatura. Se llama curva de temperatura de color del cuerpo negro.

La temperatura de color es una expresión que se utiliza para indicar el color de una fuente de luz por comparación de ésta con el color del cuerpo negro, o sea del “radiante perfecto teórico” (objeto cuya emisión de luz es debida únicamente a su temperatura).

Como cualquier otro cuerpo incandescente, el cuerpo negro cambia de color a medida que aumenta su temperatura, adquiriendo al principio, el tono de un rojo sin brillo, para luego alcanzar el rojo claro, el naranja, el amarillo y finalmente el blanco, el blanco azulado y el azul.

El color, por ejemplo, de la llama de una vela, es similar al de un cuerpo negro calentado a unos 1.800 K, y la llama se dice entonces, que tiene una “temperatura de color” de 1.800 K.

Las lámparas incandescentes tienen una temperatura de color comprendida entre los 2.700 y 3.200 K, según el tipo, por lo que su punto de color determinado por las correspondientes coordenadas queda situado prácticamente sobre la curva del cuerpo negro. Esta temperatura no tiene relación alguna con la del filamento incandescente.

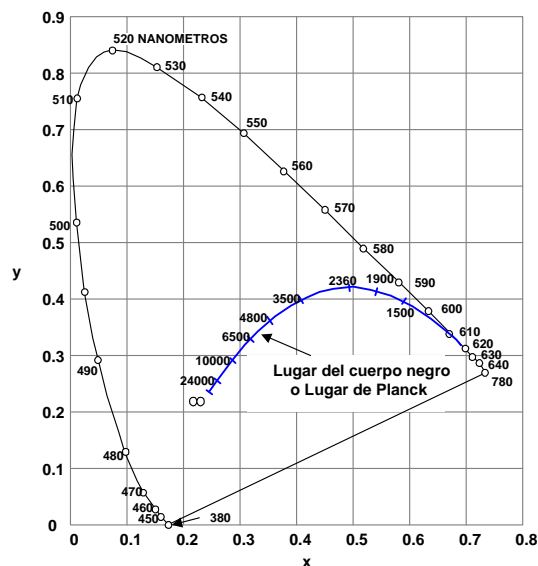


Fig. 1. 4. Lugar del cuerpo negro en el diagrama cromático del C.I.E.

Por lo tanto la temperatura de color no es en realidad una medida de temperatura. Define sólo color y únicamente puede ser aplicada a fuentes de luz que tengan una gran semejanza de color con el cuerpo negro.

Para una fuente de luz no incandescente, en la que la emisividad espectral varía notablemente, se define la temperatura de color correlacionada (T_C) como la temperatura del cuerpo negro que emite una radiación cuya cromaticidad más se asemeja a la de la fuente de luz considerada.

La equivalencia práctica entre apariencia de color y temperatura de color, se establece convencionalmente según la Tabla 1.4.

Grupo de apariencia de color	Apariencia de color	Temperatura de color (K)
1	Cálida	Por debajo de 3.300
2	Intermedio	De 3.300 a 5.300
3	Frío	Por encima de 5.300

Tabla 1.4. Apariencia de color y Temperatura de color.

1.1.3.4. Índice de rendimiento de color

El dato de temperatura de color se refiere únicamente al color de la luz, pero no a su composición espectral que resulta decisiva para la reproducción de colores. Así, dos fuentes de luz pueden tener un color muy parecido y poseer al mismo tiempo unas propiedades de reproducción cromática muy diferentes. El índice de reproducción cromática (IRC), caracteriza la capacidad de reproducción cromática de los objetos iluminados con una fuente de luz.

El IRC (Tabla 1.5) ofrece una indicación de la capacidad de la fuente de la luz para reproducir colores normalizados, en comparación con la reproducción proporcionada por una luz patrón de referencia.

Fuentes Luminosas	Tc (°K)	IRC
Cielo azul	10.000 a 30.000	85 a 100 (grupo 1)
Cielo nublado	7.000	85 a 100 (grupo 1)
Luz solar día	6.000	85 a 100 (grupo 1)
Lámparas descarga (excepto Na)		
Luz día (halogenuros)	6.000	96 a 100 (grupo 1)
Blanco neutral	3.000 a 5.000	70 a 84 (grupo 2)
Blanco cálido	Menos de 3.000	40 a 69 (grupo 3)
Lámpara descarga (Na)	2.900	Menos de 40
Lámpara incandescente	2.100 a 3.200	85 a 100 (grupo 1)
Lámpara fotográfica	3.400	85 a 100 (grupo 1)
Llama de vela o de bujía	1.800	40 a 69 (grupo 3)

Tabla 1.5. Temperatura de color e IRC.

1.1.3.5. Reproducción cromática

Para simplificar las especificaciones de los índices de rendimiento en color de las lámparas que se utilizan en iluminación, se han introducido grupos de rendimiento en color como se indica en la Tabla 1.6.

Grupo rendimiento en color	Rango de rendimiento en color (IRC o Ra)	Apariencia de color	Ejemplos para usos preferible	Ejemplos para uso aceptable
1 A	$IRC \geq 90$	Cálido Intermedio Frío	Galerías de arte	
1 B	$90 > IRC \geq 80$	Cálido Intermedio	Casas, hoteles, restaurantes, tiendas, oficinas, escuelas, hospitales	
		Intermedio Cálido	Imprenta, industria de pintura y textiles, trabajo industrial	
2	$80 > IRC \geq 60$	Cálido Intermedio Frío	Trabajo industrial	Oficinas, escuelas
3	$60 > IRC \geq 40$		Industrias bastas	Trabajo industrial
4	$40 > IRC \geq 20$			Trabajos bastos, trabajo industrial con bajo requerimiento de rendimiento de color

Tabla 1.6. Reproducción cromática.

1.2. FUENTES DE PRODUCCIÓN DE LUZ

1.2.1. GENERALIDADES

La luz se obtiene por la transformación de algún tipo de energía en energía radiante. Históricamente se han dividido las fuentes de luz en dos tipos: incandescentes y luminiscentes. La causa fundamental de la emisión de luz es la misma: se debe a transiciones de electrones desde niveles de más alta energía a niveles de menor energía.

Lo que varía de unas fuentes de luz a otras, es la manera de conseguir la excitación y, por tanto, la distribución espectral de la radiación luminosa generada. Las fuentes incandescentes emiten un espectro continuo, mientras que las fuentes luminiscentes presentan líneas de radiación concretas. La Tabla 1.7 muestra los dos tipos clásicos de fuentes de luz, junto con sus variantes [1.2] [1.7].

Fuentes de producción de luz		
Incandescencia	Lámparas de filamento	
	Piroluminiscencia (llamas)	
	Candoluminiscencia	
	Radiación de arco de carbono	
Luminiscencia	Fotoluminiscencia	Descargas gaseosas
		Fluorescencia
		Fosforescencia
		LASER
	Electroluminiscencia	Lámparas electroluminiscentes
		Diodos emisores de luz (LED)
		Catodoluminiscencia
	Otros tipos de luminiscencia	Galvanoluminiscencia (Químico)
		Cristaluminiscencia (Cristalización)
		Quimiluminiscencia (Oxidación)
		Termoluminiscencia (Calor)
		Triboluminiscencia (Fricción o fractura)
		Sonoluminiscencia (Ultrasonidos)
		Radioluminiscencia

Tabla 1.7. Fuentes de producción de luz.

1.2.2. INCANDESCENCIA

Es la emisión de radiación luminosa mediante procesos térmicos, y se produce por el calentamiento de un cuerpo hasta su temperatura de incandescencia.

La luz se obtiene por agitación térmica de los átomos del material del filamento: el filamento caliente se comporta como un radiador térmico, con una emisividad espectral cercana a la del cuerpo negro. El filamento se lleva a la incandescencia por el paso de una corriente eléctrica, y se produce emisión en todas las longitudes de onda visibles, ya que la elevada temperatura del filamento hace que exista una gran cantidad de posibles transiciones entre niveles energéticos [1.8].

1.2.3. LUMINISCENCIA

La luminiscencia es un fenómeno en el cuál se produce una radiación visible cuya intensidad en determinadas longitudes de onda es mucho mayor que la radiación térmica de dicho cuerpo a esa temperatura. La luminiscencia es una radiación luminosa que tiene su origen en un agente exterior que excita los átomos; al regresar éstos a su nivel energético habitual se produce una emisión de luz en ciertas longitudes de onda, correspondientes a los saltos entre un reducido número de niveles de energía. De ahí que, en este caso, el espectro originado sea discontinuo.

Existen diferentes tipos de luminiscencia, dependiendo de cuál es el agente que excita los átomos. Algunos de ellos no tienen aplicación práctica en la construcción de lámparas, porque el rendimiento de la fuente de luz es pequeño (por ejemplo la triboluminiscencia, que es la producida por tensiones mecánicas en ciertas sustancias).

1.2.3.1. Fotoluminiscencia

Es la luminiscencia que se produce tras la excitación de un átomo por una radiación externa al regresar los electrones al estado de energía inicial.

Dentro de este apartado se engloban:

- **Fluorescencia**, es la fotoluminiscencia en la cual la radiación luminosa emitida resulta de las transiciones directas de niveles de energía excitados a niveles inferiores, produciéndose la excitación por la acción de una radiación de distinta longitud de onda. El tiempo transcurrido entre la excitación y la emisión es inferior

a 10 ns, por lo que se puede considerar que la emisión tiene lugar sólo durante la excitación.

- **Fosforescencia.** En algunos compuestos, los electrones pueden quedar situados en estados excitados metaestables durante un tiempo indeterminado. Al volver a los estados no excitados, se produce una emisión de luz, lenta y continuada, que puede prolongarse en el tiempo incluso después del corte del estímulo que la ha provocado.
- **Descarga gaseosa.** La descarga gaseosa se obtiene estableciendo una corriente eléctrica a través de una mezcla de vapores metálicos y de gas inerte situada entre dos conductores sólidos, denominados electrodos. Bajo ciertas condiciones, es posible la generación de luz a partir de la descarga gaseosa, pudiéndose combinar la producción de luz de la propia descarga con los fenómenos de fluorescencia y fosforescencia. En este proceso de descarga se basan gran cantidad de lámparas comerciales, entre ellas las fluorescentes y las de alta intensidad de descarga, por lo que se tratará con más detalle a continuación.

1.2.3.2. Electroluminiscencia

La electroluminiscencia es la emisión directa de luz por una sustancia excitada por un campo electromagnético. Este fenómeno se presenta en las lámparas electroluminiscentes, en los diodos emisores de luz (LEDs) y en los tubos de rayos catódicos utilizados antiguamente en televisores.

1.3. FUENTES DE LUZ EMPLEADAS EN LOS SISTEMAS DE ILUMINACIÓN

En la Tabla 1.8, se representan diversos tipos de fuentes de luz empleados actualmente en los sistemas de iluminación y que utilizan los fenómenos analizados en el apartado anterior [1.9] [1.10].






Fuentes de luz más usuales empleadas en los sistemas de iluminación				
Lámparas de filamento		Lámparas de descarga		L.E.D
		Lámparas de baja presión	Lámparas de alta presión	
Lámparas Incandescentes 	Lámparas halógenas incandescentes 	Lámparas fluorescentes 	Lámparas de vapor de mercurio 	L.E.D de última generación 
	Lámparas halógenas de baja tensión 	Lámparas fluorescentes compactas 	Lámparas de halogenuros metálicos 	
		Lámparas de vapor de sodio de baja presión 	Lámparas de vapor de sodio de alta presión 	

Tabla 1.8. Fuentes de luz más usuales empleados en los sistemas de iluminación.

1.4. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN MÁS UTILIZADOS EN EL ALUMBRADO DE INTERIORES

1.4.1. LÁMPARAS INCANDESCENTES

La lámpara incandescente es en esencia un radiador térmico. Un filamento de metal empieza a estar incandescente cuando es calentado lo suficiente por el paso de una corriente eléctrica. Con el aumento de la temperatura el espectro de la luz irradiada se desplaza hacia longitudes de onda más cortas: la incandescencia roja del filamento se transforma en una luz de color blanco cálido. La temperatura del filamento importa mucho para este caso, según el tipo de lámpara y la potencia podría alcanzar hasta 3000 K; incluso para el caso de las lámparas halógenas incandescentes podría sobrepasar los 3000 K.

Como todos los cuerpos sólidos calentados, la lámpara incandescente irradia un espectro continuo de luz; por tanto, la curva de estímulos de la distribución de irradiación espectral es cerrada y no se compone de líneas discretas.

El calentamiento del filamento hasta el punto de incandescencia, se consigue al hacer pasar una corriente eléctrica a través de su elevada resistencia; la energía eléctrica se convierte en energía radiante y una parte de la misma se emite en el espectro visible.

No obstante, frente a este sencillo principio, todavía existen considerables problemas prácticos a la hora de construir una lámpara incandescente.

Para que un material pueda ser utilizado como filamento incandescente, tiene que tener la propiedad de disponer de un punto de fusión suficientemente elevado y además una velocidad de evaporación mínima. Es por esto que, hoy por hoy, existen pocos materiales adecuados para ser empleados para tal fin.

En la práctica, en estos momentos, para la fabricación de filamentos incandescentes se utiliza casi exclusivamente el tungsteno, con un punto de fusión alrededor de 3653 K y su mínima velocidad de evaporación, resulta un material ideal para este tipo de aplicaciones.

El filamento se introduce en el interior de una ampolla de vidrio blando. Para poder mantener bajas las pérdidas de luz por residuos, originados por la evaporación del tungsteno, la ampolla de vidrio suele ser relativamente grande. Para evitar la oxidación del filamento se utilizan dos técnicas, a baja potencia se suele realizar el vacío a la ampolla de vidrio, mientras que a

potencias más elevadas se suele rellenar con nitrógeno o con una mezcla de nitrógeno y gas noble. El relleno de gas, además, actúa como un aislante térmico produciendo un aumento de temperatura del filamento, y logrando, al mismo tiempo, reducir la evaporación del tungsteno. Todo esto posibilita trabajar con potencias de luz mayores y prolongar la vida de las lámparas.

Lo que resulta característico de las lámparas incandescentes es su baja temperatura de color, produciendo una sensación más cálida que la luz diurna. El espectro continuo de las lámparas incandescentes produce una excelente reproducción cromática (Fig. 1.5) [1.1]. Con el aumento de la temperatura el máximo de la radiación se desplaza a la zona visible.

Las lámparas incandescentes pueden regularse sin problemas y funcionar en cualquier situación de encendido. Sin embargo, su eficacia luminosa es baja y su vida es relativamente corta, siendo ésta dependiente de la tensión de servicio. Por este motivo, desde el año 2012 la directiva Ecodesign 2009/125/CE prohíbe la comercialización de este tipo de lámparas para sistemas iluminación.

1.4.2. LÁMPARAS HALÓGENAS INCANDESCENTES

Probablemente, lo que menos se opone a la construcción de potentes lámparas incandescentes es el punto de fusión del tungsteno (que con 3563 K se encuentra relativamente lejos de los aproximadamente 2800 K de la temperatura de servicio de las lámparas incandescentes), y lo que más, la creciente velocidad de evaporación de los filamentos por el aumento de la temperatura. La pérdida de material del filamento lleva primero al ennegrecimiento de la ampolla de vidrio, con la consiguiente reducción de la potencia luminosa, y finalmente a que el filamento se funda. Un aumento de la potencia luminosa significa, por tanto, una vida más corta de la lámpara.

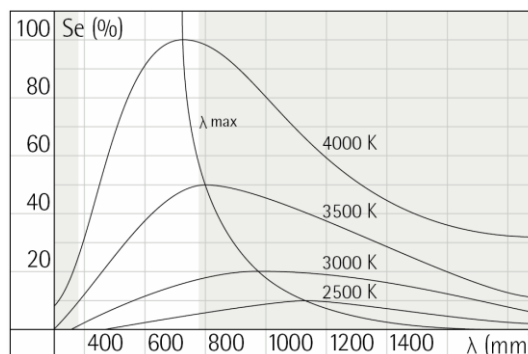


Fig. 1.5. Distribución espectral de una lámpara incandescente

Técnicamente es posible evitar la pérdida de material del filamento con la adición de halógenos al gas de relleno de la lámpara. Esto provoca que ante la evaporación del tungsteno éste se combine con el halógeno formando un halogenuro metálico, que con la temperatura exterior de la lámpara es gaseiforme y de éste modo no pueda depositarse en la ampolla de vidrio. En el filamento, bastante más caliente, el halogenuro metálico se vuelve a separar en tungsteno y halógeno y el tungsteno es conducido nuevamente al filamento [1.1].

El proceso de formación de halogenuros metálicos, sobre el cual se basa la lámpara halógena incandescente, precisa una temperatura de la ampolla de más de 250 °C.

Esto se consigue mediante una ampolla compacta de vidrio de cuarzo, que envuelve ajustadamente el filamento. Debido a la forma compacta de la lámpara, se posibilita, junto al aumento de la temperatura, un aumento de la presión del gas, reduciéndose por tanto la velocidad de evaporación del tungsteno.

Frente a la lámpara incandescente tradicional, la lámpara halógena incandescente da una luz más blanca, consecuencia de la temperatura de empleo de 3000 a 3300 K, pero su color de luz sigue situado dentro de la tonalidad blanco cálido. La reproducción cromática es excelente por el espectro continuado.

El rendimiento luminoso de estas lámparas, sobre todo en el campo de la baja tensión, es superior al de las lámparas tradicionales incandescentes. Su duración es muy superior y al igual que las lámparas incandescentes tradicionales no necesitan equipos adicionales de estabilización a la hora de realizar una regulación.

1.4.3. LÁMPARAS DE DESCARGA

1.4.3.1. Descarga de gases

En las lámparas de descarga, a diferencia de lo que ocurre en las lámparas incandescentes, la luz no se produce por un filamento calentado, sino por la excitación de gases de vapores metálicos.

La descarga eléctrica en las lámparas se produce en el interior de un tubo de material transparente o translúcido con electrodos sellados en sus extremos y con una mezcla de gas inerte y vapor de metal en su interior. Al someter los electrodos a una diferencia de potencial,

éstos emiten electrones que son acelerados por el campo eléctrico. Los electrones pueden tener colisiones bien elásticas o bien inelásticas con los átomos y moléculas del gas de llenado. Las primeras dan lugar a un incremento de temperatura del gas, mientras que las segundas pueden excitar o ionizar los átomos del mismo, los cuales finalmente pueden producir radiación electromagnética. La concentración de electrones libres en el gas se incrementa debido a la ionización, y la velocidad de los electrones varía con el camino medio libre de estas partículas. El camino medio libre de los electrones es un término estadístico que depende, entre otros factores, de la densidad del gas y del campo eléctrico en la descarga.

Durante la descarga, cuando un electrón se acerca a un átomo no ionizado, y dependiendo del tipo de interacción que se produzca, pueden aparecer tres fenómenos diferentes [1.13]:

- Generación de calor
- Excitación de los átomos y las moléculas del gas
- Ionización de los átomos del gas

1.4.3.1.1. Generación de calor

Debido a la diferencia de masas existente, para el caso de colisiones elásticas entre los electrones y los átomos del gas, sólo una pequeña parte de la energía cinética del electrón es transferida al átomo. Dado el elevado número de colisiones que se producen, se obtiene una transferencia de energía considerable, la cual se manifiesta en un incremento de la temperatura del gas (Fig. 1.6).

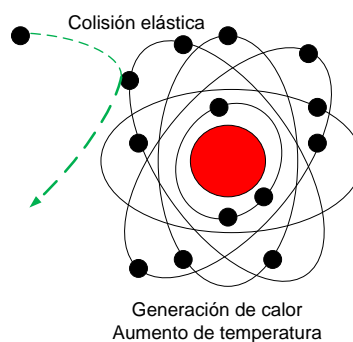


Fig. 1.6. Colisión elástica.

1.4.3.1.2. Excitación de los átomos y de las moléculas del gas

La velocidad de impacto de un electrón puede ser lo suficientemente elevada para hacer que uno de los electrones del átomo pase a una órbita de mayor energía, es decir, más externa. La elevada atracción electrostática del núcleo hace que rápidamente el electrón vuelva a la órbita inicial, probablemente pasando por órbitas intermedias, en este proceso se libera energía en forma de radiación electromagnética (Fig. 1. 7). El paso del electrón desde una órbita superior a la órbita de mínima energía, normalmente se produce en un intervalo de tiempo muy corto, del orden de 10^{-8} seg. No obstante, existen niveles de energía desde los cuales no resulta posible la transición directa a un nivel inferior. Un electrón que se encuentre en uno de estos niveles requiere pasar por un nivel superior mediante una colisión antes de poder regresar al nivel de mínima energía. Debido a que este proceso requiere un tiempo más alto, a estos niveles de energía se le conoce como niveles metaestables. Estos niveles son de gran importancia para el funcionamiento de las lámparas de descarga.

1.4.3.1.3. Ionización de los átomos del gas

Si el electrón que colisiona con el átomo tiene una elevada energía cinética puede llegar a arrancar, completamente, a alguno de los electrones del átomo de gas (Fig. 1.8). De esta forma se obtiene un electrón libre y el átomo de gas queda cargado positivamente. El electrón libre es acelerado por el campo eléctrico pudiendo colisionar e ionizar a su vez otros átomos de gas. Este proceso de ionización es necesario para hacer posible el paso de corriente eléctrica en la descarga.

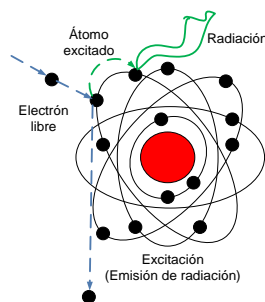


Fig. 1. 7. Excitación. Emisión de radiación.

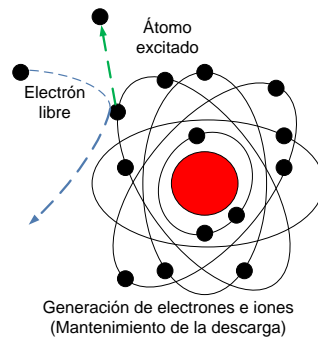


Fig. 1.8. Generación de electrones e iones.

1.4.3.2. Limitación de la corriente de descarga

El número creciente de electrones libres en la descarga puede suponer un peligro para la integridad de la lámpara. La ionización continua de nuevos átomos de gas lleva a una corriente de descarga creciente, la cual, de no existir ningún elemento exterior que limite esta corriente, conduce a la destrucción de la lámpara. La Fig. 1.9 muestra la característica tensión – corriente simplificada de la descarga en gas.

La tensión requerida es pequeña en proporción al incremento de la corriente: la característica es negativa, si no se toman medidas la corriente aumentará hasta un nivel ilimitado.

Para prevenir que la corriente aumente en exceso, se utiliza una impedancia limitadora en serie, normalmente un balasto inductivo. El valor de ésta impedancia y la tensión aplicada determina la magnitud de la corriente de descarga que existirá en el tubo.

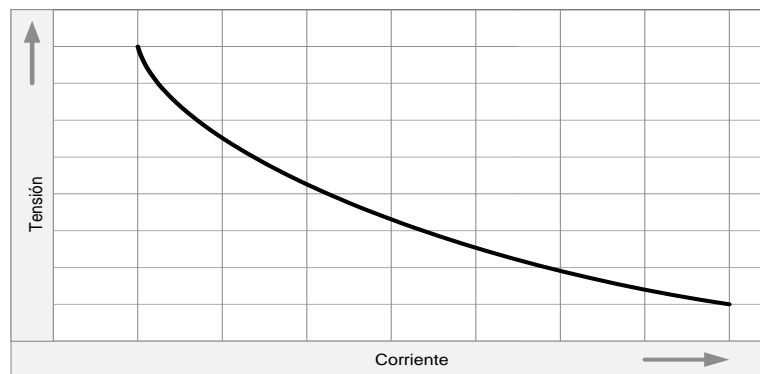


Fig. 1.9. Característica tensión – corriente de una lámpara de descarga.

La diferencia de potencial entre los electrodos depende en primera instancia del gas de llenado y de la presión de vapor. Esta presión depende de la potencia en la lámpara, la cual está directamente relacionada con la corriente por la descarga, la tensión y las dimensiones físicas de la lámpara. Para conseguir un correcto funcionamiento de la lámpara resulta preciso seleccionar adecuadamente el balasto y lograr que la corriente de la descarga se mantenga dentro de un margen, que por lo general, será bastante estrecho.

1.4.3.3. Inicio de la descarga del gas

Los gases de llenado de las lámparas de descarga son buenos aislantes, por lo que al aplicar una tensión baja entre los electrodos no circula una corriente apreciable. Para que la descarga tenga lugar es necesario que exista un número suficientemente elevado de partículas cargadas en el gas, es decir es preciso iniciar la descarga de algún modo. Para la mayoría de las lámparas, la tensión de red es insuficiente para iniciar la descarga, es por eso por lo que es necesario incluir algún dispositivo especial para el cebado.

El cebado de las lámparas de descarga depende de múltiples factores, entre ellos cabe destacar los siguientes [1.13]:

- Geometría del recipiente de descarga
- Material del recipiente de descarga
- Composición y presión del gas de llenado
- Material y geometría de los electrodos
- Influencias del ambiente circundante
- Alimentación eléctrica

Dentro del proceso de estabilización de la descarga se distinguen dos fases: fase de ruptura y fase de calentamiento.

1.4.3.3.1. Fase de ruptura

En las lámparas de descarga se introduce un gas inerte o mezcla de gases, añadido al gas original de llenado, para ayudar a iniciar la descarga. Se emplean gases inertes debido a la influencia que tienen en las tensiones de cebado.

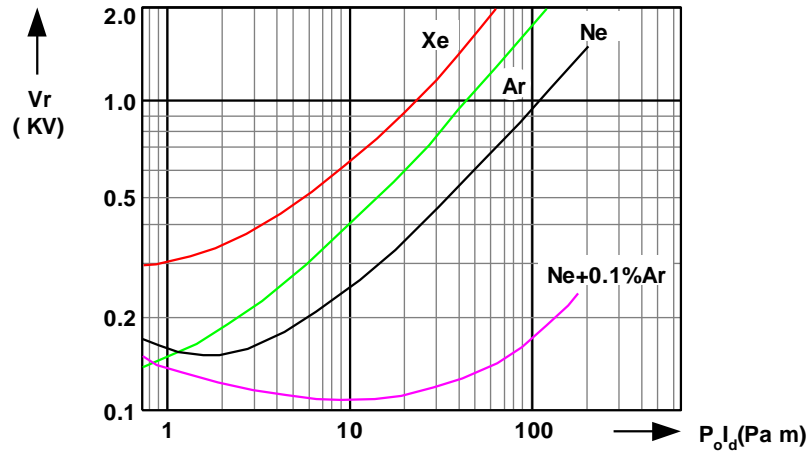


Fig. 1.10. Tensión de ruptura para varios gases inertes o mezcla de gases inertes.

Ciertas mezclas de gases inertes presentan tensiones de ruptura inferiores a la de los gases que las componen por separado, estas mezclas son llamadas mezclas “*penning*”. La Fig. 1.10 muestra la tensión de ruptura en función de la presión para distintos gases inertes.

Como se expuso en puntos anteriores, es casi imposible arrancar una lámpara de descarga a la tensión de la red. En la mayoría de las ocasiones el cebado se va a producir a una tensión sensiblemente superior. Para conseguir esta tensión se emplean uno o varios de los procesos que se enumeran a continuación:

- Calentamiento de los electrodos
- Empleo de materiales emisores
- Empleo de electrodos auxiliares de arranque
- Incremento de la tensión de alimentación mediante transformador
- Uso de cebadores o arrancadores

1.4.3.3.2. Fase de calentamiento

Una vez que la lámpara se ha cebado existe una descarga eléctrica de baja intensidad entre los electrodos y comienza la fase de calentamiento.

Los potenciales de excitación e ionización de los gases auxiliares están muy próximos entre sí, por lo que existirán un elevado número de electrones libres en la descarga. Estos electrones colisionan con los átomos de gas inerte produciendo un incremento de la temperatura, de esta forma el metal de llenado comienza a vaporizarse.

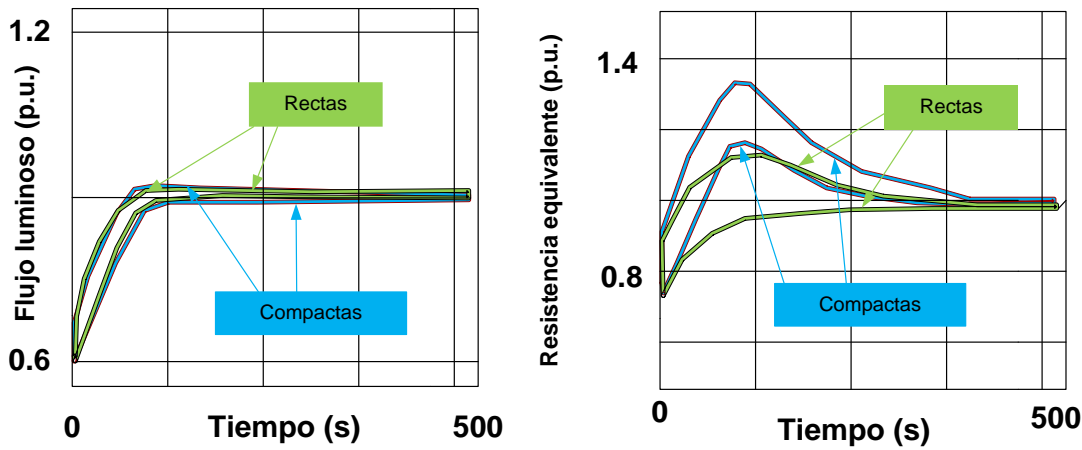


Fig. 1.11. Curvas de estabilización del flujo luminoso y de la resistencia equivalente de lámparas fluorescentes.

La proporción de átomos de metal vaporizado sube al incrementarse la presión en la descarga, por lo que la radiación emitida asume una característica más próxima a la de una descarga en vapor de metal que a la descarga en un gas inerte. Cuando la lámpara alcanza la temperatura y presión de funcionamiento la descarga se estabiliza y la fase de calentamiento termina (Fig. 1.11).

1.4.3.4. La descarga en baja presión

1.4.3.4.1. Generalidades

La descarga en baja presión emite gran parte de la energía radiada concentrada en las longitudes de onda correspondientes a las transiciones entre niveles con un mínimo nivel de excitación. A estas longitudes de onda se les conoce como líneas de resonancia, y corresponden con los niveles máximos del espectro de luz emitida. La presión óptima de funcionamiento en las lámparas de descarga de baja presión debe de ser inferior a 1 Pa. La radiación en las líneas de resonancia disminuye por auto-absorción al aumentar la presión o la densidad de corriente. La baja presión y la baja densidad de corriente dan lugar a tubos de descarga de grandes dimensiones. Este factor se convierte en la principal limitación para éste tipo de lámparas de descarga.

Los metales más utilizados en la fabricación de lámparas de descarga a baja presión son el sodio y el mercurio.

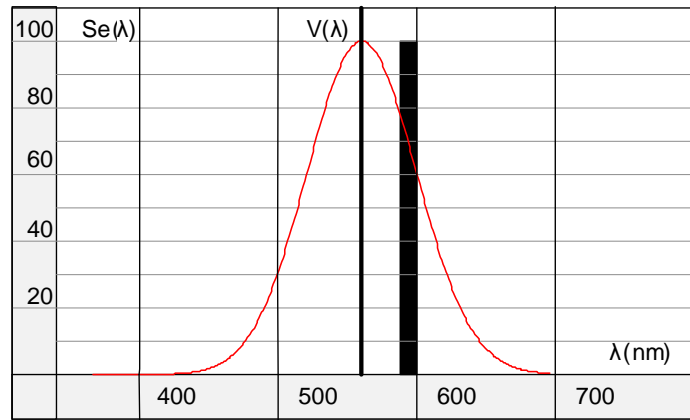


Fig. 1.12. Líneas de resonancia del sodio.

El **sodio** presenta dos líneas de resonancia muy próximas en 589 y 589,6 nm llamadas líneas D; estas longitudes de onda están bastante cercanas al máximo de sensibilidad del ojo humano, por lo que la eficiencia de la radiación es elevada (Fig. 1.12) [1.1].

Uno de los inconvenientes más importantes de las lámparas de vapor de sodio de baja presión es que la temperatura correspondiente a la presión óptima de funcionamiento es de 260°C. La energía necesaria para alcanzar esta temperatura es relativamente elevada y por ello estas lámparas se construyen con doble envoltura. De esta forma se minimizan las pérdidas de calor debido a la elevada temperatura en la descarga. A pesar de estos inconvenientes, la eficiencia de este tipo de lámparas puede ser superior a los 200 lm/W.

Las longitudes de onda generadas con las transiciones del átomo de **mercurio**, expresadas en nm, se pueden ver en la Fig. 1.13 [1.2].

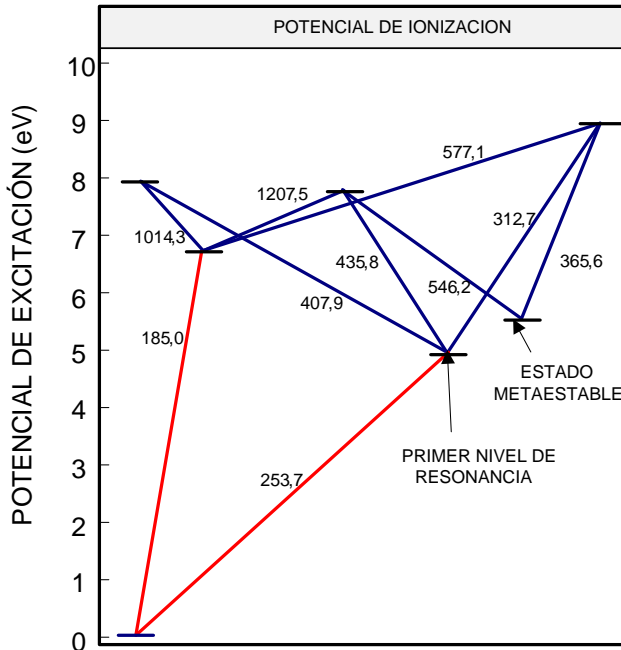


Fig. 1.13. Transiciones del átomo de mercurio

Las líneas de resonancia más fuertes del mercurio se producen a 185 y 253,7 nm, estas dos longitudes de onda, como puede apreciarse en la Fig. 1.14 [1.1], no están dentro del espectro visible.

Los fósforos aplicados al interior de la pared del tubo de descarga hacen que la radiación ultravioleta emitida se traslade a la región visible del espectro. La distribución espectral de estas lámparas cambia según la composición de estos fósforos (Fig. 1.15. Fig. 1.16 y Fig. 1.17) [1.1].

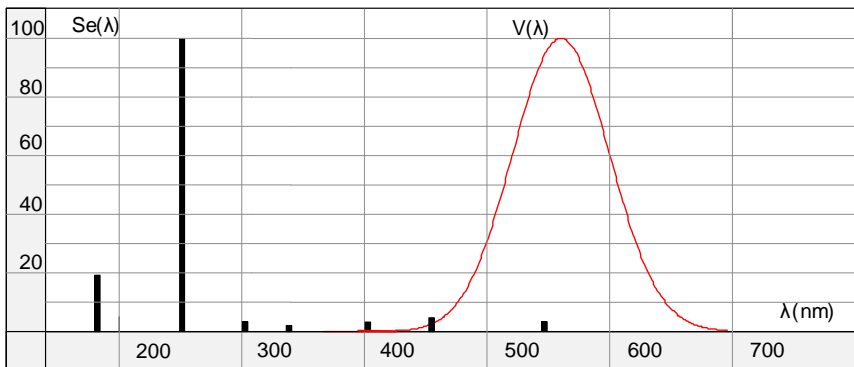


Fig. 1.14. Líneas de resonancia del mercurio.

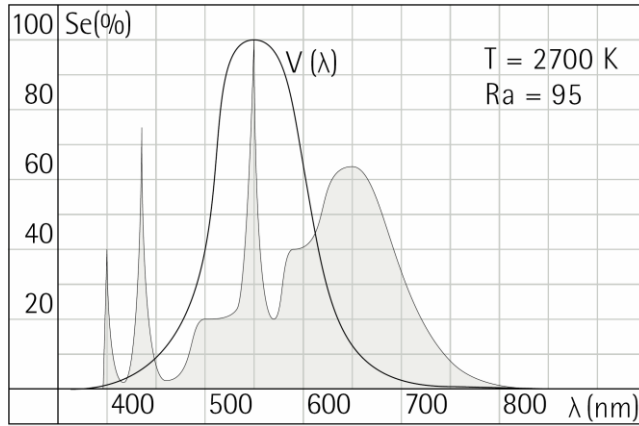


Fig. 1.15 Distribución espectral. Blanco cálido.

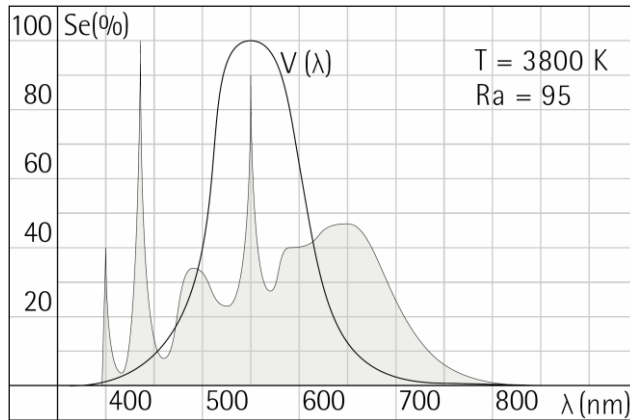


Fig. 1.16 Distribución espectral. Blanco neutro.

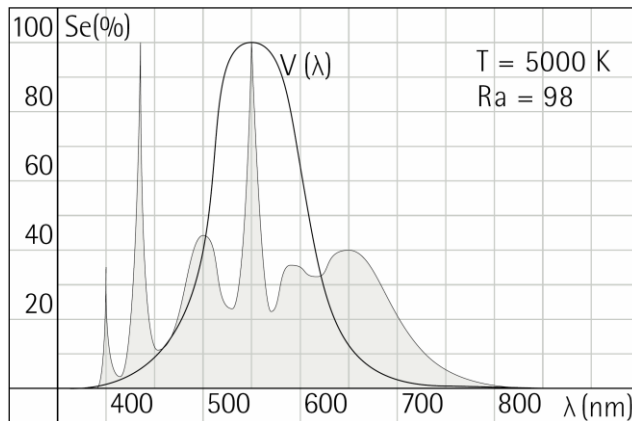


Fig. 1.17 Distribución espectral. Blanco luz diurna.

La presión óptima para la descarga en vapor de mercurio de baja presión es del orden de 0,8 Pa, esta presión se obtiene alrededor de 40°C, por lo que se precisa un tiempo de calentamiento muy reducido.

1.4.3.4.2. La presión del vapor

Es evidente, por tanto, que la presión en el tubo de descarga es un factor determinante en el espectro y en la radiación emitida de una lámpara de descarga. La presión en el tubo depende de la temperatura del punto más frío del tubo de descarga.

La temperatura en la descarga depende de la potencia eléctrica entregada a la misma. La tensión en la lámpara es función de la presión de vapor por lo que varía con la temperatura. Por consiguiente, la potencia y la temperatura en la descarga se encuentran estrechamente relacionadas. La tensión de funcionamiento de la lámpara y la temperatura son parámetros decisivos para obtener una presión de funcionamiento adecuada.

1.4.3.4.3. Tensión de funcionamiento

La tensión de funcionamiento es función del tipo y presión del gas de llenado y de la separación de los electrodos. Cambios instantáneos de la tensión de entrada no tienen efecto inmediato en la lámpara debido al filtrado que introduce el balasto. No obstante, una perturbación de mayor duración puede hacer que la corriente y, por tanto, la potencia varíen de forma sustancial alterando la presión y, en consecuencia, la tensión en la lámpara.

El empleo de tensiones de funcionamiento elevadas tiene como principal ventaja un menor desgaste en los electrodos de la lámpara debido a las menores corrientes de descarga. Sin embargo, esta tensión no puede tomarse arbitrariamente elevada, puesto que se debe asegurar el reencendido de la lámpara en los cruces por cero de la corriente. Además, la tensión de reencendido se modifica a lo largo de la vida de la lámpara, por lo que debe fijarse una tensión de funcionamiento suficientemente baja para asegurar el reencendido en las peores condiciones de funcionamiento.

1.4.3.4.4. La Temperatura

Los cambios en la temperatura exterior de la lámpara afectan en mayor o menor medida a la presión en la descarga y, por tanto, a la tensión de funcionamiento. Por este motivo, las lámparas de descarga se construyen de forma que el efecto de la temperatura exterior sea mínimo, por ejemplo mediante el empleo de una cubierta exterior. Los efectos de la temperatura ambiente en las lámparas fluorescentes son especialmente acusados debido a que usualmente no incorporan cubierta exterior alguna.

El diseño de la luminaria presenta a su vez gran relevancia en la temperatura exterior de la lámpara debido a la elevada proporción de la potencia en la descarga que se transforma en calor.

Otro aspecto que puede derivar en un incremento en la temperatura de funcionamiento se debe a la acumulación de depósitos de metal en las paredes del recipiente de descarga proveniente de la evaporación de los electrodos. La evaporación del material de los electrodos tiene lugar principalmente durante las fases de ruptura y calentamiento de la lámpara, cuando la presión es baja. Estos depósitos absorben y transforman en calor parte de la energía luminosa radiada por la lámpara.

1.4.3.5. Lámparas fluorescentes

1.4.3.5.1. Generalidades

Las lámparas fluorescentes forman parte de la categoría de lámparas descarga de baja presión. La baja presión de la descarga del mercurio sirve para generar las dos líneas de resonancia en la parte ultravioleta del espectro electromagnético, a 185 nm y a 253,7 nm, y además alguna línea más débil en la zona visible. Un polvo fluorescente en la parte interior del tubo de descarga traslada la radiación ultravioleta al campo de la radiación visible (Fig. 1.18).

Los factores que intervienen para que se produzca una radiación ultravioleta por la descarga del mercurio a baja presión son los relacionados a continuación [1.13]:

- La presión del vapor de mercurio
- El gas auxiliar
- La densidad de corriente
- Las dimensiones del tubo de descarga

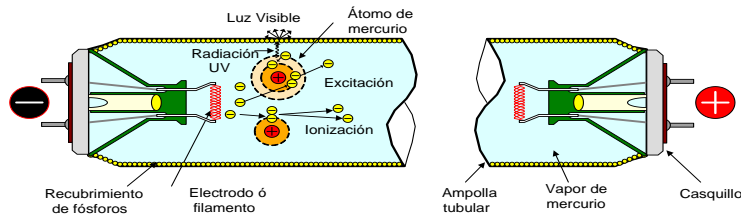


Fig. 1.18. Conversión de la energía eléctrica en luz en el interior de una lámpara fluorescente.

1.4.3.5.2. La presión del vapor de mercurio

La presión del vapor de mercurio es el factor más importante a la hora de conseguir la radiación ultravioleta. Es sabido que la presión del vapor de mercurio es dependiente de la temperatura.

Antes de iniciarse la descarga, el mercurio se encuentra en estado líquido depositado en las paredes de la lámpara. Las características de la descarga tras el cebado corresponden a las del gas noble empleado como ayuda para el arranque. Una vez iniciada la descarga, el mercurio se vaporiza y el espectro de emisión pasa a estar dominado por las líneas de resonancia del mercurio.

Las lámparas fluorescentes funcionan con exceso de mercurio, sólo una parte se vaporiza, el resto permanece en estado líquido en el punto más frío de las paredes de la lámpara (vapor saturado). La temperatura del punto frío en condiciones normales de funcionamiento es próxima a 40°C. Si las condiciones de funcionamiento varían, bien sea debido a cambios en la temperatura exterior o a variaciones de la potencia entregada, la cantidad de mercurio vaporizado se modifica alterando las condiciones de presión en la descarga. La Fig. 1.19 muestra la variación de la presión de vapor de mercurio en función de la temperatura del punto frío. La ausencia de una cubierta exterior hace que estas lámparas sean especialmente sensibles a cambios en la temperatura de trabajo.

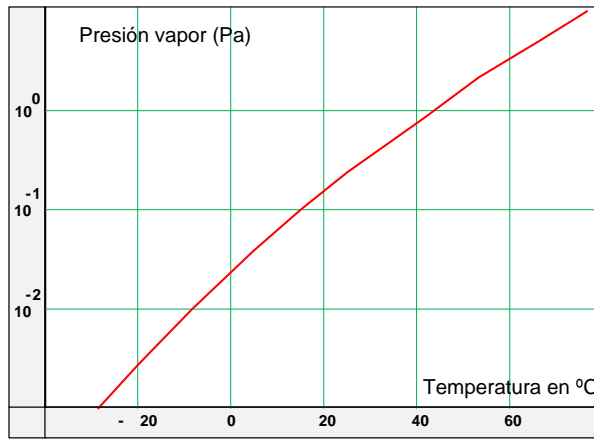


Fig. 1.19. Presión del vapor de mercurio en función de la temperatura.

La presión de vapor óptima para el funcionamiento de la lámpara se alcanza para una temperatura en el punto frío de 40°C. Las curvas representadas en la Fig. 1.20 [1.14] muestran la eficacia relativa de la lámpara en relación con la temperatura del punto frío y la temperatura ambiente respectivamente.

Para disminuir el efecto de la temperatura frecuentemente se emplean amalgamas de mercurio en lugar de mercurio puro. De esta forma se consigue que la presión de vapor en la descarga tenga una dependencia menos fuerte de la temperatura.

Éste procedimiento es el empleado en las lámparas fluorescentes compactas. En estas lámparas se obtienen temperaturas relativamente elevadas en las paredes del recipiente de descarga, el empleo de amalgamas sirve para evitar que esto penalice el rendimiento luminoso. El principal inconveniente del uso de amalgamas es que dan lugar a tensiones de cebado más altas.

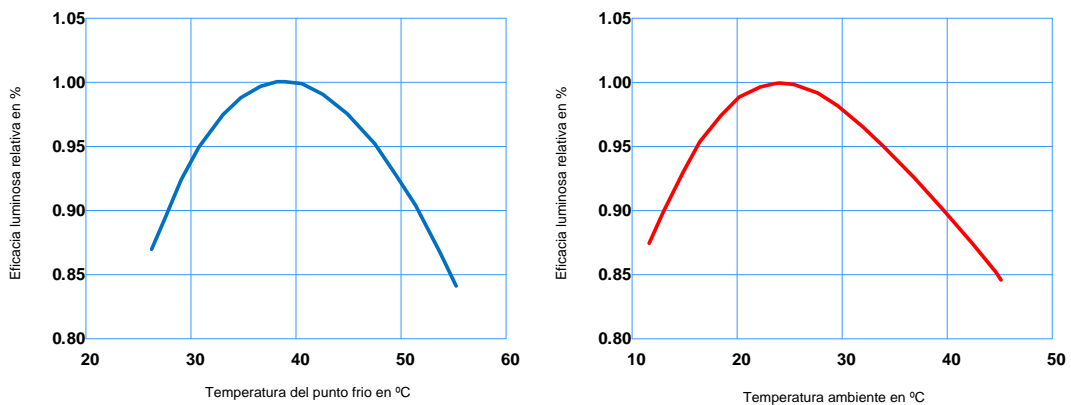


Fig. 1.20. Variación de la eficacia luminosa con la temperatura.

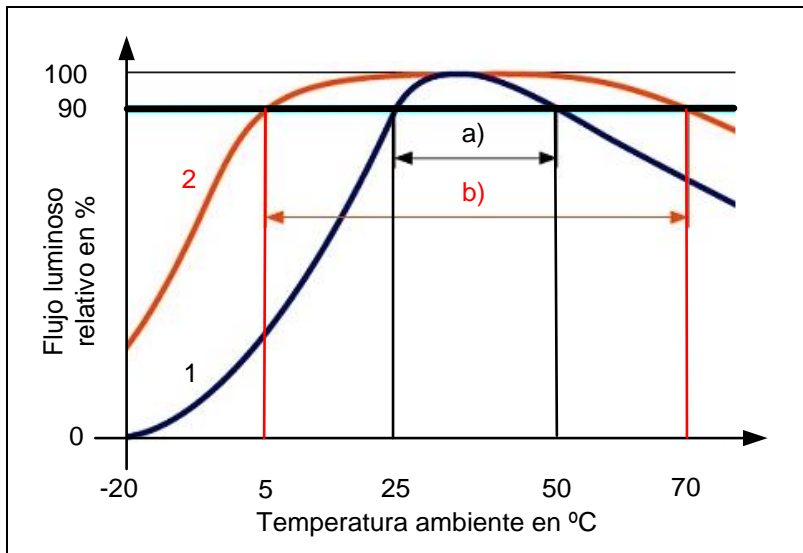


Fig. 1.21. Lámparas osram T5 HO convencional y T5 HO CONSTANT.

En algunos tubos fluorescentes, como pueden ser los T5, también se utilizan amalgamas de mercurio consiguiéndose lámparas con un flujo luminoso superior, en relación a la misma lámpara sin amalgama, y una gran eficacia relativa del sistema en un rango de temperaturas mucho mayor.

En la Fig. 1.21 se puede apreciar que para una lámpara T5 sin amalgama, curva 1, se consigue un flujo luminoso relativo superior al 90% para temperaturas comprendidas entre 25°C y 50°C, mientras que para una lámpara T5 con amalgama, curva 2, el rango de temperaturas en el que el flujo relativo es superior al 90% aumenta llegando a ser entre 5°C y 70°C [1.10].

Uno de los puntos más críticos del funcionamiento de las lámparas fluorescentes es el proceso de cebado. Los electrodos de la mayoría de las lámparas fluorescentes están constituidos por un filamento de material emisor en forma de espiral. Estos filamentos disponen de dos terminales que permiten el paso de una cierta corriente de caldeo. De esta forma, se puede conseguir llevar a los electrodos hasta la temperatura de emisión termo-iónica antes de aplicar tensión para el inicio de la descarga. La tensión necesaria para producir la ruptura en estas condiciones es muy inferior que a la de arranque con cátodo frío. La caída catódica se mantiene en valores bajos durante todo el proceso de cebado dando lugar a un desgaste mínimo de los electrodos por *sputtering*.

1.4.3.5.3. El gas auxiliar

El gas auxiliar juega un papel fundamental en el arranque de la lámpara y también es indispensable para la descarga del vapor de mercurio en sí mismo. Cuando la presión del vapor

de mercurio alcanza un nivel apropiado, la auto-absorción resulta ser mínima, la longitud promedio del camino libre de los electrones es tan grande que la excitación de los átomos de mercurio, los cuales generan la luz, casi no tiene lugar. La longitud promedio del camino libre es la media de la distancia recorrida por los electrones entre dos colisiones. Esta longitud es reducida por medio de la adición de un gas auxiliar, siempre y cuando la energía perdida debido a las colisiones de los electrones libres con los átomos del gas auxiliar se mantenga dentro de unos valores lo suficientemente bajos.

La descarga aumenta un cierto grado dado que la presión auxiliar del gas aumenta debido a las colisiones elásticas. Esto significa que podríamos encontrar un nivel óptimo de eficacia luminosa para cierta presión del gas auxiliar (Fig. 1.22).

El gas auxiliar es así mismo muy importante para la vida de la lámpara. No obstante, es muy probable, que para lograr unas determinadas horas de vida, la presión del gas auxiliar necesaria, pudiera ser más alta que la presión óptima tanto para el encendido como para la producción de luz (Fig. 1.23).

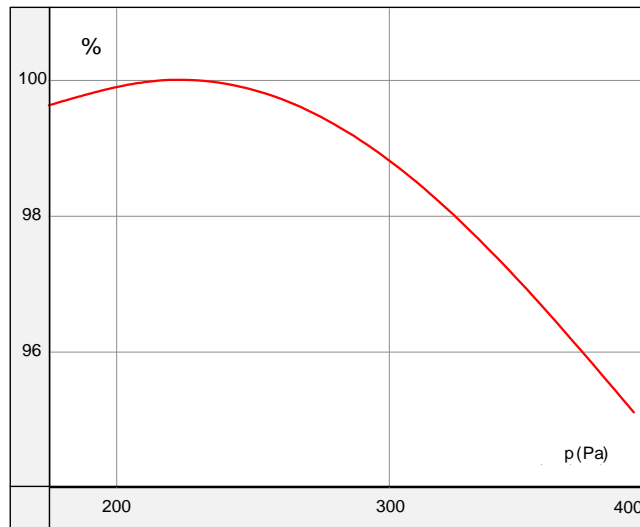


Fig. 1.22. Eficacia luminosa de una lámpara de descarga de baja presión de mercurio en función de la presión del gas auxiliar.

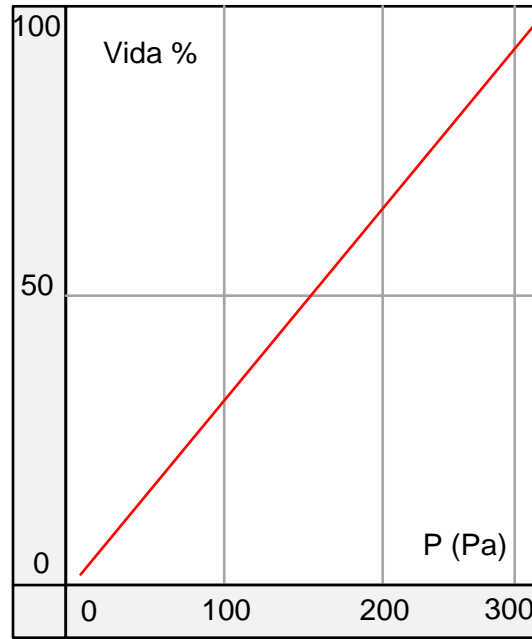


Fig. 1.23. Vida relativa de la lámpara en función de la presión del gas auxiliar.

1.4.3.5.4. Densidad de la corriente

Las condiciones de temperatura que una lámpara fluorescente tenga, son de vital importancia para la presión del vapor de mercurio y por tanto para la radiación ultravioleta. Estas condiciones de temperatura dependen estrechamente de la energía de entrada.

La energía aumenta casi proporcionalmente con la corriente de la lámpara, y la temperatura de la envolvente del tubo aumenta con ella (Fig. 1.24). El resultado es que la luz emitida desciende si se excede de la temperatura óptima.

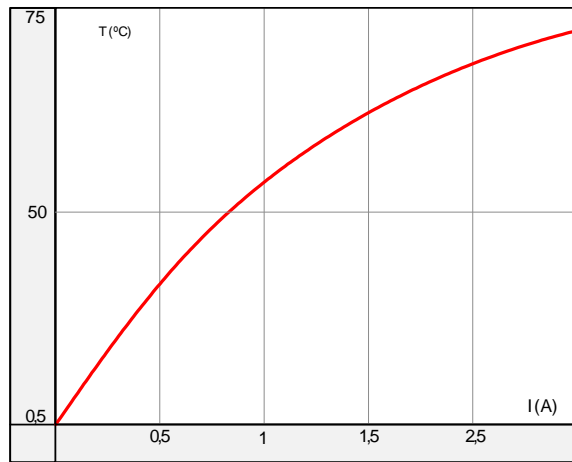


Fig. 1.24. Temperatura de la envoltura en función de la corriente de descarga de una lámpara fluorescente de dimensiones constantes.

Un aumento de la corriente de la lámpara manteniendo constantes las dimensiones del tubo implica una mayor densidad de corriente. Al aumentar la densidad de corriente aumenta la probabilidad de excitación de los átomos de mercurio, el resultado son niveles de energía mayores a costa de los niveles de resonancia. La absorción de la radiación de resonancia por el vapor de mercurio, en si mismo, incrementa la densidad de corriente.

1.4.3.5.5. Dimensiones de los tubos de descarga

Desde el punto de vista de la potencia de un fluorescente, el factor más interesante es la longitud del tubo. Como sabemos la potencia de la misma es función de la intensidad de descarga y de la tensión en la lámpara. La tensión en la lámpara es una combinación de la tensión del ánodo, la tensión del cátodo y la tensión de la columna de descarga entre electrodos: el arco. Las tensiones en el ánodo y en el cátodo son constantes, por tanto las pérdidas en los electrodos son también constantes si la corriente que circula por ellos no cambia. Esto significa que, para un diámetro constante de tubo, la temperatura óptima de la envoltura y consecuentemente el flujo luminoso máximo es posible solo si la tensión de arco se incrementa proporcionalmente con la longitud de la lámpara. La eficacia luminosa también aumentará con la longitud de la lámpara ya que las pérdidas en los electrodos serán proporcionalmente menores respecto a la potencia total de la lámpara.

Las dimensiones de los fluorescentes siempre han sido una seria desventaja. El desarrollo de las lámparas fluorescentes compactas con dimensiones más pequeñas, especialmente en su longitud, ha sido posible gracias a la incorporación de nuevos fósforos. Esto combinado con un

aumento de la estabilidad bajo intensa radiación ultravioleta, con una alta eficacia luminosa y un buen rendimiento de color.

Reducir la longitud del fluorescente, manteniendo constante el flujo luminoso, implica aumentar la potencia disipada por unidad de longitud de descarga. A éste aumento de la potencia disipada se puede llegar por dos caminos: por aumento de la corriente de la lámpara o por un incremento del campo eléctrico en la descarga. La posibilidad de reducir la longitud por el aumento de la corriente en la lámpara es limitada por los efectos no deseables que se introducen: decrecimiento de la eficacia de la lámpara, combinado con un aumento del volumen y del peso del balasto. Un incremento del campo eléctrico parece posible por medio de la reducción del diámetro de la lámpara. Las lámparas se han hecho más compactas utilizando técnicas de torsión y flexión del tubo.

1.4.3.5.6. Conversión de la radiación ultravioleta en luz

Los fósforos aplicados en la parte interior de la envoltura de un tubo de descarga produce la conversión de la radiación ultravioleta en luz. Los fósforos usados para éste propósito deben de ser, obviamente, capaces de absorber la radiación ultravioleta de la descarga del mercurio a baja presión. En otras palabras: las dos líneas de resonancia de la descarga del mercurio a baja presión deben de estar dentro de la banda de absorción óptima del fósforo.

La banda de emisión de los fósforos en fuentes de luz debe de ser preferiblemente de un ancho único, cayendo principalmente en la parte visible del espectro electromagnético (Fig. 1.25).

Generalmente, la distribución espectral de una emisión de fósforo es independiente de la longitud de onda de la excitación. La eficacia de la conversión de la radiación ultravioleta en luz, por tanto, no depende de ella.

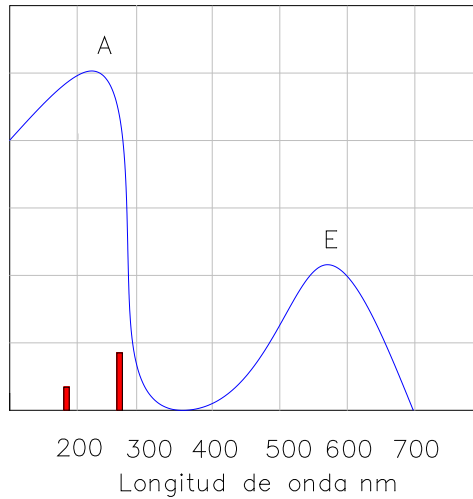


Fig. 1.25. Bandas de absorción y emisión de un fosforo.

Esta conversión desde una radiación de onda corta a una radiación de onda larga, y desde una energía alta a una energía baja, ocasiona una pérdida de la energía radiada.

La energía del quantum absorbida es:

$$E_{UV} = h \cdot \nu_{UV} = \frac{h \cdot c}{\lambda_{UV}} \quad (1.1)$$

Y la del quantum de luz emitida es:

$$E_V = h \cdot \nu_V = \frac{h \cdot c}{\lambda_V} \quad (1.2)$$

Dónde:

- h es la constante de Planck
- v es la frecuencia
- c es la velocidad de la luz

La relación entre la radiación absorbida y emitida es por tanto:

$$\frac{E_{UV}}{E_V} = \frac{\lambda_V}{\lambda_{UV}} \quad (1.3)$$

Por tanto para un quantum de luz con una longitud de onda entorno a los 510 nm la energía de emisión resultante sería la mitad de la energía absorbida, considerando la longitud de onda de absorción la marcada por la línea de resonancia más significativa del mercurio y que corresponde a 254 nm.

Si analizamos todo el espectro visible, llegamos a la conclusión que los valores teóricos posibles estarán comprendidos entre 0,62 para 400nm y 0,31 para 800 nm.

Tenemos que tener en cuenta que no todos los quantum generados por la descarga ultravioleta son absorbidos por el polvo fluorescente. Esto depende de factores como las características del polvo fluorescente o la capa aplicada a la envoltura. Podemos considerar 0,3 como un valor aceptable de eficacia de conversión total de energía eléctrica en luz.

1.4.3.5.7. Propiedades eléctricas de las lámparas fluorescentes

La potencia de una lámpara de descarga de baja presión es una función de la tensión de la lámpara y de la corriente que circula por la misma.

Los principales factores que afectan a la tensión de la lámpara son: la distancia entre electrodos, el diámetro del tubo, el gas de relleno y la presión del vapor de mercurio. Si modificamos cualquiera de éstos parámetros, causará un cambio en los otros y en las características de la lámpara, afectando especialmente a la tensión.

La generación de calor en la lámpara junto con la temperatura ambiente da como resultado una cierta presión de vapor de mercurio. Las fluctuaciones de la presión del vapor deben ser previstas para mantener los valores dentro de los límites de la tolerancia. Lo contrario haría posible la aparición de tensiones indeseables con consecuencias impredecibles.

Puesto que la tensión en la lámpara está determinada por su diseño, la corriente es por tanto la responsable de que la lámpara alcance un correcto valor de potencia.

Si la corriente es demasiado baja, la potencia será demasiado baja lo que provocará que no se alcance la temperatura requerida. La presión del vapor de mercurio será demasiado baja y la lámpara no emitirá el nivel de luz deseado.

Si la corriente de la lámpara es demasiado alta, la presión del vapor también será alta. Las pérdidas en la descarga aumentarán por sí mismas reduciendo la radiación UV y provocando un nivel de iluminación inferior al esperado.

El balasto, tradicionalmente, es el que tiene que asegurar que la corriente de la lámpara sea la requerida para una tensión dada. Esto implica que siempre será diseñado para una lámpara en particular. Por tanto el balasto solo puede ser utilizado en unión con una lámpara que tenga unas características similares a las especificadas.

Durante la operación de descarga el producto entre la tensión y la corriente de la lámpara no se corresponde con la potencia de la misma. Esto es debido a un cambio de las formas de onda de las corrientes y de las tensiones, por lo que para poder utilizar estos datos, hay que aplicar un factor de corrección (factor de lámpara), que depende de los parámetros de descarga y que está determinado para cada tipo de lámpara.

Por tanto, lámparas fluorescentes con la misma distancia de electrodo, no necesariamente tienen por qué tener la misma potencia, aunque la tensión de arco sea la misma.

1.4.3.5.8. Descarga en continua

La Fig. 1.26 muestra las distintas zonas de descarga que se forman en una lámpara de mercurio de baja presión trabajando con corriente continua. Se muestra también la distribución de potencial que se produce a lo largo del volumen de descarga.

Las zonas principales de la descarga son la columna positiva y la columna negativa. La mayor parte del volumen de descarga está ocupado por la columna positiva, que es donde se produce la mayor cantidad de luz.

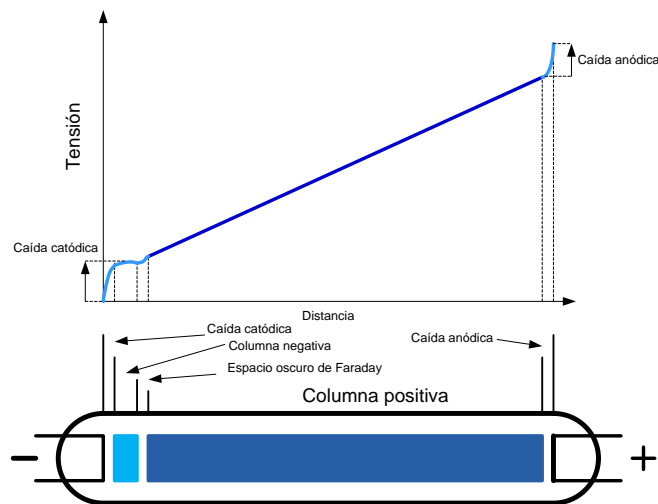


Fig. 1.26. Zonas de descarga y distribución de potencial en una lámpara de mercurio de baja presión funcionando en continua.

En la superficie del cátodo hay una región muy estrecha ($\approx 10\mu\text{m}$) con un campo eléctrico muy intenso ($\approx 10\text{kV/cm}$). En esta sección se produce una fuerte diferencia de potencial conocida como caída catódica. El elevado campo eléctrico de esta zona acelera los electrones hacia el ánodo y los iones hacia el cátodo. El cátodo está diseñado para calentarse mediante el bombardeo de iones, de esta forma se favorece la emisión termo-iónica de electrones. Bajo estas condiciones, la caída catódica es del orden de 10-15V y el cátodo emite la corriente necesaria con bajas pérdidas. Este proceso se mejora mediante el empleo de recubrimientos del cátodo a base de óxidos de tierras raras que favorecen la emisión termo-iónica de electrones. Este modo de funcionamiento, donde se tiene una temperatura en el cátodo elevada, se denomina “descarga en modo arco”.

Cuando la temperatura del cátodo es baja (por ejemplo durante el arranque), la caída catódica se incrementa hasta valores cercanos a 100V para poder extraer del cátodo la corriente de electrones necesaria. Este modo de funcionamiento se denomina “descarga luminescente o glow discharge”. Los iones que bombardean el cátodo tienen una elevada energía que arranca partículas del recubrimiento. Este fenómeno es conocido como “sputtering” y da lugar a un fuerte desgaste del cátodo y a la formación de depósitos en el interior del recipiente de descarga que ennegrecen los extremos de la lámpara reduciendo el flujo luminoso. Una rápida transición en el arranque de las lámparas de descarga entre el modo luminescente y el modo arco es fundamental para asegurar una vida útil apropiada.

Existen diversos inconvenientes asociados a la descarga en gases con corriente continua:

- Desgaste desigual de los electrodos
- Distribución desigual de la luz a lo largo de la lámpara debido a la cataforesis
- Mayores tensiones de ruptura

Desgaste de los electrodos

El desgaste de los electrodos es desigual cuando se emplea corriente continua. El bombardeo continuado de iones en el cátodo produce un elevado desgaste, el intenso campo eléctrico asociado a la caída catódica hace que estos iones incidan con una elevada energía sobre el cátodo. La caída anódica tiene como misión mantener el equilibrio de corriente de electrones hacia el ánodo, el campo eléctrico es mucho menor en esta zona y el desgaste del ánodo es reducido.

Cataforesis

El campo eléctrico existente en la descarga atrae a los iones de vapor de metal hacia el cátodo, este fenómeno se conoce como cataforesis. Se produce una distribución desigual de la presión de vapor que da lugar a una emisión de luz que varía a lo largo de la lámpara.

Tensión de ruptura

La frecuencia de la tensión de alimentación de la lámpara tiene un efecto sustancial en la tensión de ruptura. Esta tensión es aproximadamente proporcional a la inversa de la frecuencia. Por lo que la tensión de ruptura es máxima cuando se aplica tensión continua.

Si representamos en un diagrama tensión – corriente, como en la Fig. 1.27, las secuencias del arranque en una descarga en continua, podemos apreciar la existencia de las fases relacionadas a continuación:

- Descarga oscura (A-C)
- Descarga oscura de Townsend (C-D)
- Descarga glow o luminiscente normal (E-F)
- Descarga glow o luminiscente anormal (F-G)
- Descarga en arco

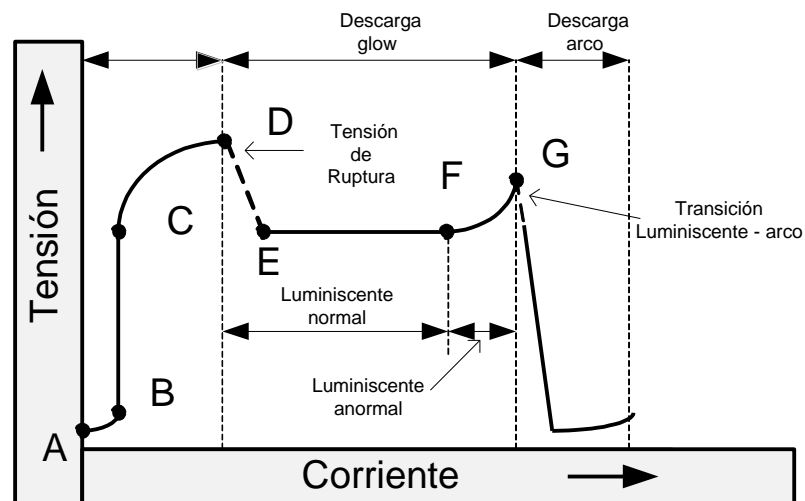


Fig. 1.27. Secuencias de arranque de una descarga en continua.

1.4.3.5.9. Descarga en alterna

Cuando se trabaja con corriente alterna se resuelven algunos de los inconvenientes mencionados en el apartado anterior. El desgaste es el mismo en ambos electrodos, la luz se distribuye de forma más uniforme a lo largo del tubo y la tensión de ruptura es menor que en continua.

El comportamiento de las lámparas de descarga varía de forma significativa dependiendo de la frecuencia. Cabe a distinguir entre el funcionamiento en baja frecuencia ($f < 1\text{kHz}$) y el de alta frecuencia ($f > 10\text{kHz}$).

Funcionamiento en baja frecuencia

Para frecuencias inferiores a 1kHz, el grado de ionización del plasma se reduce fuertemente en los cruces por cero de la corriente. Esto hace que se produzca un reencendido periódico de la descarga. Tras producirse el cruce por cero de la corriente es preciso aplicar una tensión superior a la de funcionamiento normal para restablecer la descarga en sentido inverso. Este proceso requiere la aportación de energía adicional en cada reencendido. En la Fig. 1.28 [1.2] y en la Fig. 1.29 [1.2] se muestran las formas de onda de tensión y corriente obtenidas para una lámpara fluorescente compacta Osram Dulux S/E de 9W a 50Hz. Se observa un fuerte pico de reencendido en el punto A de la Fig. 1.28 [1.2]. Para otras lámparas de descarga las formas de onda obtenidas presentan un aspecto similar.

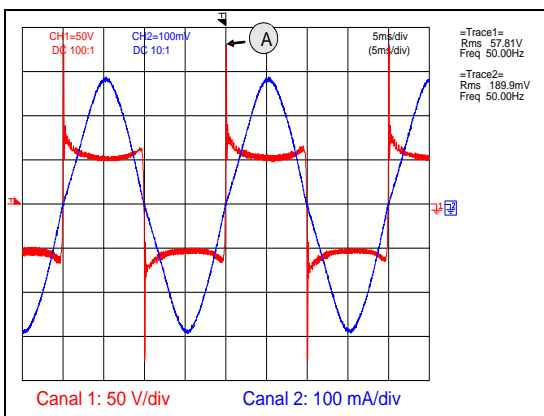


Fig. 1.28. Evolución de la tensión y la corriente en baja frecuencia.

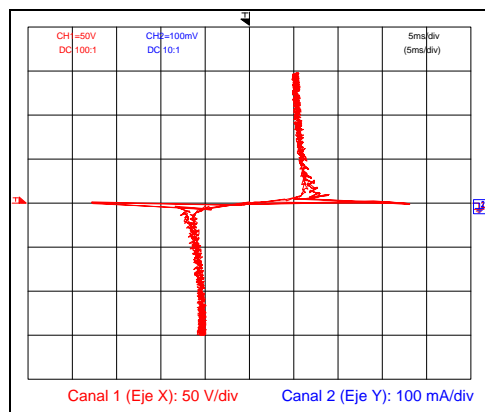


Fig. 1.29. Característica tensión – corriente en baja frecuencia.

Después del pico de reencendido la tensión en la lámpara presenta una variación relativamente pequeña, por lo que el comportamiento a baja frecuencia es similar al de dos diodos Zener en anti-serie si se exceptúa el efecto de la tensión de reencendido.

El flujo luminoso producido en la descarga es aproximadamente proporcional a la corriente, por lo que, a baja frecuencia, se produce una fuerte modulación de la luz que puede ser percibida por el ojo humano. Este fenómeno se conoce como efecto estroboscópico o *flickering*.

Funcionamiento en alta frecuencia

Para frecuencias superiores a 10kHz, el grado de ionización que se alcanza en los cruces por cero de la corriente no es tan reducido como el que se tiene a baja frecuencia. Cuando la corriente se invierte existen suficientes portadores de carga, por lo que no se produce el reencendido. Esto hace que no sea necesaria la aportación de energía suplementaria tras cada cruce por cero de la corriente. De esta forma, dependiendo del tipo de lámpara, se pueden obtener mejoras en el rendimiento luminoso de hasta el 15% respecto al funcionamiento en baja frecuencia.

La tensión y la corriente en la descarga a alta frecuencia son aproximadamente proporcionales, por lo que el comportamiento eléctrico de las lámparas de descarga es básicamente resistivo. En la Fig. 1.30 [1.2] y en la Fig. 1.31 [1.2] se muestran las formas de onda de tensión y corriente obtenidas para una lámpara fluorescente Osram Dulux S/E de 9W a 50Hz.

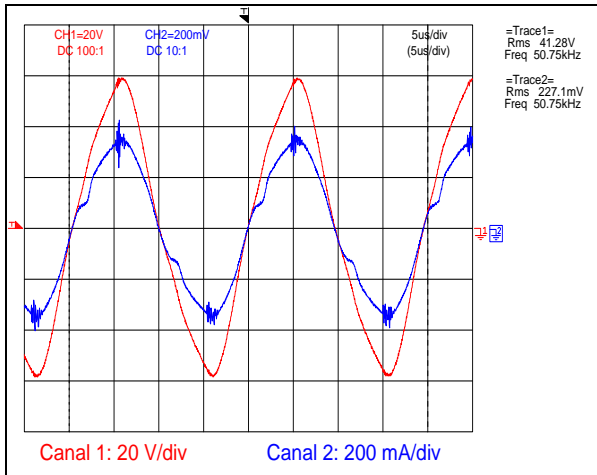


Fig. 1.30. Evolución de la tensión y la corriente en alta frecuencia.

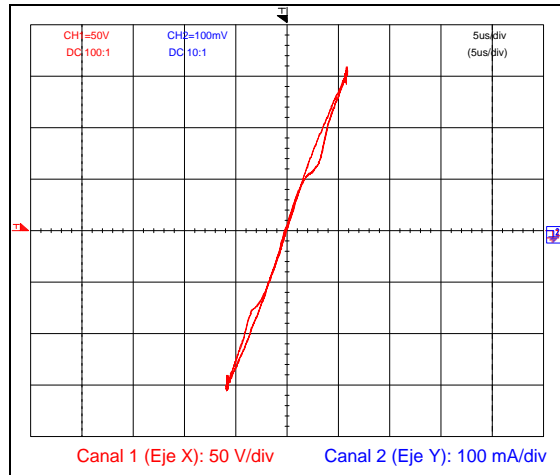


Fig. 1.31. Característica tensión – corriente en alta frecuencia.

Tanto en la Fig. 1.30 y como en la Fig. 1.31 se observa que el comportamiento de la lámpara en alta frecuencia se puede asimilar a una resistencia equivalente con un error reducido. Esto permite simplificar el análisis y diseño de los balastos electrónicos utilizados para alta frecuencia. No obstante, el valor de esta resistencia depende fuertemente de la potencia suministrada a la lámpara.

1.4.4. DIODOS EMISORES DE LUZ. LED

1.4.4.1. Principio de funcionamiento

Los diodos emisores de luz o LED (light emitting diodes) tienen su fundamento en el siguiente proceso: Cuando se aplica una polarización directa a un diodo de unión p – n el campo eléctrico de la unión disminuye, favoreciendo con ello la difusión de portadores minoritarios hacia el lado opuesto, es decir, electrones hacia la zona p y huecos hacia la zona n. Se crea entonces, en la región más próxima a la unión o zona activa, una concentración elevada de electrones y huecos que acaban recombinándose para producir fotones de luz, con una energía próxima a la de la banda prohibida. La emisión de luz tiene lugar en un proceso de electroluminiscencia, donde la energía necesaria proviene del circuito eléctrico externo que a través de los contactos, suministra electrones y huecos con la energía potencial necesaria, es decir, electrones a la banda de conducción en el lado n y huecos a la banda de valencia en el lado p. De esta forma el proceso puede seguir de manera continua mientras se mantenga la tensión externa aplicada (Fig. 1.32 - Fig. 1.33).

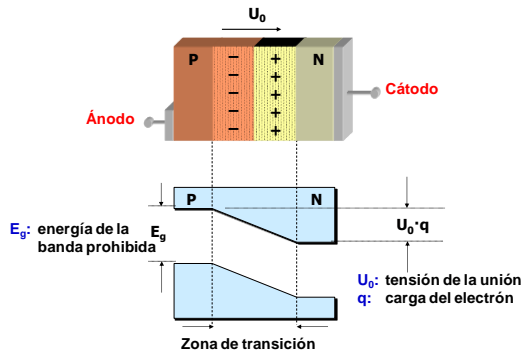


Fig. 1.32. Unión sin polarizar.

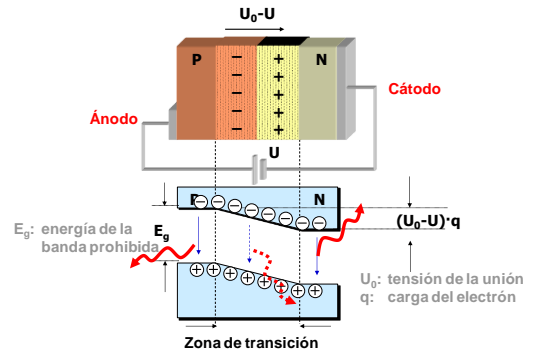


Fig. 1.33. Unión polarizada.

1.4.4.2. Tipo de diodos LED

Los LED's convencionales están fabricados con una gran variedad de materiales semiconductores inorgánicos. La Tabla 1.9 muestra los colores disponibles así como el rango de longitud de onda, la caída de tensión y el material del semiconductor.

Color	Longitud de onda (nm)	Tensión (V)	Material Semiconductor
Infrarrojo	$\lambda > 760$	$\Delta V < 1.9$	Galio Arsénico (GaAs) Aluminio Galio Arsénico (AlGaAs)
Rojo	$610 < \lambda < 760$	$1.63 < \Delta V < 2.03$	Aluminio Galio Arsénico (AlGaAs) Aluminio Galio Indio Fósforo (AlGaInP) Galio (III) Fosforo (GaP)
Naranja	$590 < \lambda < 610$	$2.03 < \Delta V < 2.10$	Galio Arsénico Fósforo (GaAsP) Aluminio Galio Indio fósforo (AlGaInP) Galio (III) Fosforo (GaP)
Amarillo	$570 < \lambda < 590$	$2.10 < \Delta V < 2.18$	Galio Arsénico Fósforo (GaAsP) Aluminio Galio Indio fósforo (AlGaInP) Galio (III) Fosforo (GaP)
Verde	$500 < \lambda < 570$	$1.9 < \Delta V < 4.0$	Nitruro de Indio Galio (InGaN) / Nitruro de Galio (III) (GaN) Galio (III) Fósforo (GaP) Aluminio Galio Indio Fósforo (AlGaInP) Aluminio Galio Fósforo (AlGaP)
Azul	$450 < \lambda < 500$	$2.48 < \Delta V < 3.7$	Zinc Selenio (ZnSe) Nitruro de Indio Galio (InGaN) Carburo de Silicio (SiC) Silicon (Si) as substrate — (under development)
Violeta	$400 < \lambda < 450$	$2.76 < \Delta V < 4.0$	Nitruro de Indio Galio (InGaN)
Morado	Múltiples tipos	$2.48 < \Delta V < 3.7$	Dual LEDs Azul y Rojo Azul con Fósforo Rojo, Blanco con plastico morado
Ultravioleta	$\lambda < 400$	$3.1 < \Delta V < 4.4$	Diamante (235 nm) Nitruro de Boro (215 nm) Nitruro de Aluminio (AlN) (210 nm) Nitruro de Aluminio Galio (AlGaIn) Nitruro de Aluminio Galio Indio (AlGaInN) — (por debajo de 210 nm)
Blanco	Amplio espectro	$\Delta V = 3.5$	Diodo Azul / UV con Fósforo amarillo

Tabla 1.9. Tipos de diodos LED.

1.4.4.3. Diodos LED de alta intensidad

Para conseguir diodos de alta intensidad es necesario la utilización de heterouniones, o lo que es lo mismo, uniones entre dos semiconductores de distinto “gap” [1.15].

En la Fig. 1.34 se presenta una doble heteroestructura, en ella podemos apreciar que cuando no se aplica ninguna tensión el nivel de Fermi se mantiene constante a lo largo de toda la estructura. Cuando aplicamos una tensión de polarización directa (Fig. 1.35) inyectamos electrones desde el material n^+ AlGaAs a la región p GaAs donde se recombinan con los huecos dando lugar a la emisión de fotones.

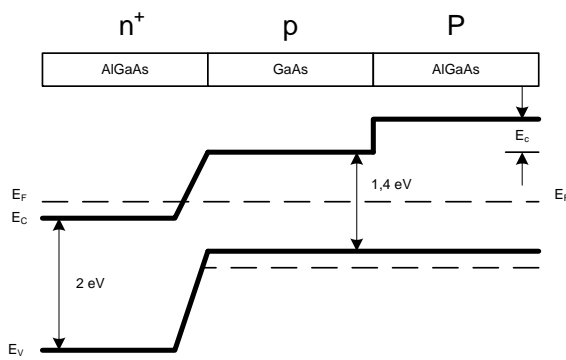


Fig. 1.34. Esquema de la estructura de bandas de energía de un LED de heterounión doble.

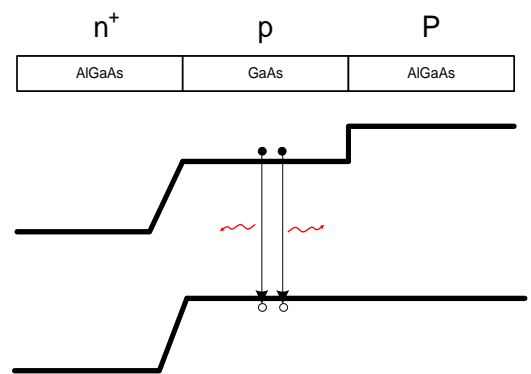


Fig. 1.35. Proceso de recombinación de portadores en la emisión de luz.

1.5. COMPARACIÓN ENTRE LOS SISTEMAS BASADOS EN DIODOS LED Y LOS SISTEMAS BASADOS EN LAMPARAS FLUORESCENTES T5

1.5.1. INTRODUCCIÓN

Algunos autores, como Syney Sánchez y Scott Sweeney en [1.16], opinan que la iluminación a base de diodos LED es una más que posible opción en el futuro más cercano. Algunas compañías están reconfigurando sus edificios para reducir el consumo de energía y muchas de ellas pueden estar pensando en la iluminación a base de LED como una solución para hacer posible sus esfuerzos. No obstante, en ciertos casos, la actual tecnología LED puede no ser la mejor solución para solucionar las ineficiencias energéticas de algunas empresas. En los siguientes puntos se va a comparar las tecnologías de diodos LED y de lámparas fluorescentes T5.

1.5.2. EFICACIAS

En el año 2009, S. Y. (Ron) Hui en [1.17] compara la disipación del calor y la degradación de la eficacia térmica entre lámparas fluorescentes T5 y bombillas LED. Ellos descubren que el comportamiento de las lámparas fluorescentes es significativamente mejor que el de las bombillas LED.

Las medidas realizadas presentan que la eficacia de una lámpara fluorescente T5 de 14W es de 96,7 lm/W, mientras que la mejor eficacia encontrada para una lámpara LED es de 78,5 lm/W.

En éste estudio [1.17], el índice de eficacia luminosa para una lámpara T5 mejora sobre la estimada previamente que era de 96 lm/W, mientras que para una bombilla LED empeora significativamente puesto que la estimación se encontraba en 107 lm/W.

Por tanto [1.17] establece una disparidad de 28,5 lm/W entre la disipación de calor asumida de una lámpara LED y la verdaderamente medida en los ensayos.

Otro estudio realizado por el Lighting Research Center [1.18], encontró que la lámpara fluorescente más frecuentemente utilizada, T5 de 21W, ofrecía una eficacia luminosa de 100 lm/W, mientras que General Electric [1.19] está fabricando lámparas fluorescentes T5 de 26W que alcanzan los 111 lm/W.

Estos estudios concluyen que las lámparas fluorescentes T5 producen más luz (lúmenes) que la cantidad de potencia que ellos consumen en Vatios.

El artículo [1.17] concluye que para aplicaciones de iluminación general, las lámparas conformadas con diodos LED son inferiores en comparación a las lámparas fluorescentes T5 en términos de eficiencia energética y eficacia.

1.5.3. DISIPACIÓN DEL CALOR Y SOBRECALENTAMIENTO

En cuanto al factor de disipación del calor, el artículo [1.17], establece que para las lámparas fluorescentes T5 la potencia disipada es el 73% de la potencia total, mientras que en el caso de las lámparas a base diodos LED este parámetro lo estiman entre 87% y el 90%. Este alto porcentaje de disipación de calor reduce significativamente la vida de la lámpara. Para evitarlo, se suelen añadir disipadores de calor lo que, consecuentemente, provoca un aumento de los costes de fabricación.

Respecto a la disipación del calor y al sobrecalentamiento, X, Jeremy en [1.20] diserta sobre este tema y expone que los LED's suelen tener el doble de su temperatura cuando han estado funcionando durante un largo periodo de tiempo. El resultado de este incremento de temperatura es que el calor puede reducir la vida de la lámpara por encima del 50% del valor estimado. El autor, recomienda, para evitar fallos en el sistema, la utilización de disipadores lo que provoca, como se apuntó en párrafos anteriores, un aumento de los costes de fabricación y un mayor gasto de energía.

1.5.4. COSTES DE ORIGEN

El estudio realizado en el año 2010 [1.16] resalta que los registros analizados sobre los costes de origen de las lámparas fluorescentes T5 utilizan la unidad de medida \$/1000 lm. Los resultados del estudio muestran que el coste de origen para los fluorescentes T5 está alrededor de 3 dólares por cada 1000 lm, y que la comparación más favorable arroja que para una lámpara a base de diodos LED el coste de origen sería de 70 dólares por cada 1000 lm.

El diferencial de los costes iniciales son por tanto sustanciales. De acuerdo con el estudio [1.21] el coste de las instalaciones a base de lámparas con diodos LED es aproximadamente de 333 dólares. Por tanto, la actualización a base de LED requiere una importante inversión en contraste con la tecnología fluorescente (al menos tres veces más cara).

1.5.5. ÍNDICE CRI

Otro factor a tener en cuenta antes de reemplazar las instalaciones de iluminación actuales por otras con una mayor eficiencia energética es el CRI. Un informe realizado en [1.22] mostraba que las lámparas fluorescentes T5 tienen un CRI más elevado que las lámparas LED. De hecho las lámparas T5 obtuvieron un coeficiente CRI de 85 mientras que los LED recibieron un coeficiente de 70. Por tanto el estudio sugiere que los T5 tienen una calidad de luz más elevada que los LED, y en [1.16] se apunta que otros estudios han mostrado que una mayor calidad de luz produce numerosos beneficios, incluyendo el incremento de la productividad de los trabajadores.

1.5.6. LA VIDA DE LOS LED

Múltiples estudios muestran las ventajas significativas de los fluorescentes T5 sobre las lámparas conformadas por diodos LED. Sin embargo, es difícil refutar algunos beneficios asociados a la tecnología LED tales como, un incremento de la vida, la baja tensión de alimentación y el tiempo de respuesta. Mientras algunas lámparas LED son publicitadas para una duración de 100.000 horas de vida, su longevidad actual todavía no está probada. Y esto es porque [1.23] [1.24]:

- La vida actual de un LED depende de su ambiente térmico.
- Un involuntario sobrecalentamiento de los diodos LED típicamente conducen a un incremento de la depreciación de los lúmenes de la lámpara.

Estudios como los reflejados en [1.25] [1.26] demuestran que después de 50.000 – 60.000 horas de trabajo las LED's producen menos del 70% de su valor inicial y consecuentemente debería de ser reemplazado. Además, estos estudios prueban que las lámparas LED puede no tener la duración que en principio se les presupone, entorno a las 100.000 horas de trabajo.

De acuerdo con el Departamento de Energía de Estados Unidos [1.27], las lámparas conformadas a base de diodos LED de alta potencia pueden tener una vida que ronda el rango de 35.000 a 45.000 horas, mientras que para las lámparas fluorescentes rectas su duración se sitúa entre 20.000 y 30.000 horas. Sin embargo, cuando si se comparan los costes entre las dos tecnologías, la diferencia de horas de vida puede no ser relevante.

REFERENCIAS

- [1.1] Rüdiger Ganslandt, Harald Hofmann: “Cómo planificar la luz”. Erco Edición.
- [1.2] López Corominas, Emilio: “Alimentación de lámparas fluorescentes compactas desde muy baja tensión: Aportaciones a la optimización del sistema electrónico”. Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Gijón, Marzo 1999.
- [1.3] McCluney, W.R.: “Introduction to Radiometry and Photometry”. Artech House, Boston-London (1994).
- [1.4] Wyszecki, Günter; Stiles, W. S. (1982). *Color Science: Concepts, Methods and Formulae*. New York: John Wiley & Sons. ISBN 0-471-02106-7.
- [1.5] CIE, Commission Internationale de l’Eclairage, <http://www.cie.co.at>.
- [1.6] Coaton, J. R.; Marsden, A. M.: “Lamps and Lighting”, 4th Edition, Arnold and Contributors 1997, ISBN: 0340646187.
- [1.7] Illuminating Engineering Society (IES) "IES LIGHTING HANDBOOK. REFERENCE AND APPLICATION" IES 1993, New York (E.E.U.U.).
- [1.8] Thomas Edison's Patent Application for the Light Bulb 1880, <http://www.ourdocuments.gov/doc.php?doc=46>.
- [1.9] Philips Product Catalogue, <http://www.lighting.philips.com>.
- [1.10] Osram Sylvania Product Catalogue, <http://www.osram.com>.
- [1.11] European Union portal, http://europa.eu/pol/ener/index_en.htm.
- [1.12] Lighting Research Center, <http://www.lrc.rpi.edu/>.
- [1.13] Chr. Meyer, H. Nienhuis: “Discharge Lamps”. Philips Technical Library, Kluwer Technische Boeken B.V., Deventer-Antwerpen 1988.
- [1.14] Javier Ribas Bueno: “Control optimizado de balastos electrónicos. Modelado estático y dinámico de inversores resonantes y lámparas de descarga.” Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Septiembre 2001.

- [1.15] Abella Martín, J.M.; Martínez-Duart, J.M.; Argulló-Rueda, F: "Fundamentos de Microelectrónica, Nanoelectrónica y Fotónica". 2005 Pearson Educación S.A., ISBN 84-205-4651-8.
- [1.16] Sanchez, Sydney; Sweeney, Scott: "LED vs T5 Technology: The Advantages and Disadvantages" Department of Research and Writing. Lumiversal. Febrero 2010. (2010). <http://lumiversal.net/upload/T5%20v.%20LED.pdf>.
- [1.17] Yaxiao, Qin; Lin, Deyan; S. Y. Hui: "A Simple Method for Comparative Study on the Thermal Performance of LEDs and Fluorescent Lamps." IEEE Transactions on Power Electronics 24.7 (2009): 1811-1[1.818. Academic Search Premier. EBSCO. Web. 21 Dec. 2009.
- [1.18] Akashi, Yukio. "T5 Fluorescent Systems." NLPIP Lighting Answers 6.1 (2002): 3. Web. 4 Jan 2010.
- [1.19] "GE Ecolux® Watt-Miser® Starcoat® T5." GE Lighting. Web. 7 Jan 2010. <http://genet.gelighting.com/LightProducts/Dispatcher?REQUEST=COMMERCIALSPECPAGE&PRODUCTCODE=71644&BreadCrumbValues=CATG,_Lamps_Linear%20Fluorescent_Straight%20Linear_T5&SearchFieldCode=null>.
- [1.20] X, Jeremy.: "Biggest Barrier to LED lighting." Illumra Green Systems (2009): 1. Web. 7 Jan 2010. <<http://illumra.blogspot.com/2009/05/biggest-barrier-to-led-lighting.html>>.
- [1.21] Meyers, A.: "Use of LED fixtures in Healthcare Facilities." M+NLB: Mazzetti, Nash, Lipsey, Burch: 1-7. Web. 30 Dec 2009. <<http://www.mazzetti.com/images/uploads/LED.pdf>>.
- [1.22] Burmen, Miran, and Franjo Pernus.: "LED light sources: a survey of." Measurement Science and Technology 19.122002 (2008): 1-15. Web. 28 Dec 2009. <http://www.iop.org/EJ/article/0957-0233/19/12/122002/mst8_12_122002.pdf?request-id=ee941ed3-616b-41b3-9162-b7ce66f89ae5>.
- [1.23] Ashdown, Ian.: "Innovation in Enabling SSL Technology." TIR Systems Limited 10. Web.29-Dec-2009. http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/ashdown_innovation_in_enabling_ssl_technology.pdf>.
- [1.24] Hong, Eugene, and Nadarajah Narendran. "A method for projecting useful life of LED lighting systems." Third International Conference on Solid State Lighting Proceedings of SPIE

5187.(2004):93-99.Web.29-Dec-2009.

<<http://www.streetlightingresearch.net/programs/solidstate/pdf/ProjectingUsefulLife.pdf>>.

[1.25] LastLay-Ekuakille, A., G. LastVendramin, M. Bellone, and A. Carracchia. "Led-based Public Lighting System Reliability for a Reduced Impact on Environment and Energy Consumption." Energy and Environment Research Center, Dipartimento d'Ingegneria dell'Innovazione, Università Degli Studi del Salento (2008): 8. Web. 30 Dec 2009. <<http://nitens.it/joomla/SSD07-SCI-4097.pdf>>.

[1.26] Sebitosi, A.B., and P. Pillay. "White LEDs for Rural Lighting." IEEE- Institute of Electrical and Electronics Engineers (2003): 3-4. Web. 30 Dec 2009. <http://www.lutw.org/files/White_LEDs_for_Rural_Lighting_in_South_Africa_A.B._Sebitosi_and_P._Pillay_2003.pdf>.

[1.27] "Using Light-Emitting Diodes." U.S. Department of Energy: Energy Efficiency & Renewable Energy. 18 Dec. 2008. Web. 29 Dec 2009.

<http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/life_measuring.html>.

Capítulo 2

Modelado de lámparas fluorescentes

El comportamiento de las lámparas de descarga, consideradas como cargas de potencia, es extremadamente complejo. Su modelado, constituye un tema importante en la investigación relacionada con los sistemas de iluminación. En la actualidad existe un gran número de modelos que aproximan el comportamiento real de éste tipo de lámparas. El modelado es un método extremadamente útil para explicar tanto los mecanismos físicos que ocurren en el interior de las lámparas como para describir sus características eléctricas. El primero permite guiar a los fabricantes en la investigación de las fuentes de luz más eficientes, y el segundo ayuda en el diseño y en el desarrollo de dispositivos electrónicos de alimentación y control.

Un repaso de la amplia literatura existente sobre el tema, nos permite clasificar de una forma general los modelos en dos grandes grupos: modelos físicos y modelos de comportamiento.

Los modelos físicos obtienen las características eléctricas de la lámpara a partir de las ecuaciones simplificadas de la descarga. Los parámetros de ajuste de estos modelos tienen, por tanto, significado físico. Intervienen la geometría del recipiente de descarga, las características físico-químicas de los gases de llenado y las condiciones de funcionamiento [2.1], [2.2].

Podemos encontrar modelos representativos del comportamiento físico en [2.3], [2.4], [2.5]. Por ejemplo en [2.4] el modelo utiliza MATLAB para resolver un conjunto de ecuaciones que simultáneamente nos dan, entre otros parámetros, la densidad de electrones y la temperatura de los mismos. En [2.6], el modelo se basa en la tasa creciente de densidad de electrones y en la difusión ambipolar del proceso. Estos modelos suelen ser extremadamente complicados debido a la complejidad de la naturaleza del proceso físico en sí mismo. En [2.3] el modelo físico propuesto puede ser utilizado para simular lámparas fluorescentes de baja presión con cualquier tipo de gas auxiliar en su interior para ello es necesario

introducir ciertos parámetros clave como son: la longitud, el radio, la temperatura del punto frío y la presión del gas de relleno, si ésta no fuera conocida se sustituiría por un valor dependiente del radio. Este modelo ha sido validado para un amplio rango de frecuencias y de potencias.

No obstante, estos modelos suelen considerar solo la columna positiva ignorando el comportamiento de los electrodos [2.3], [2.4].

Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica, es mucho más interesante e incluso más sencillo, utilizar modelos que sean capaces de predecir las características eléctricas de las lámparas fluorescentes sin tener que manejar complicadas ecuaciones físicas.

En los modelos de comportamiento se buscan expresiones matemáticas sencillas que proporcionen resultados lo más próximos posible a los obtenidos de forma experimental. Son modelos con un número de parámetros relativamente reducido cuyo ajuste se realiza a partir de un cierto número de medidas experimentales de la característica de la lámpara.

2.1. MODELOS DE LA DESCARGA

2.1.1. INTRODUCCIÓN

A pesar de que algunos autores como Thomas J. Ribarich and John J. Ribarich en [2.7] aproximan la característica de una lámpara fluorescente alimentada con una tensión a alta frecuencia como una parábola (2.1), la mayoría de los trabajos tienden a asemejar la misma a una resistencia cuyo valor depende de la potencia.

$$V = k \cdot I^2 \tag{2.1}$$

En la Fig. 2.1 se puede observar, para distintos valores de potencia, la característica tensión – corriente de una lámpara Osram Dulux S/E de 9 W [2.8]. Se aprecia que la característica se puede aproximar mediante una recta que pasa por el origen con un error relativamente pequeño.

Por otra parte, las lámparas fluorescentes son fuentes de luz no lineales que presentan una resistencia incremental negativa. La Fig. 2.2 muestra la característica Tensión eficaz – Corriente eficaz de una lámpara fluorescente de la serie TL5 de Philips de 14 W trabajando en alta frecuencia. En ella se puede comprobar que para pequeñas bajadas de la tensión de la lámpara se producen elevados incrementos de la corriente que circula por la misma.

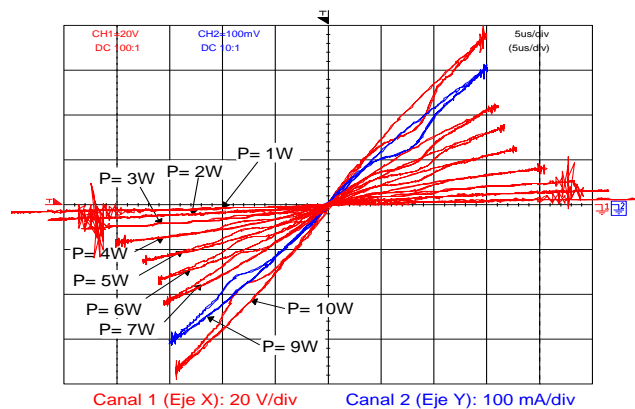


Fig. 2.1. Característica Corriente-Tensión para una lámpara Osram Dulux S/E de 9W.

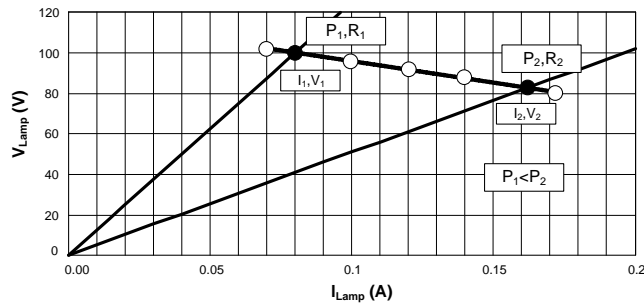


Fig. 2.2. Resistencia incremental de una lámpara fluorescente.

2.1.2. MODELOS ESTÁTICOS

Sin lugar a duda, el modelo estático más sencillo es precisamente el que toma la resistencia dinámica de la lámpara como un valor constante [2.9]. La resistencia dinámica se define como la pendiente de la característica tensión eficaz – corriente eficaz de la lámpara tal y como se muestra en la Fig. 2.2. El modelado se realiza por medio de una recta y para determinar sus parámetros basta con tomar la medida de la tensión eficaz y de la corriente eficaz para dos valores de potencia. Generalmente se eligen los dos valores extremos del intervalo de trabajo. Las ecuaciones que caracterizan el modelo son (2.2) y (2.3).

$$R_{Lamp} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \tag{2.2}$$

$$V = V_2 + R_{Lamp}(I - I_2) \tag{2.3}$$

La bondad del modelo será tanto mayor cuanto más pequeño sea el rango de potencias considerado.

En la referencia [2.10] se desarrolla el modelo hiperbólico potencia – resistencia. Este método introduce un menor error que el de resistencia dinámica constante y aproxima la característica de la lámpara por medio de (2.4).

$$R = \frac{A}{P} - B \tag{2.4}$$

En (2.4) R es la resistencia equivalente de la lámpara y P es la potencia entregada. Los parámetros de ajuste del modelo son A y B que se obtienen a partir de los valores de la resistencia equivalente de la lámpara medidos a potencia máxima y mínima.

Con éste método el error se incrementa cuanto más baja es la potencia mínima considerada.

Una variación de éste método se estudia en [2.8]. En éste caso (2.5), se precisa conocer la resistencia equivalente de la lámpara para tres valores de potencia y, además, es necesario resolver una ecuación trascendente.

$$R = \frac{A}{P^C} - B \quad (2.5)$$

Los resultados óptimos se obtienen cuando se consideran potencias del 100%, 50% y 25% de la potencia nominal de la lámpara.

Chin S. Moo en 1996 [2.11] propone un modelo estático notablemente más complejo que los anteriores y que produce muy buenas aproximaciones de la característica. El ajuste se realiza mediante polinomios de la potencia de entrada (2.6) y (2.7). Para el cálculo de los parámetros basta con conocer la tensión y la corriente eficaz para tres niveles de potencia. Generalmente las potencias son la nominal, la mínima y una intermedia entre ambas.

$$I(P) = A_I + B_I \cdot P + C_I \cdot P^2 \quad (2.6)$$

$$V(P) = A_V + B_V \cdot P \quad (2.7)$$

La resistencia equivalente se toma como el cociente entre la tensión y la corriente tal y como indica (2.8).

$$R_{eq} = \frac{A_V + B_V \cdot P}{A_I + B_I \cdot P + C_I \cdot P^2} \quad (2.8)$$

Una de las peculiaridades de este modelo es que el producto de la tensión y la corriente eficaz de la lámpara no tiene por qué coincidir con el valor de la potencia incluso cuando ambas magnitudes se encuentran perfectamente en fase. Esto es debido a que el modelo tiene en cuenta que la característica tensión - corriente de la lámpara no coincide con el de una resistencia pura sino que presenta una cierta distorsión.

En la referencia [2.29] Onishi N., Shiomi T., Okude A. y Yamauchi T., presentan un modelo que ajusta la característica Tensión – Corriente de una lámpara fluorescente mediante una curva que consigue una muy buena aproximación incluso por debajo del 1% del nivel de dimming.

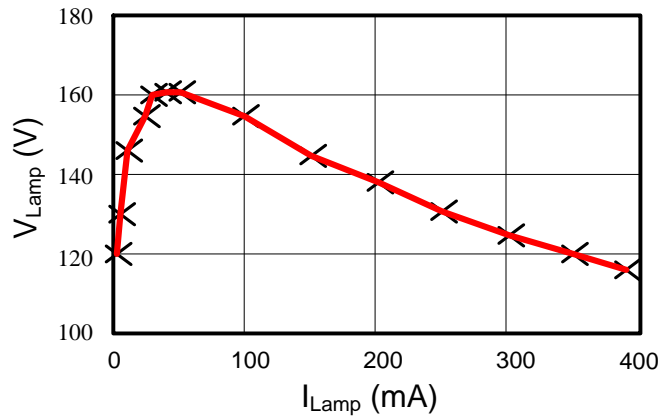


Fig. 2.3. Característica V_{rms} – I_{rms} de una lámpara fluorescente T8-32W.

En la Fig. 2.3, se muestra la característica V_{rms} – I_{rms} de una lámpara fluorescente recta T-8 de 32W (Matsushita, FHF32) trabajando a una frecuencia de 45kHz y a una temperatura ambiente de 25°C. Como se puede apreciar la característica está compuesta por dos partes bien diferenciadas, por un lado presenta una impedancia negativa para altos niveles de dimming y por otro lado una impedancia positiva para bajos niveles de dimming.

Para poder expresar estas dos partes de la característica de la lámpara, los autores proponen utilizar la ecuación (2.9) como curva de ajuste. En ella, el primer término corresponde al valor base de la curva, el segundo expresa la impedancia negativa y el tercero expresa la impedancia positiva, Fig. 2.4.

$$V_{rms} = A_0 + A_1 \cdot e^{(-A_2 \cdot I_{rms})} - A_3 \cdot e^{(-A_4 \cdot I_{rms})} \quad (2.9)$$

Los parámetros ($A_0 - A_4$) de la ecuación (2.9) se pueden obtener fácilmente empleando el método de mínimos cuadrados, utilizando para ello los valores capturados en las diferentes medidas realizadas a la lámpara, Fig. 2.3.

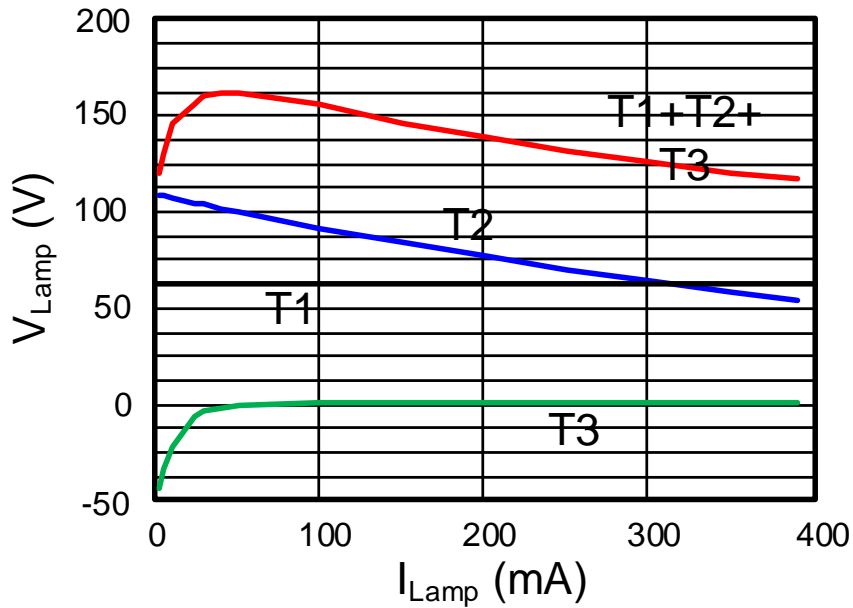


Fig. 2.4. Curva de ajuste con la ecuación (2.9).

En el año 2002 Cervi, Seidel, Bisogno y Ricardo N. do Prado presentan en [2.12] y [2.13] un modelo, implementado en Pspice, basado en la aproximación exponencial que representa la variación de la resistencia equivalente como función de la potencia. Los datos experimentales para varios niveles de potencia, representados en la curva A de la Fig. 2.5, fueron obtenidos utilizando una lámpara fluorescente de 32 W de Philips. La curva B de la Fig. 2.5 representa la aproximación conseguida cuando se modela con una función exponencial simple (2.10) y en la que se puede apreciar un comportamiento aceptable para altos niveles de potencia. En la curva C de la Fig. 2.5, el ajuste se realiza por medio de una función exponencial doble (2.11). Esta función es notablemente más compleja que la anterior no obstante produce una mejor respuesta para todos los niveles de potencia.

$$R_L(P_L) = 7869 \cdot e^{-0.087 \cdot P} \quad (2.10)$$

$$R_L(P_L) = 3198 \cdot e^{-0.059 \cdot P} + 16000 \cdot e^{0.351 \cdot P} \quad (2.11)$$

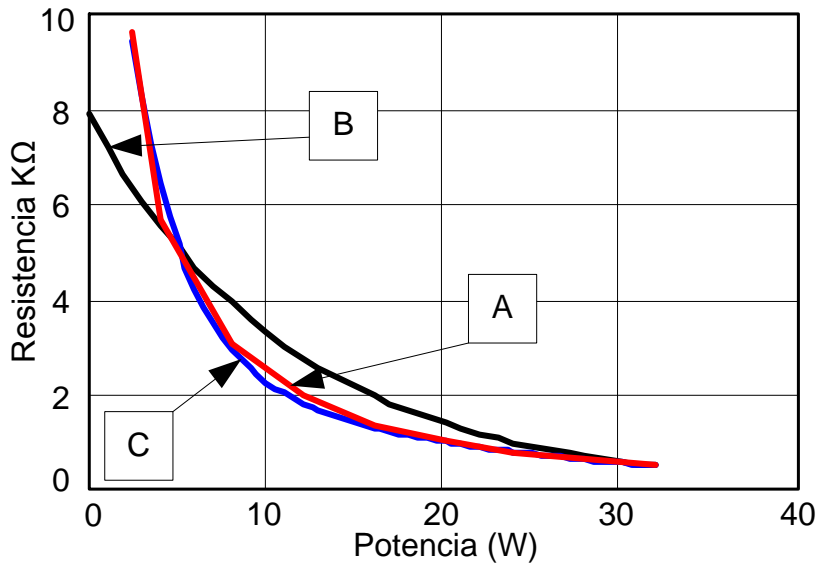


Fig. 2.5. Aproximación exponencial de la resistencia equivalente de la lámpara fluorescente como función de la potencia.

En [2.14] se presenta un modelo, desarrollado con el software Origin, cuyo objetivo principal es investigar los efectos de la temperatura ambiente y de la frecuencia de trabajo sobre las características estáticas de lámparas fluorescentes tubulares. El modelo propuesto está basado en un conjunto de datos obtenidos experimentalmente de la tensión y de la iluminancia, ambas como función de la potencia, para distintas frecuencias de trabajo y temperatura ambiente controlada mediante cámara. Los ensayos se realizan sobre una lámpara fluorescente GE-T12 / Super Daylight, con la temperatura ambiente controlada entre 20°C y 47°C y con la frecuencia de trabajo entre 20kHz y 47kHz para cada caso. La conclusión que se establece, en lo que se refiere a la característica Tensión – Potencia, es que ésta se puede aproximar mediante un polinomio de cuarto orden (2.12) que representa con exactitud el conjunto de valores obtenido experimentalmente.

$$V(T,P) = V_0(T) + V_1(T) \cdot P + V_2(T) \cdot P^2 + V_3 \cdot P^3 + V_4 \cdot P^4 \quad (2.12)$$

$$V_i(T) = V_{i,0} + V_{i,1} \cdot T + V_{i,2} \cdot T^2 \quad (2.13)$$

En la ecuación (2.12) los términos V_i se denominan coeficientes de primer nivel y dependen de la temperatura ambiente. Estos coeficientes se determinan conforme a la ecuación (2.13), donde los términos $V_{i,0}$, $V_{i,1}$ y $V_{i,2}$, denominados coeficientes de segundo nivel, son determinados vía software.

El modelo presenta un ajuste aceptable de la característica Resistencia equivalente – Potencia puesto que ésta es una expresión derivada directamente de la función $V(T,P)$.

La referencia [2.15] presenta un modelo que tiene presente la temperatura como parámetro esencial del mismo. Los test sistemáticos son realizados con la temperatura controlada entre -15°C y 55°C y los datos son obtenidos, para lámparas fluorescentes T8 de 18W y 36W, en operación de dimming para potencias comprendidas entre 6W y 36W. De la observación de las curvas obtenidas se propone modelar la lámpara fluorescente por medio de una ecuación que relaciona la tensión en función de la temperatura (2.14) utilizando unos coeficientes dependientes de la potencia (2.15) - (2.18)

$$V_{arc}(T, P_{arc}) = A(P_{arc}) \cdot e^{-(T - C(P_{arc}))^2 / B(P_{arc})} + D(P_{arc}) \quad (2.14)$$

$$A(P_{arc}) = a_0 \quad (2.15)$$

$$B(P_{arc}) = b_2 \cdot P_{arc}^2 + b_1 \cdot P_{arc} + b_0 \quad (2.16)$$

$$C(P_{arc}) = c_2 \cdot P_{arc}^2 + c_1 \cdot P_{arc} + c_0 \quad (2.17)$$

$$D(P_{arc}) = d_2 \cdot P_{arc}^2 + d_1 \cdot P_{arc} + d_0 \quad (2.18)$$

El modelo asume que trabajando a altas frecuencias el funcionamiento de una lámpara fluorescente es resistivo y que por la tanto la resistencia de arco se puede considerar conforme a la expresión (2.19).

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}^2}{P_{arc}} \quad (2.19)$$

La comprobación práctica del método se realiza teniendo en cuenta la caída de tensión en los electrodos con la configuración que se representa en la Fig. 2.6.

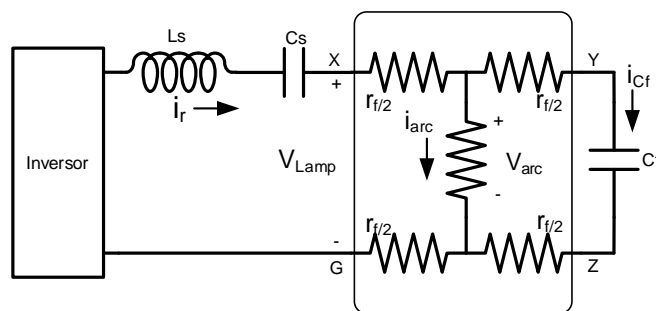


Fig. 2.6. Circuito equivalente con tanque resonante LCC-SP.

Del análisis del mismo se concluye que la potencia de la lámpara es la parte real del producto de la tensión V_{Lamp} y de la corriente i_r (2.20).

$$P_{Lamp} = \frac{2 \cdot r_f^3}{(r_f^2 + Z_{Cf}^2)^2} \cdot V_{arc}^2 + \left(1 + \frac{2 \cdot r_f^2}{r_f^2 + Z_{Cf}^2} \right) \cdot P_{arc} + r_f \cdot \left(\frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right)^2 \quad (2.20)$$

La predicción que realiza el modelo para las lámparas estudiadas se ajusta con bastante exactitud a los resultados prácticos obtenidos.

2.1.3. MODELOS DINÁMICOS DE GRAN SEÑAL

En los modelos expuestos en el apartado anterior, la característica de la lámpara es aproximada mediante una resistencia. Este es el camino más simple para modelar una lámpara fluorescente, pero tiene una clara desventaja, que solo se pueden utilizar para diseñar equipos que alimenten la lámpara a alta frecuencia para un cierto rango de potencia. De hecho en el rango normal de funcionamiento la resistencia dinámica negativa de la lámpara depende de la media de la potencia de la misma. Por tanto para aquellos casos donde la resistencia varía con la media de la potencia estos modelos son los más apropiados para la mayoría de los estudios. Sin embargo estos modelos están basados en el comportamiento empírico de la lámpara lo que significa que solo son aplicables sobre un estrecho rango de condiciones de funcionamiento. Consecuentemente la mayoría de estos modelos son dependientes de la potencia y generalmente están basados en curvas de aproximación o ajuste que describen el comportamiento de la resistencia o conductancia de la lámpara. Para una simulación más precisa se emplean modelos de gran señal cuyo principal objetivo es describir el comportamiento dinámico de la lámpara para diferentes frecuencias y diferentes niveles de dimming

Uno de los primeros modelos dinámicos de gran señal fue el propuesto por U. Mader y P. Horn en 1992 [2.17] para la simulación en PSpice de lámparas de descarga funcionando a alta y baja frecuencia.

El modelo se basa en la observación de que, de todos los procesos físicos que suceden en el interior de la lámpara durante la descarga, es la ionización del gas el que presenta una dinámica más lenta. Por tanto, en el modelo, la densidad de ionización es asumida como una relación de la potencia instantánea de la lámpara. En términos de transformada de Laplace la relación puede ser definida usando un filtro paso – bajo de primer orden (2.21). Donde C es la constante de

proporcionalidad y τ es la constante de tiempo asociada a los procesos de recombinación y generación en la ionización.

$$\rho = C \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot \rho_L(t) \quad (2.21)$$

Esta función puede ser expresada implícitamente como una ecuación diferencial (2.22).

$$P_L(t) = \frac{1}{C} \cdot \left(\rho(t) + \tau \cdot \frac{d\rho(t)}{dt} \right) \quad (2.22)$$

El análisis se simplifica si la densidad de ionización ρ y la constante C son reemplazadas por un valor promedio de potencia de la lámpara \bar{P}_L . Este valor es entonces proporcional a la ionización del gas de la lámpara. Observando (2.21) queda claro que \bar{P}_L es el filtro paso bajo de la potencia instantánea de la lámpara (2.23).

$$\bar{P}_L(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot P_L(s) \quad (2.23)$$

La Fig. 2.7 muestra las características de tensión – corriente medidas para una lámpara fluorescente típica funcionando a alta frecuencia [2.44].

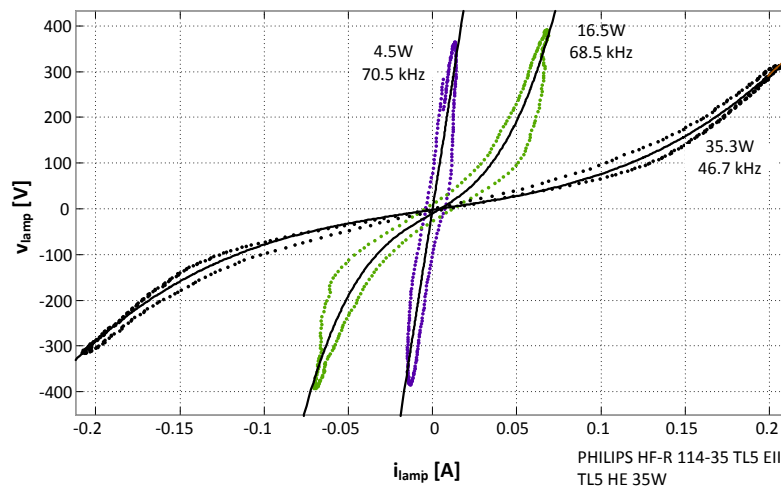


Fig. 2.7. Característica V(i) en alta frecuencia de una lámpara fluorescente TL5 HE 35W a diferentes niveles de potencia.

Estas características pueden ser modeladas por una función, F , como la de la ecuación (2.24).

$$V_L = F(I_L, \bar{P}_L) \quad (2.24)$$

Parece interesante considerar que la función contiene un parámetro, P_L , que hará variar la resistencia de la lámpara y que ésta, para una ionización constante, presenta una ligera no linealidad.

Por otra parte hay que hacer notar que el otro caso donde la ionización de la lámpara es constante es cuando trabaja alimentada con una tensión continua.

La principal aproximación que realizan Mader & Horn es que una vez que hemos asumido que las características $V-I-\bar{P}_L$ son independientes de la frecuencia entonces podemos utilizar la misma función, F , para obtener las características de la lámpara para una alimentación en corriente continua. Además en éste caso la potencia promedio de la lámpara es igual a la potencia instantánea de la misma como muestran las ecuaciones (2.25), (2.26) y (2.27).

$$\bar{P}_L = P_L \quad (2.25)$$

$$P_L = V_L \cdot I_L \quad (2.26)$$

$$V_L = F(I_L, P_L) = F(I_L, V_L \cdot I_L) \quad (2.27)$$

Por tanto las ecuaciones (2.28), (2.29) y (2.30), expresadas en función del tiempo, definen perfectamente el modelo.

$$P_L(t) = V_L(t) \cdot I_L(t) \quad (2.28)$$

$$P_L(t) = \bar{P}_L(t) + \tau \cdot \frac{d\bar{P}_L(t)}{dt} \quad (2.29)$$

$$V_L(t) = F(I_L(t), \bar{P}_L(t)) \quad (2.30)$$

El propósito es pues encontrar la función F . Mader y Horn proponen dos aproximaciones diferentes. La versión más simple consiste en utilizar un modelo lineal de primer orden (resistencia) y la versión más compleja plantea la utilización de una parábola cúbica.

En el ajuste lineal se considera que para alta frecuencia la resistencia de la lámpara es lineal y óhmica, y que para corriente continua la tensión de la lámpara es constante e independiente de la potencia.

Para una resistencia óhmica a alta frecuencia la función, F , tendrá la forma de la ecuación (2.31).

$$V_L = R(\bar{P}_L) \cdot I_L \quad (2.31)$$

Puesto que como se ha considerado que la tensión de la lámpara para una corriente continua es constante e independiente de la potencia podemos decir que $P_L = \bar{P}_L$ y que por tanto se cumple (2.32) y que además es independiente de la frecuencia

$$R(\bar{P}_L) = \frac{V_{Ldc}^2}{\bar{P}_L} \quad (2.32)$$

Para evitar problemas matemáticos de convergencia con el simulador al denominador de la ecuación (2.32) se suma un valor constante próximo a cero (2.33).

$$R(\bar{P}_L) = \frac{V_{Ldc}^2}{\bar{P}_L + \bar{P}_{L0}} \quad (2.33)$$

En la Fig. 2.8 se muestra la utilización del modelo con los parámetros $V_{Ldc} = 110V$ y $\bar{P}_{L0} = 0.5W$.

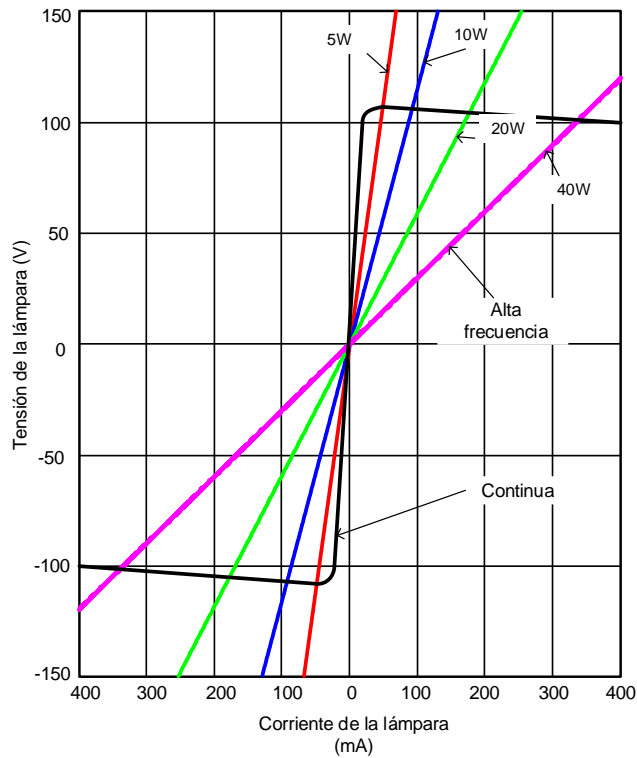


Fig. 2.8. Modelo resistencia para alta frecuencia y corriente continua.

Empleando el ajuste mediante **parábola cúbica** la ecuación (2.27) se transforma en (2.34).

$$V_L = A(\bar{P}_L) \cdot I_L + B(\bar{P}_L) \cdot I_L^3 \quad (2.34)$$

Los coeficientes $A(\bar{P}_L)$ y $B(\bar{P}_L)$ son determinados empíricamente para cada valor de potencia. En (2.34), $A(\bar{P}_L)$ es la pendiente en el origen de la característica de la lámpara para alta frecuencia y $B(\bar{P}_L)$ es un punto de ajuste de la no linealidad en la parte superior de la curva, ver Fig. 2.9.

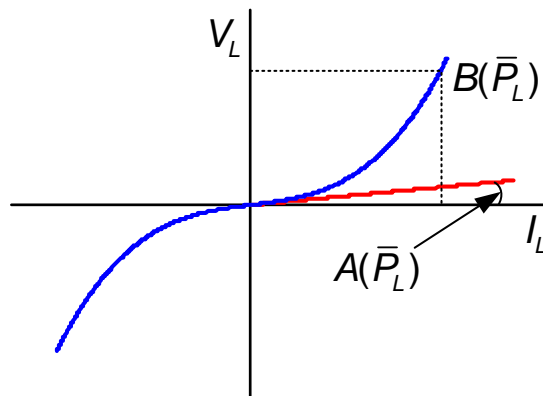


Fig. 2.9. Cálculo de los coeficientes para el modelo parabólico.

Para el cálculo de los coeficientes $A(\bar{P}_L)$ y $B(\bar{P}_L)$, Mader y Horn proponen el empleo de funciones exponenciales del tipo que aparecen expresadas en (2.35) y (2.36).

$$A(\bar{P}_L) = a_1 \cdot (\bar{P}_L + c_a)^{a_2} \quad (2.35)$$

$$B(\bar{P}_L) = b_1 \cdot (\bar{P}_L + c_b)^{b_2} \quad (2.36)$$

Donde los coeficientes a_1 y b_1 son las pendientes de las curvas y a_2 y b_2 son valores de las curvas tomando $\bar{P}_L = 1W$. Los parámetros c_a y c_b ajustan las curvas en la región de bajas potencias.

Por último queda por analizar el parámetro τ , éste determina el comportamiento dinámico del modelo, experimentalmente se ha llegado a la conclusión de que τ toma valores entre 0,15 ms y 0,4 ms, siendo un buen compromiso 0,25 ms.

La principal desventaja de éste método es que son necesarios diferentes parámetros si el modelo va a ser simulado en alta o en baja frecuencia [2.3], [2.18]. En [2.17] se establece que el modelo aproxima las características para alta frecuencia bastante bien y que para la corriente continua solo ajusta por encima del punto donde la tensión de la lámpara alcanza el máximo. Si se quisiera mejorar la aproximación en continua, modificando los parámetros, sería acosta de perder parte del ajuste en alta frecuencia, por tanto, se puede concluir que el método no es independiente de la frecuencia. En [2.19] Sun y Hesterman sugieren una aproximación alternativa para las funciones $A(\bar{P}_L)$ y $B(\bar{P}_L)$ para evitar los problemas de convergencia encontrados cuando se utiliza el modelo de Mader y Horn.

Wu, T.-F., Chia-Yi, Hung, J.-C., Yu, T.-H. [2.20] en 1995 proponen un modelo basado en una ecuación con dos parámetros que pueden ser obtenidos de forma experimental con dos medidas. Después de que el fenómeno de avalancha se haya iniciado y el gas se haya convertido en plasma, el comportamiento de la característica tensión – corriente de una lámpara fluorescente es el de una resistencia dinámica negativa.

En la Fig. 2.10 se representa la característica tensión – corriente de una lámpara fluorescente OSRAM T8 de 32W en el instante inicial. En ella se puede observar que los datos recabados se ajustan bastante a una línea recta y por lo tanto como una primera aproximación podemos decir que a alta frecuencia su comportamiento es como una resistencia.

Por lo tanto el modelo se obtiene fácilmente con una ecuación con dos parámetros (2.37).

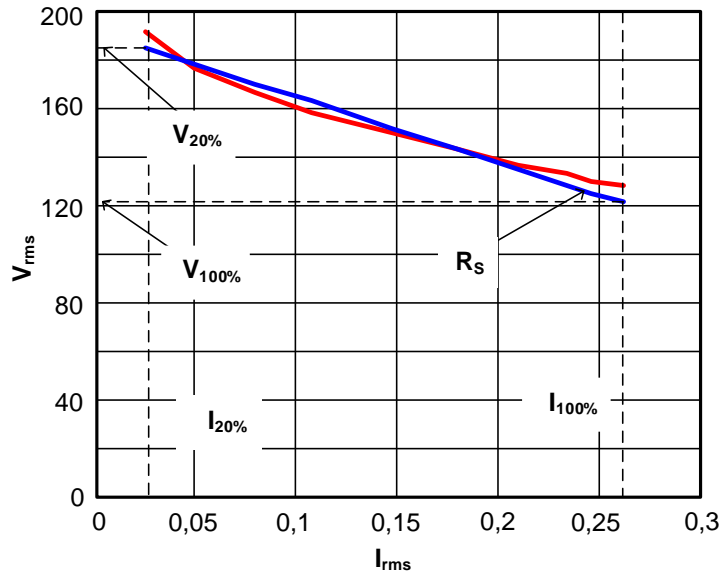


Fig. 2.10. Característica tensión – corriente de una lámpara fluorescente en el instante inicial.

$$V_{lamp}(t) = R_{lamp} \cdot i_{lamp}(t) = \left(R_s + \frac{V_H}{I_{arc}} \right) \cdot i_{lamp}(t) \quad (2.37)$$

Dónde R_s y V_H son las constantes e I_{arc} es la corriente eficaz que circula a través de la lámpara. Los dos primeros parámetros pueden ser deducidos de los datos obtenidos de forma experimental utilizando la característica de la lámpara.

Estos parámetros son la pendiente de la línea y la intersección de la línea con el eje de las tensiones.

Al término R_e expresado en la ecuación (2.38) se le denomina resistencia equivalente y previamente había sido estudiado por Gulko y Sam Ben-Yaakov en [2.21].

$$R_e = R_s + \frac{V_H}{I_{arc}} \quad (2.38)$$

Este modelo también presenta un problema de convergencia puesto que cuando la corriente de la lámpara es cero la resistencia se hace infinito. En [2.45] Ben-Yaakov establece que el modelo de Wu no puede hacer frente a cambios en las condiciones de funcionamiento, como pudiera ser una variación en el nivel de potencia durante el proceso de simulación. De hecho, el principal problema de éste modelo es que solo trabaja en el régimen permanente y dentro de un cierto rango de frecuencias.

Algunos autores, como Tseng en las referencias [2.22], [2.23] y [2.24], han utilizado la conductancia para modelar el comportamiento dinámico de la lámpara. En éste trabajo el

desarrollo se basa en las ecuaciones simplificadas de arco eléctrico propuestas por Cassie en 1939 y Mayr en 1943.

La ecuación de Cassie describe con buena aproximación el comportamiento de un arco eléctrico para valores elevados de corriente (2.39).

$$G_C = \frac{v \cdot i}{E_0^2} - \theta \cdot \frac{dG_C}{dt} \quad (2.39)$$

Donde G es la conductancia, v e i son la tensión y la corriente en la lámpara, θ es la constante de tiempo de la ionización y E_0 es el valor al que tiende la tensión en la descarga en régimen permanente para valores elevados de corriente.

Por otro lado, la ecuación de Mayr describe el comportamiento eléctrico de la descarga para valores reducidos de corriente. La ecuación de Mayr se puede expresar como (2.40).

$$G_M = \frac{i^2}{P_0} - \theta \cdot \frac{dG_M}{dt} \quad (2.40)$$

Donde P_0 es la componente constante de las pérdidas de potencia en la lámpara. El valor de esta constante se obtiene de considerar que, para valores de corriente reducida y en régimen permanente, la relación entre la tensión y corriente es aproximadamente hiperbólica cumpliéndose $i \cdot v = P_0$, siendo P_0 el valor empleado en (2.40).

En la referencia [2.22], K.J. Tseng propone emplear una combinación de las ecuaciones (2.39) y (2.40) para modelar el comportamiento de la descarga. Debido a que cada una de estas ecuaciones es válida para un cierto rango de corrientes, Tseng define una corriente límite I_0 y una función que proporciona una transición suave entre la conductancia obtenida mediante ambas expresiones. La función empleada para hacer esta transición es (2.41).

$$\sigma = \exp\left(-\left|\frac{i}{I_0}\right|\right) \quad (2.41)$$

La conductancia total de la descarga se define a partir de ésta expresión como (2.42)

$$G = (1 - \sigma(i)) \cdot G_C + \sigma(i) \cdot G_M \quad (2.42)$$

A este término es preciso sumarle la conductancia de la lámpara antes de iniciarse la descarga G_{open} , con lo que la expresión final de la conductancia resulta (2.43).

$$G = (1 - \sigma(i)) \cdot G_C + \sigma(i) \cdot G_M + G_{opn} \quad (2.43)$$

El valor de la tensión en la lámpara puede calcularse a partir de esta expresión mediante (2.44).

$$V = \frac{i}{|G|} \quad (2.44)$$

Este modelo tiene por tanto cinco parámetros que es necesario ajustar en función del tipo de lámpara: E_0 , I_0 , P_0 , G_{opn} y θ .

Para el ajuste de los parámetros del modelo se emplea un método iterativo en el que se busca conseguir una característica equivalente a la obtenida de forma experimental. Los pasos a seguir [2.22] son los siguientes:

- Elegir como valores iniciales de E_0 e I_0 la tensión y la corriente eficaces en la lámpara a potencia nominal. El valor inicial de P_0 se estima como: $E_0 \cdot I_0$.
- El ajuste de los parámetros E_0 , I_0 y P_0 se realiza comparando las características estáticas del modelo y la lámpara. La Fig. 2.11 muestra el efecto que tiene la modificación de estos parámetros sobre las características del modelo [2.18].
- Para el resto de parámetros se toman los siguientes valores por defecto [2.18]: $G = 10^{-7}$ y $\theta = 1,8 \cdot 10^{-4}$. Modificaciones de estos dos parámetros pueden servir para obtener un ajuste preciso de las características dinámicas del modelo.

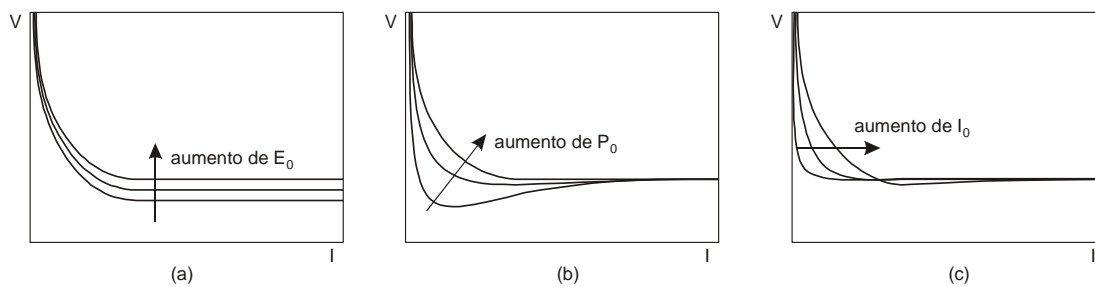


Fig. 2.11. Modificaciones de la característica estática del modelo al variar los parámetros E_0 , I_0 y P_0 .

Chang, G.W., Liu, Y.J., Chen, C.I. en el año 2008 [2.16], estudian la variación de la conductancia utilizando un modelo basado en un spline cúbico de interpolación.

El polinomio cúbico para cada intervalo viene dado en la ecuación (2.45) donde G es la conductancia y $a, b, c,$ y d son coeficientes de interpolación con $i=0,1,2,\dots,n-1$. Las condiciones que debe satisfacer la función vienen recogidas en las expresiones (2.46) - (2.49) y las restricciones impuestas en (2.50) y (2.51).

$$G_i(x) = a_i + b_i \cdot (x - x_i) + c_i \cdot (x - x_i)^2 + d_i \cdot (x - x_i)^3 \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned} G_i(x_i) &= f(x_i) \\ G_i(x_{i+1}) &= f(x_{i+1}) \end{aligned} \quad \text{Para } i=0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.46)$$

$$G_{i+1}(x_{i+1}) = G_i(x_{i+1}) \quad \text{Para } i=0, 1, 2, \dots, n-2 \quad (2.47)$$

$$G'_{i+1}(x_{i+1}) = G'_i(x_{i+1}) \quad \text{Para } i=0, 1, 2, \dots, n-2 \quad (2.48)$$

$$G''_{i+1}(x_{i+1}) = G''_i(x_{i+1}) \quad \text{Para } i=0, 1, 2, \dots, n-2 \quad (2.49)$$

$$G''(x_0) = G''(x_n) = 0 \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} G'(x_0) &= f'(x_0) \\ G'(x_n) &= f'(x_n) \end{aligned} \quad (2.51)$$

Para verificar la validez del modelo se utilizan dos tipos de lámparas fluorescentes, una de 10W a 60Hz y otra a alta frecuencia. Observando los resultados se puede comprobar que para bajas frecuencias presenta más distorsión que para altas frecuencias, siendo la aproximación de la simulación bastante buena para ambos tipos de lámparas.

En [2.25] se presenta otro trabajo que modela las lámparas de descarga basándose en el comportamiento dinámico de la conductancia eléctrica. Se plantea que éste modelo puede ser interesante hasta frecuencias de, aproximadamente, 1MHz. Para su desarrollo se tienen en cuenta algunas variables macroscópicas como son: el promedio de densidad de electrones η_e , la tensión entre los electrodos $v(t)$ y la corriente que circula a través de la lámpara $i(t)$.

El incremento de los electrones libres en el interior de un tubo va a depender de la producción de electrones libres P_e y de las pérdidas de electrones L_e . La ecuación de Francis reescrita como se presenta en (2.52) relaciona estas propiedades eléctricas.

$$\frac{d\eta_e}{dt} = P_e + L_e \quad (2.52)$$

Para el desarrollo del modelo se realizan algunas suposiciones físicas:

- La producción de electrones libres es proporcional a la potencia entregada a la lámpara (2.53).

$$P_e = k_1 \cdot v(t) \cdot i(t) \quad (2.53)$$

- La pérdida de electrones será función de los electrones perdidos en la pared del tubo L_W y de los electrones perdidos por recombinación L_R (2.54).

$$L_e = L_W + L_R \quad (2.54)$$

- Los electrones perdidos en la pared del tubo son proporcionales a la densidad de electrones (2.55).

$$L_W = -k_2 \cdot \eta_e \quad (2.55)$$

- Las pérdidas de electrones por recombinación se calculan de acuerdo con (2.56)

$$L_R = -k_3 \cdot e^{k_4 \cdot \eta_e} \quad (2.56)$$

- La conductancia instantánea de la lámpara es proporcional a la densidad de electrones libres (2.57).

$$G(t) = \frac{i(t)}{v(t)} = k_5 \cdot \eta_e \quad (2.57)$$

Operando las ecuaciones (2.53) - (2.57) obtenemos la ecuación (2.58) donde los coeficientes A, B, C y D son constantes que pueden ser estimadas por métodos matemáticos de ajuste y la corriente y la tensión son los datos de partida.

$$\frac{dG(t)}{dt} = A \cdot i(t) \cdot v(t) - B \cdot G(t) - C \cdot e^{D \cdot G(t)} \quad (2.58)$$

Para éste modelo los datos experimentales muestran que la simulación resulta tener un buen ajuste con respecto a los datos reales obtenidos.

Otros trabajos que describen el modelo de la lámpara de descarga basado en la conductancia dinámica se pueden encontrar en [2.26] y en [2.27]. En ellos se realiza una comparación entre el modelo exponencial, descrito en [2.25], y el modelo polinomial.

En la referencia [2.28], Lin D., Yan W. y Hui, proponen un modelo basado en una combinación de ecuaciones. Por un lado utilizan expresiones que representan el comportamiento físico de las lámparas y por otro lado usan las ecuaciones que representan el comportamiento eléctrico del circuito (2.59)-(2.64). En éstas ecuaciones aparecen relacionados la temperatura del electrón T_e , las pérdidas por radiación P_{rad} , las pérdidas por conducción P_{con} , la constante de Boltzmann, la temperatura del tubo y la resistencia de la lámpara.

$$\frac{dT_e}{dt} = a_1 \cdot (i^2 R - P_{con} - P_{rad}) \quad (2.59)$$

$$P_{rad} = a_2 \exp(-ea_3 / kT_e) \quad (2.60)$$

$$P_{con} = a_4 \cdot (T_e - T_0) \quad (2.61)$$

$$R = a_5 \cdot T^{-3/4} \exp(ea_6 / 2kT_e) \quad (2.62)$$

$$V(t) = a_7 \cdot L \frac{di}{dt} + i \cdot (R + r) + v_{ele-} \quad (2.63)$$

$$T_0 = T_a + a_8 \cdot i^2 \cdot R \quad (2.64)$$

El modelo ajusta las ocho constantes de las ecuaciones por medio de un algoritmo genérico utilizando los datos experimentales tomados cuando la lámpara trabaja con una frecuencia de 50 Hz. Una vez ajustados los parámetros, el modelo puede ser aplicado tanto para balastos magnéticos clásicos como para balastos electrónicos trabajando a alta frecuencia. La principal desventaja del método es que la aproximación realizada para la corriente de la lámpara acumula un error alto cuando la potencia de dimming alcanza el 25%, para lámparas fluorescentes T8 18W, y del 45% para lámparas fluorescentes T8 36W [2.28].

En primer lugar se implementa en PSpice la ecuación (2.9) del modelo de comportamiento, y, como se puede apreciar en la Fig. 2.13, se llega a la conclusión de que el ajuste realizado, para la característica $V - I$, es bueno tanto para el tramo correspondiente a la impedancia negativa como para la zona de impedancia positiva.

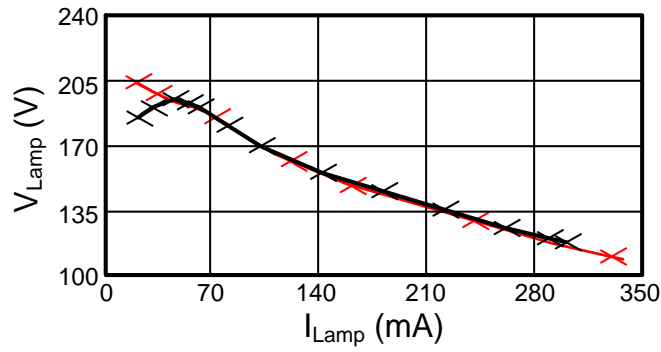


Fig. 2.12 Medidas y modelado de la característica V-I (42 W OSRAM CFL).

Para el modelo físico, se parte de las ecuaciones modificadas de Cassie y Mayr (2.39) y (2.40). En el modelo híbrido estudiado en [2.23] la columna positiva del arco es simulada por la combinación de ambas ecuaciones como se muestra en la expresión (2.65).

$$G_P = \frac{v \cdot i}{E_0^2} + \frac{i^2}{P_0} + \theta \cdot \frac{dG_P}{dt} + G_{opn} \quad (2.65)$$

Donde, G_{opn} es un valor muy pequeño que representa la conductancia entre los electrodos en ausencia de la descarga

La conductancia en la caída de tensión en el ánodo es proporcional a G_P e inversamente proporcional a la corriente de la lámpara, representada como una función lineal (2.66).

$$G_a = \frac{G_P}{\alpha[i]^n + \beta} + G_{opn} \quad (2.66)$$

La tensión total de arco puede ser considerada como la suma de la tensión de la columna positiva y de la caída de tensión en el ánodo (2.67).

$$V = V_P + V_a = \frac{i}{G_P} + \frac{i}{G_a} \quad (2.67)$$

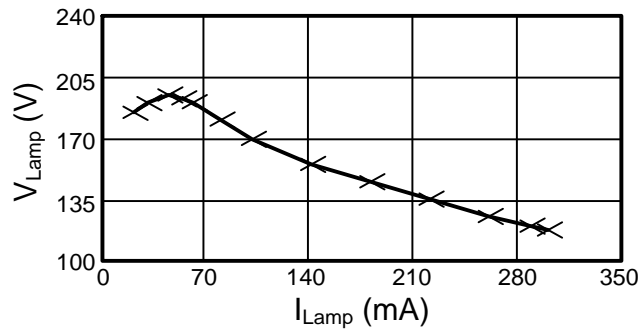


Fig. 2.13. Medidas y modelado de la característica V-I (42 W OSRAM CFL).

Esta ecuación es implementada en PSpice y como se puede observar en la Fig. 2.13 el modelo proporciona un ajuste razonable para toda la curva excepto para la región de impedancia positiva, la cual es incapaz de predecir.

Asimismo se estudia la bondad de ambos modelos para una frecuencia diferente de 42Khz, por ejemplo para 10Khz, y se concluye que tanto para el modelo de comportamiento Fig. 2. 14) como para el modelo físico Fig. 2.15), no se predice con exactitud el comportamiento de la característica de la lámpara.

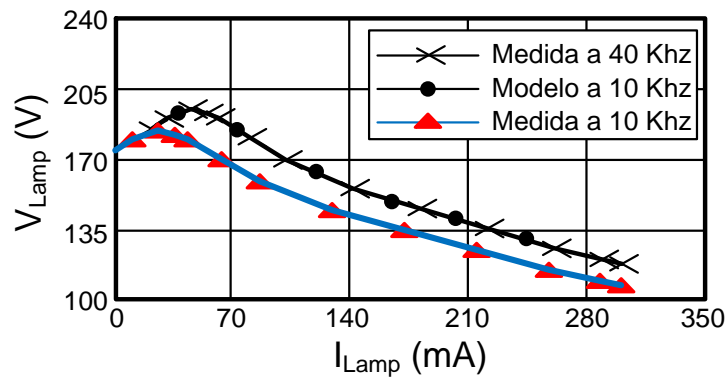


Fig. 2. 14 Bondad del modelo de comportamiento.

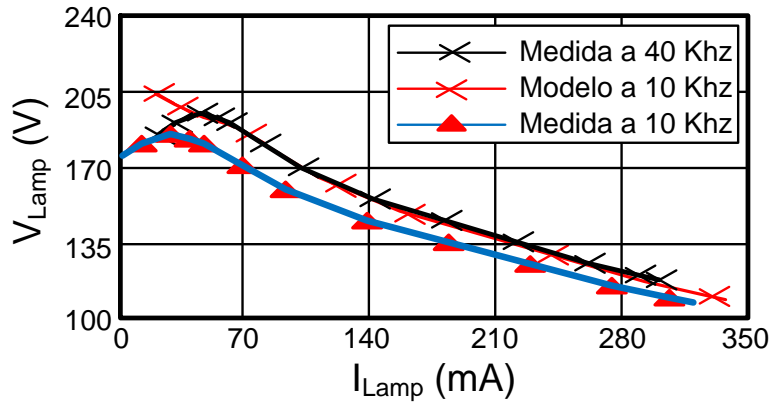


Fig. 2.15 Bondad del modelo físico.

2.1.4. MODELOS DINÁMICOS DE PEQUEÑA SEÑAL

Los modelos lineales de pequeña señal del comportamiento de la lámpara fluorescente, se van a utilizar en aquellos estudios donde el análisis de la respuesta dinámica y de la estabilidad del conjunto balasto - lámpara sea un objetivo prioritario. Con estos modelos es posible utilizar la teoría clásica de control y aplicar sus criterios de estabilidad para verificar si el sistema es estable o no, así como cuál sería el límite de funcionamiento estable.

El origen de los modelos dinámicos de pequeña señal está basado en la aproximación propuesta en 1997 por Deng y Cuk [2.36]. Deng y Cuk plantean estudiar la impedancia incremental en el dominio de la frecuencia, para ello el modelo busca obtener la relación entre las amplitudes de la tensión y de la corriente con la lámpara funcionando a alta frecuencia.

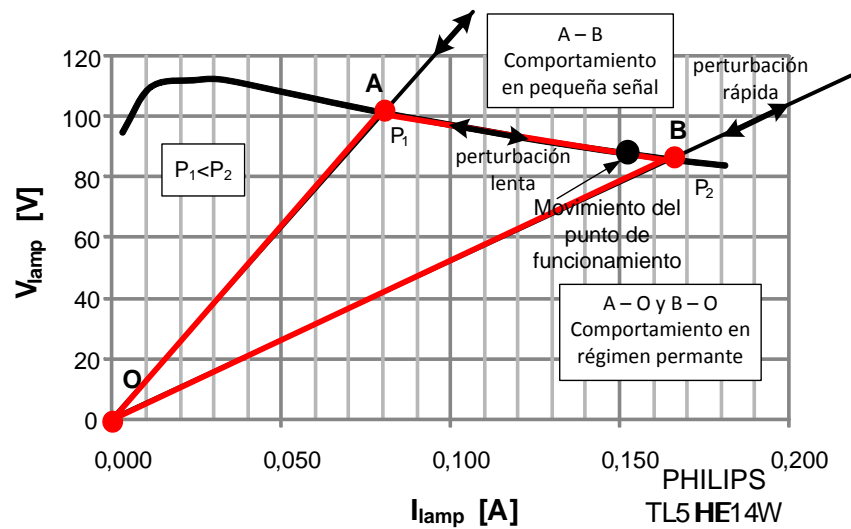


Fig. 2. 16. Comportamiento en régimen permanente y en pequeña señal: impedancia incremental negativa.

Como ya se comentó en apartados anteriores el comportamiento eléctrico, en régimen permanente, de las lámparas de descarga funcionando a alta frecuencia es básicamente resistivo (O – A y O – B de la Fig. 2. 16). La resistencia equivalente de la lámpara es función de la potencia entregada.

Las lámparas de descarga presentan una impedancia dinámica negativa dando lugar a una relación estática, entre la potencia y la resistencia, próxima a una hipérbola [2.8] y [2.10]. No obstante, la resistencia equivalente no responde de forma inmediata frente a las variaciones de la potencia entregada, sino que presenta una cierta dinámica.

Cuando se introduce una perturbación en la amplitud de la corriente en la lámpara, la envolvente de la tensión se ve afectada por esta perturbación. La dinámica de variación de la resistencia de la lámpara hace que aparezca un cierto desfase entre las envolventes de la corriente y de la tensión, tal y como se muestra en la Fig. 2.17.

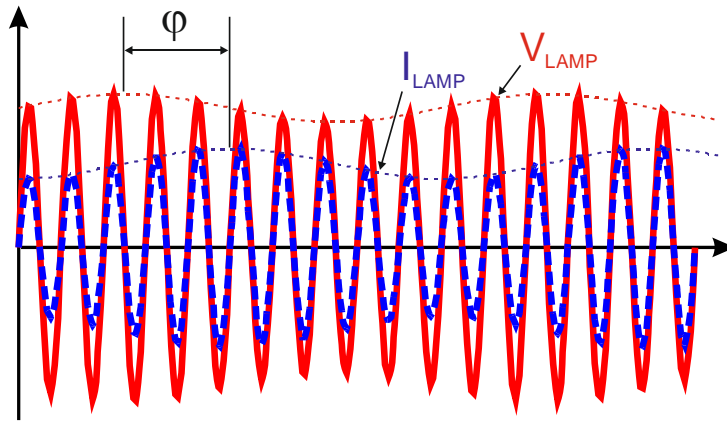


Fig. 2.17. Efectos dinámicos en las envolventes de la tensión y de la corriente.

Definiendo \hat{v} e \hat{i} como las variaciones de las amplitudes de la tensión y la corriente con respecto a los valores sin perturbar, se obtiene la impedancia incremental de la lámpara (2.68).

$$Z_l = \frac{\hat{v}}{\hat{i}} \tag{2.68}$$

Variando la frecuencia de la perturbación es posible determinar de forma experimental tanto el diagrama de Bode de la impedancia incremental (Fig. 2. 18), representando el módulo y el argumento como función de la frecuencia, como el diagrama de Nyquist, (Fig. 2. 19) representando la respuesta en frecuencia del módulo y la fase en coordenadas polares.

De la observación de la Fig. 2. 18 y de la Fig. 2. 19 se puede concluir que para la baja frecuencia se tiene un comportamiento de resistencia negativa, lo cual concuerda con la pendiente negativa que tiene la característica estática tensión – corriente en las lámparas de descarga, y que para la alta frecuencia, la impedancia dinámica pasa a comportarse como una resistencia positiva, lo cual concuerda a su vez con el comportamiento de gran señal cuando la lámpara está trabajando a alta frecuencia.

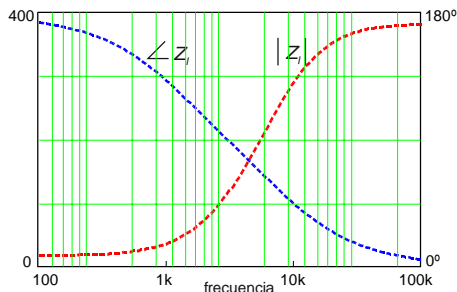


Fig. 2. 18. Diagrama de Bode.

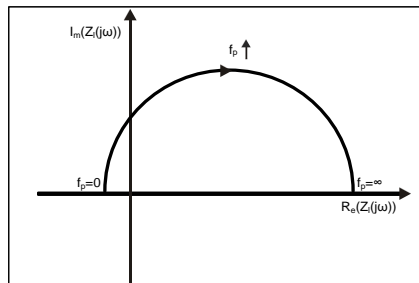


Fig. 2. 19. Diagrama de Nyquist.

Visto sobre la característica instantánea tensión – corriente de la lámpara, el efecto de una perturbación de frecuencia variable hace que se pase de un patrón de variación de las amplitudes como el que se muestra en los puntos A y B de la Fig. 2. 16, donde para una perturbación rápida el valor de la impedancia incremental sería aproximadamente igual al de la impedancia equivalente, a otro en el que para una perturbación lenta la impedancia incremental coincidiría con la pendiente negativa de la recta A – B [2.18] y [2.37].

Experimentalmente, Deng y Cuk propusieron modelar el comportamiento de la impedancia incremental utilizando una función de transferencia con un único polo y un único cero tal y como se expresa en (2.69).

$$Z_i(s) = k \frac{\frac{s}{z} + 1}{\frac{s}{p} + 1} \quad (2.69)$$

Donde k y z son constantes negativas y p es una constante positiva. Se tiene, por tanto, un cero en el semiplano positivo que justifica los problemas de estabilidad que surgen al alimentar las lámparas mediante una fuente de tensión [2.18], [2.38] y [2.39]. El valor de k debe coincidir con la pendiente de la característica estática tensión - corriente de la lámpara.

En el año 2001 J. Ribas [2.18] plantea una modificación del modelo de Deng y Cuk en base a expresar la resistencia en función de la potencia. Para ello considera tensiones y corrientes senoidales y en fase a través de la lámpara. Con esta premisa la potencia y la resistencia se pueden expresar en función de las amplitudes de la tensión y de la corriente mediante las expresiones (2.70) y (2.71).

$$P = \frac{v \cdot i}{2} \quad (2.70)$$

$$R = \frac{v}{i} \quad (2.71)$$

Empleando el desarrollo en serie de Taylor y truncado los términos de primer orden, las expresiones anteriores se transforman en (2.72) y (2.73).

$$P \approx \frac{V \cdot I}{2} + \frac{I}{2} \hat{v} + \frac{V}{2} \hat{i} \quad (2.72)$$

$$R \approx \frac{V}{I} + \frac{1}{I} \hat{v} - \frac{V}{I^2} \hat{i} \quad (2.73)$$

donde \hat{v} e \hat{i} son los valores de las perturbaciones de la amplitud de la tensión y de la corriente y los términos en mayúsculas son los valores de equilibrio sin perturbación. A partir de estas ecuaciones, se deducen las expresiones (2.74) y (2.75) para las perturbaciones de la potencia y resistencia,

$$\hat{P} = \frac{I}{2} \hat{v} + \frac{V}{2} \hat{i} \quad (2.74)$$

$$\hat{R} = \frac{1}{I} \hat{v} - \frac{V}{I^2} \hat{i} \quad (2.75)$$

La función de transferencia de la resistencia en función de la potencia se obtiene mediante el cociente de estas expresiones (2.76).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = \frac{2}{I^2} \cdot \frac{\frac{I}{V} Z_I(s) - 1}{\frac{I}{V} Z_I(s) + 1} \quad (2.76)$$

Por otra parte, el cociente entre la amplitud de la tensión y la corriente de equilibrio es igual al valor de la resistencia de la lámpara en ausencia de perturbación R_0 , por lo cual la ecuación (2.76) se puede expresar también como (2.77).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = \frac{2}{I^2} \cdot \frac{\frac{Z_I(s)}{R_0} - 1}{\frac{Z_I(s)}{R_0} + 1} \quad (2.77)$$

Sustituyendo el valor de la impedancia $Z_I(s)$ por la ecuación que proporciona el modelo polo – cero de la expresión (2.69) se obtiene (2.78).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = \frac{2}{I^2} \cdot \frac{k - R_0}{k + R_0} \cdot \frac{s \cdot \frac{\frac{k}{Z} - \frac{R_0}{P}}{k - R_0} + 1}{s \cdot \frac{\frac{k}{Z} + \frac{R_0}{P}}{k + R_0} + 1} \quad (2.78)$$

Por tanto se tiene nueva función de transferencia con un cero y un polo para la relación entre las variaciones de pequeña señal de la resistencia y la potencia en la lámpara (Fig. 2.20).

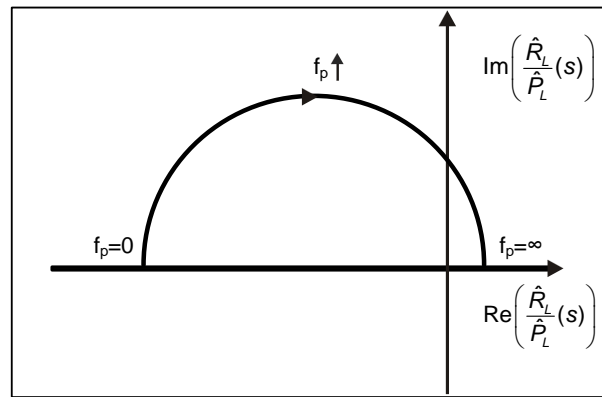


Fig. 2.20. Característica resistencia – potencia de pequeña señal típica de una lámpara fluorescente.

Dependiendo de las características de alta frecuencia de la lámpara resulta posible en ocasiones simplificar la expresión. Si el valor de la impedancia incremental $Z_1(s)$ para perturbaciones de alta frecuencia es próximo al valor de resistencia de equilibrio R_0 , es decir:

$$k \cdot \frac{\rho}{z} \approx R_0 \quad (2.79)$$

en esta situación, el cero de la expresión (2.78) desaparece, resultando (2.80).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = \frac{1}{I^2} \cdot \frac{k - R_0}{k + R_0} \cdot \frac{1}{s \cdot \frac{R_0}{(k + R_0)\rho} + 1} \quad (2.80)$$

Por regla general se cumple para todas las lámparas:

$$R_0 > |k| \quad (2.81)$$

por lo que el término constante de la expresión (2.80) es negativo y el polo se encuentra en el semiplano negativo.

Por otra parte, para el caso en que no se puedan aproximar los valores de $k \cdot \frac{\rho}{z}$ y R_0 , la expresión (2.80) deja de ser válida. En tal caso se pueden dar las siguientes situaciones:

- Impedancia dinámica de alta frecuencia $k \cdot \frac{\rho}{z}$ superior a la resistencia equivalente R_0 . En esta situación, la expresión (2.80) presenta un cero en el semiplano positivo y un polo en el semiplano negativo. El término constante es negativo, por lo que el modelo es similar al de tensión – corriente y proporciona un diagrama de Nyquist de aspecto semejante.

- Impedancia dinámica de alta frecuencia $k \cdot \frac{p}{z}$ inferior a la resistencia equivalente R_0 . En esta situación, la expresión (2.80) presenta un polo y un cero en el semiplano negativo. El término constante también es negativo, por lo que el diagrama de Nyquist del modelo resistencia – potencia se asemeja a un semicírculo que comienza y termina en dos coordenadas de valor negativo dentro del eje real.

2.2. MODELOS DE LOS ELECTRODOS

Los electrodos de una lámpara fluorescente, cumplen una doble función: conseguir las condiciones de encendido necesarias para minimizar el desgaste y mantener la temperatura adecuada durante el funcionamiento a potencia reducida.

Los electrodos de una lámpara fluorescente están formados por un cable de tungsteno el cual, en la mayoría de los casos, presenta un doble o un triple arrollamiento, los intersticios de la espiral están impregnados con una mezcla de óxidos de Ba, Ca y Sr (y aditivos) al objeto de mejorar la emisión de los electrones. La forma de la espiral es fundamental para alojar al emisor. La construcción de un electrodo compacto permite un precalentamiento mucho más sencillo y rápido del electrodo. La construcción de un electrodo compacto también restringe la evaporación y el sputtering del material emisor. La pérdida de éste material se suele observar como un ennegrecimiento en los extremos de la lámpara, próximo a la zona de los electrodos. Para limitar este ennegrecimiento, los electrodos a menudo están provistos de unas pantallas (anillos de metal) las cuales no están eléctricamente conectadas al electrodo.

El tratamiento de los electrodos en la fase de precalentamiento es crucial para evitar tanto la evaporación como el ennegrecimiento. Es recomendable que antes de establecer la primera corriente por la columna de gas la temperatura de los filamentos se encuentre entre 700°C y 1000°C. [2.2] Para temperaturas por debajo de 700°C el sputtering aumenta lo que acelera las pérdidas del material emisor. Por el contrario, si la temperatura sobrepasa los 1000°C aumenta la evaporación del material emisor. En ambos casos la vida de la lámpara se verá especialmente afectada.

En el año 2002 Dorleijn y Goud en [2.48] analizan las consideraciones realizadas para la estandarización de las resistencias estáticas de los cátodos, así como una descripción general sobre el precalentamiento de los electrodos, estudiando tanto los balastos ferromagnéticos tradicionales como los balastos electrónicos.

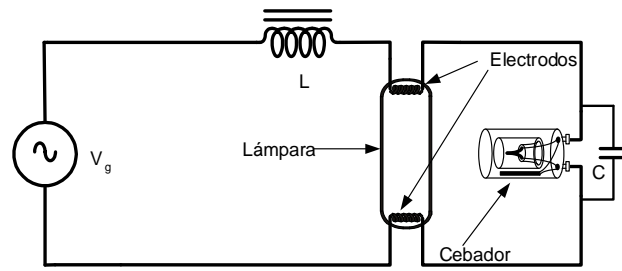


Fig. 2. 21. Circuito eléctrico típico de alimentación de una lámpara fluorescente en Europa.

En Europa, la configuración más común para alimentar con corriente alterna una lámpara fluorescente es la mostrada en la Fig. 2. 21 (glow switch).

Como se puede apreciar, la impedancia del balasto y las resistencias de los electrodos están en serie. En el inicio, cuando el contacto del cebador está cerrado, la corriente fluye a través de ambos hasta que finalmente se produce el encendido. La resistencia de los electrodos es mucho más pequeña que la impedancia del balasto. Con esta disposición la potencia proporcionada a los electrodos es la que podemos ver en (2.82).

$$P(t) = I^2 \cdot R_{elec}(t) \tag{2.82}$$

Durante la fase de precalentamiento de los electrodos la corriente que circula por el cortocircuito se mantiene constante mientras que la resistencia de los electrodos experimenta un aumento con un factor de entre 4 y 6, tomando el valor inicial de la resistencia en reposo y a temperatura ambiente.

La idea de precalentar los electrodos de la lámpara con una corriente constante fue introducida en el IEC standards a principios de los años 90 y fue descrito por Heidemann y Denz en [2.49]. Los balastos electrónicos para precalentar a los electrodos aportan durante un cierto tiempo t una corriente constante I_p , inmediatamente después de esto la lámpara se enciende aplicando una tensión lo suficientemente elevada. En la fase de precalentamiento la temperatura del electrodo debería de ser tal que condujera a éste a la emisión térmica. Generalmente la emisión térmica, como se comentó en párrafos anteriores, se alcanza cuando la relación entre las resistencias del tungsteno es conforme a (2.83), donde R_{cold} es la resistencia eléctrica a temperatura ambiente.

$$\frac{R_{hot}}{R_{cold}} \geq 4 \tag{2.83}$$

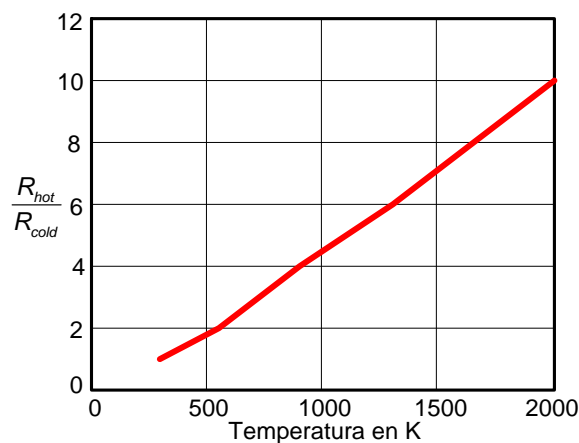


Fig. 2.22. Relación de resistencias en función de la temperatura del tungsteno.

La cantidad relativa de la mezcla de óxidos puede variar dependiendo del fabricante o del tipo de lámpara. No obstante para todos los electrodos la emisión térmica se produce para temperaturas superiores a 900 K. Puesto que para altas temperaturas y en ausencia de impurezas la resistividad eléctrica de los cables tungsteno depende solo de la temperatura, podemos decir que la temperatura puede ser obtenida de la relación de resistencias conforme a la Fig. 2.22.

Por otra parte, si la temperatura del electrodo fuera tan elevada que la relación de resistencias fuera mayor o igual a 5,5, esto produciría una excesiva evaporación del material emisor conduciendo finalmente al ennegrecimiento.

Empíricamente la ecuación (2.84) se considera válida para el cálculo de la corriente de precalentamiento de las lámparas, aceptada por el IEC, contiene dos constantes a y I_m que deben de ser calculadas experimentalmente para cada lámpara.

$$I_p(t) = \sqrt{\frac{a}{t} + I_m^2} \quad (2.84)$$

M. Myojo, I. Okuno en [2.50] en lugar de tomar un valor fijo como $\frac{R_{hot}}{R_{cold}} \approx 4$ investigaron el aumento de energía necesario para conseguir la emisión térmica. De los resultados obtenidos se ha llegado a la conclusión que para tiempos inferiores a 0,4 s la temperatura depende claramente de la posición que se tome sobre el electrodo y que por lo tanto los tiempos en la fase de precalentamiento deberían de estar restringidos a los valores comprendidos entre 0,4 s y 3 s.

En las normas vigentes en la actualidad, como por ejemplo la UNE – EN 60901: “Lámparas fluorescentes de casquillo único. Requisitos de funcionamiento” o la IEC 60081: “Double –

capped fluorescent lamps. Performances especifications”, introducen entre sus consideraciones la restricción de $0,4 \text{ s} \leq t \leq 3 \text{ s}$ como requisito de cebado con precalentamiento del cátodo.

Como ilustración de la obtención de la corriente de caldeo necesaria en cebados con precalentamiento del cátodo, vamos a calcular dicha corriente siguiendo los requisitos establecidos en la IEC 60081 para una lámpara fluorescente de casquillo único con forma cuádruple FSQ-26-E-G24q=3 de 2W de potencia. En primer lugar fijaremos un tiempo dentro del intervalo establecido, por ejemplo $t_s = 1,5 \text{ s}$, en segundo lugar nos fijaremos en los valores mínimo ($R_{\min} = 9\Omega$) y máximo ($R_{\max} = 12\Omega$) de las resistencias de sustitución para cada cátodo, en tercer lugar tendremos en cuenta los componentes de las ecuaciones de la energía de precalentamiento mínima ($E_{\min} = Q_{\min} + P_{\min} \cdot t_s$) y máxima ($E_{\max} = Q_{\max} + P_{\max} \cdot t_s$), que para el caso que nos ocupa nos darían unos valores de energía: $E_{\min} = 2,2$ y $E_{\max} = 4,4$. Por último aplicando la expresión $E = R \cdot I^2 \cdot t_s$ obtendremos las corrientes mínima ($0,404 \text{ A}$) y máxima ($0,495 \text{ A}$). Y para concluir, elegiremos una corriente dentro del intervalo anterior, como por ejemplo $0,450 \text{ A}$.

En Estados Unidos la forma tradicional de realizar el encendido de las lámparas fluorescentes es el denominado arranque rápido (Rapid Start) cuyo esquema eléctrico podemos observar en Fig. 2.23.

Con esta configuración los electrodos son precalentados por medio de fuentes de tensión constante, la potencia proporcionada a los electrodos la podemos observar en la ecuación (2.85). Esto es lógico si pensamos que la tensión de la red en EE.UU. es del orden de 125 V y que ésta no es suficiente para conseguir una buena estabilidad en lámparas con tensiones de trabajo de aproximadamente 100 V.

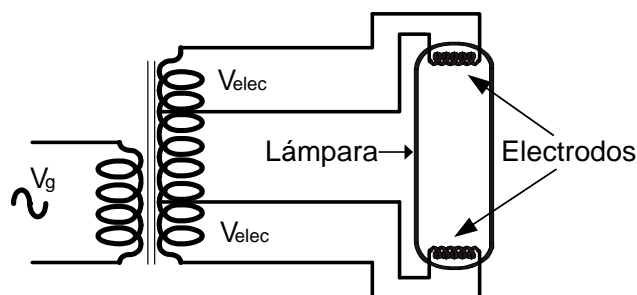


Fig. 2.23. Circuito eléctrico típico de alimentación de una lámpara fluorescente en EE.UU.

$$P(t) = \frac{V^2}{R_{elec}} \quad (2.85)$$

Esta potencia incrementa la temperatura de los electrodos desde la temperatura ambiente hasta aquella donde se alcanza la suficiente emisión térmica para conseguir el encendido de la lámpara.

Durante el proceso normal de trabajo, los electrodos se mantienen calientes debido al paso de la corriente a través de los cables de tungsteno y del bombardeo de iones desde el plasma. La presencia de un exceso de bario disuelto en la mezcla de óxidos y en su superficie, hace que los óxidos lleven a las temperaturas típicas de trabajo y que reduzcan, por tanto, la función de los electrodos [2.46] - [2.47], permitiendo una corriente añadida a la descarga cuando las temperaturas de funcionamiento están en el entorno de 1200-1400 K. En la Fig. 2.24 se muestra un electrodo básico de tungsteno compuesto por una espiral de un cable muy fino que envuelve a otro sin comprimirlo. Esta estructura básica está cubierta por una segunda espiral con una sola capa y, ésta sí, relativamente ajustada [2.47].

El conjunto final denominado de doble arrollamiento [2.47] es el que se puede observar en la Fig. 2.25.

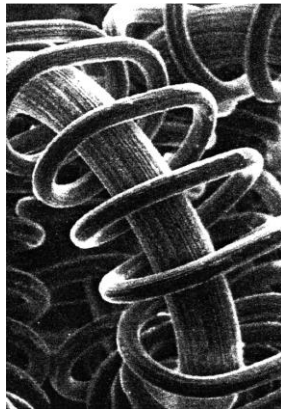


Fig. 2.24. Estructura de los cables del tungsteno de un doble arrollamiento.

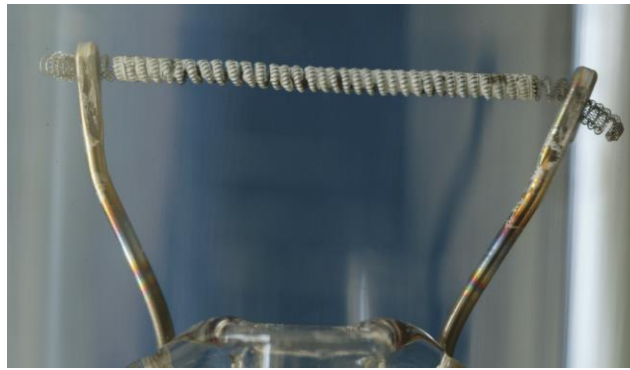


Fig. 2.25. Electrodo doble.

Como continuación al trabajo desarrollado en [2.48], Dorleijn y Goud en el año 2002 presentan en [2.51] un artículo en el que estudian los principios básicos, tanto desde el punto de vista de la física como desde el punto de vista de la ingeniería, de la información básica necesaria para la estandarización de los procesos de dimming en los que participan lámparas fluorescentes. Estos datos serán posteriormente incluidos en las normas IEC 60901: “Single-capped fluorescent lamps. Performance specifications” y UNE – EN 60901: “Lámparas fluorescentes de casquillo único. Requisitos de funcionamiento”.

La corriente de descarga de una lámpara fluorescente puede resultar conveniente reducirla para generar un flujo luminoso a un nivel de potencia inferior. Esta operación se suele realizar mediante dimming, como consecuencia de esta reducción, se produce una disminución de la potencia disipada en el interior de la lámpara, en la zona próxima al electrodo, lo que a su vez conlleva a una disminución de la emisión termiónica de electrones. Si el cátodo no realiza una emisión termiónica suficiente de electrones el campo eléctrico existente en las proximidades del mismo se incrementará para intentar mantener la descarga. El aumento de la tensión acelerará los iones hacia un bombardeo destructivo obteniendo como consecuencia un sputtering de los materiales y por tanto una reducción de la vida de la lámpara.

Para prevenir lo descrito en el párrafo anterior en [2.51] se sugiere como la solución más obvia, hacer circular una corriente adicional (I_h) por el cátodo para intentar mantener una apropiada emisión térmica de electrones y compensar por ésta vía la reducción de la corriente de arco.

Por lo tanto cuando una lámpara trabaja en dimming se utilizarían dos fuentes de corriente:

- La corriente de la descarga I_D que entra en el electrodo por uno de los terminales y es conducida por la lámpara.

- La corriente I_h que discurre por todo el electrodo, entrando por uno de los terminales y saliendo por el otro.

Como se puede apreciar en la Fig. 2.26 por uno de los terminales solo circula I_h mientras que por el otro circulan las corrientes I_h e I_D . A la suma de estas dos corrientes se la denomina corriente total (I_t) y podemos asegurar que en todo momento $I_t > I_h$.

La corriente de descarga se puede medir haciendo pasar por una sonda de corriente los dos conductores que están conectados a los terminales del electrodo.

El desfase entre I_D e I_h está directamente incluido en el valor de la corriente total, lo que significa que si I_t pudiera utilizarse para describir el nivel de la corriente I_h requerida, esta sería independiente del desfase.

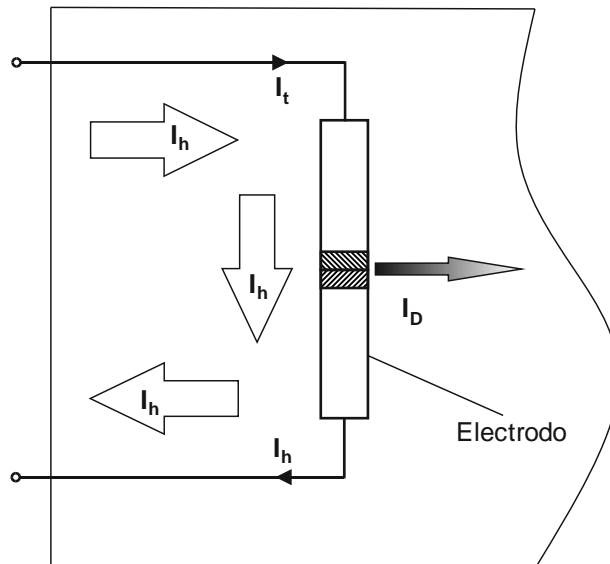


Fig. 2.26. Esquema del electrodo.

Las limitaciones que deberían de seguir las corrientes son:

- La corriente I_h debe de ser limitada ($I_{h\max}$) para prevenir una evaporación excesiva del material emisor. Esta limitación se debe de mantener para todo el rango de valores de la corriente I_D .
- La corriente total (I_t) deberá de tener un límite inferior que asegure una temperatura lo suficientemente alta del electrodo para los casos de dimming (I_h) y deberá de tener un límite superior, para todo el rango de valores de I_D , que evite un sobrecalentamiento local del cátodo. Para valores bajos de I_D , los requerimientos exigidos de $I_{t\max}$ deberán de ser sustituidos por el límite $I_{h\max}$.

Hasta ahora, en los párrafos anteriores, se ha asumido que la corriente de descarga es solo aportada por uno de los terminales de entrada al electrodo. Con esta asunción, en los balastos que realizaban dimming, la corriente de descarga circulaba por la lámpara y la corriente I_h circulaba por un condensador en paralelo con ésta, tal y como se puede apreciar en la Fig. 2.27 los dos electrodos eran calentados por la misma corriente y el nivel de ésta era controlada por la frecuencia de la corriente de la lámpara (I_t).

En la actualidad, la manera más común de alimentar un electrodo al que se le vaya a aplicar un proceso de dimming es el mostrado en la parte derecha de la Fig. 2.27, en ella se puede apreciar que el aporte de la corriente I_h se realiza por medio de dos fuentes independientes y que la corriente de descarga que circula por uno de los terminales ($a \cdot I_D$), debido por ejemplo a la impedancia interna de la fuente de alimentación que aporta I_h , será diferente a la que circule por el otro ($(1-a) \cdot I_D$), con $1/2 < a < 1$.

Que la corriente de descarga se reparta entre los dos terminales significa que nos impide la medida directa de I_h desde uno de los terminales y que la corriente mayor no tiene por qué ser siempre la superposición de I_h e I_D . De hecho las corrientes tendrán las expresiones (2.86) para la mayor y (2.87) para la menor (ver la Fig. 2.28).

$$I_{LH} = I_h + a \cdot I_D \quad (2.86)$$

$$I_{LL} = I_h - (1-a) \cdot I_D \quad (2.87)$$

Con éste reparto tan indefinido de la corriente de descarga es demasiado complicado utilizar solo una corriente para describir la temperatura ideal del electrodo durante un proceso de dimming, y además, éste reparto no solo depende de la impedancia interna de la fuente que aporta la corriente I_h sino que también las condiciones locales en las que se encuentre el electrodo, como la posición en la que tenga lugar la emisión mayoritaria de electrodos (hot-spot), pueden influir. Las resistencias de ambas partes del electrodo determinarán por tanto el reparto de la corriente de descarga y éstas a su vez podrían cambiar durante la descarga.

Teniendo en cuenta todos los puntos anteriores, Dorleijn y Goud en [2.51], consideraron la suma de los cuadrados de las corrientes I_{LH} e I_{LL} era la forma más simple y menos ambigua para describir los requisitos de las condiciones para los electrodos durante un proceso de dimming de una lámpara fluorescente y a esta suma de cuadrados la denominaron: SoS (sum-of-squares).

Desde un punto de vista físico, podemos decir que la temperatura del punto caliente (hot-spot) controla las condiciones del electrodo. La temperatura más favorable del hot-spot será aquella en la que el balance entre las perdidas por sputter y la evaporación de la mezcla del material emisor sea el óptimo.

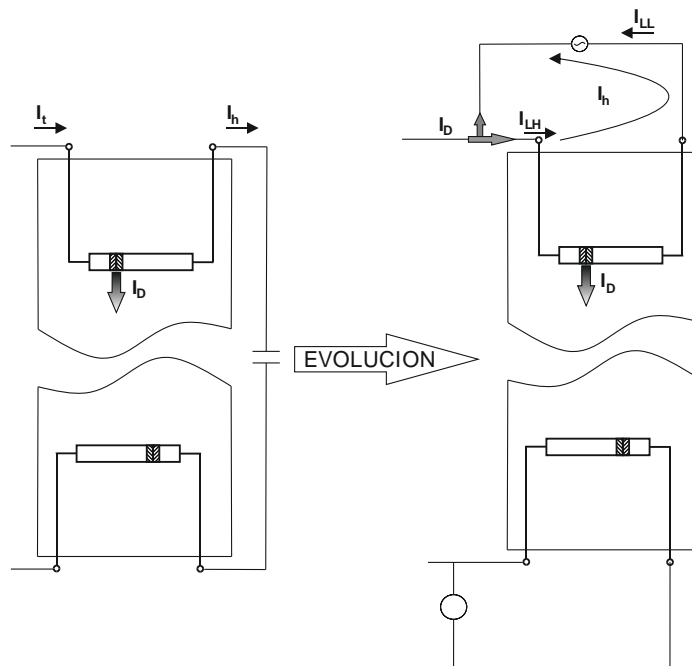


Fig. 2.27. Cambio de nomenclatura en las corrientes de los electrodos.

En la Fig. 2.28 podemos comprobar la disposición de las corrientes en el interior de la lámpara. I_{LH} e I_{LL} entran y salen por los terminales del electrodo, mientras que I_D es originada por el hot-spot y conducida a través de la lámpara. Asimismo podemos apreciar las resistencias r_1 y r_2 que rodean al punto caliente.

Para mantener la temperatura mínima necesaria en el punto caliente se deberá mantener constante la potencia aportada al mismo. Esta potencia tendrá un valor que será la suma de la potencia óhmica disipada en las resistencias r_1 y r_2 y la potencia generada en la descarga $I_D \cdot V$, donde V es la caída de tensión catódica (2.88).

$$P_{input} = I_{LH}^2 \cdot r_1 + I_{LL}^2 \cdot r_2 + I_D \cdot V \quad (2.88)$$

Para la resolver éste balance de energía utilizaremos las ecuaciones (2.89) y (2.90)

$$I_{LH}^2 = a^2 \cdot I_D^2 + I_h^2 + 2 \cdot a \cdot I_D \cdot I_h \cdot \cos \varphi \quad (2.89)$$

$$I_{LL}^2 = (1-a)^2 \cdot I_D^2 + I_h^2 + 2 \cdot (1-a) \cdot I_D \cdot I_h \cdot \cos \varphi \quad (2.90)$$

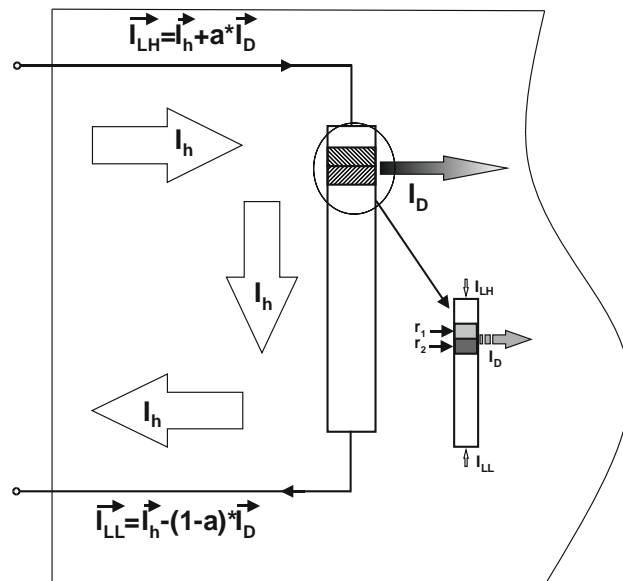


Fig. 2.28. Composición de uno de los terminales.

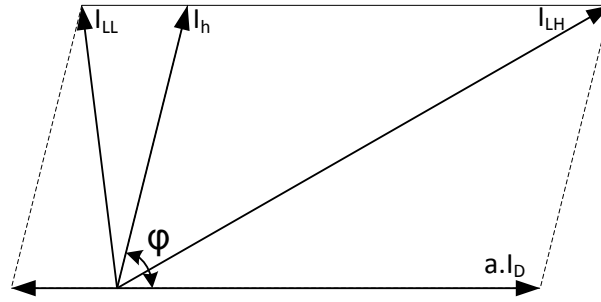


Fig. 2.29. Representación vectorial de las corrientes que circulan por los electrodos.

Donde φ es el ángulo de desfase entre I_D e I_h conforme a lo representado en la Fig. 2.29.

Asumiendo que la temperatura toma una distribución simétrica alrededor del punto caliente podemos asegurar que la potencia óhmica disipada se mantendrá constante y por tanto:

$$r_1 = r_2 = r .$$

Por tanto la ecuación SoS que es la suma de los cuadrados de las corrientes conducidas por los terminales será la expresada en la ecuación (2.91)

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = \frac{P_{input}}{r} - \frac{V}{r} \cdot I_D \quad (2.91)$$

La ecuación SoS depende por tanto de dos valores constantes $\frac{P_{input}}{r}$ y $\frac{V}{r}$. Combinando las ecuaciones (2.89), (2.90) y (2.91) y suponiendo dos condiciones límite podemos determinar experimentalmente estos valores.

Para determinar la mínima potencia de entrada o lo que es lo mismo la temperatura mínima del punto caliente cuando realizamos dimming utilizaremos estas dos suposiciones:

- La corriente adicional mínima para el caso de un dimming profundo con solo una pequeña corriente ($I_D = 0$) se producirá cuando $I_h = I_{hmin}$ y por tanto la primera condición será la expresada en la ecuación(2.92)

$$\frac{P_{input}}{r} = 2 \cdot I_{hmin}^2 \quad (2.92)$$

- Reduciendo la corriente de descarga hasta un nivel tal que una corriente adicional no sea necesaria ($I_h = 0$), considerando que la corriente de descarga ($I_D = I_{Dmin2}$) es igual

por los dos terminales $\left(a = \frac{1}{2}\right)$ y teniendo en cuenta la primera condición obtenemos la ecuación (2.93) que se considerará la segunda condición.

$$\frac{V}{r} = \frac{2 \cdot I_{hmin}^2 - \frac{1}{2} \cdot I_{Dmin2}^2}{I_{Dmin2}} \tag{2.93}$$

Con estas dos condiciones, a pesar de que las corrientes I_h e I_{LH} dependan del factor a , que representa la división de I_D entre los dos terminales, y del desfase entre I_D e I_h , el balance de energía puede ser resuelto analíticamente.

La principal aportación que Dorleijn y Goud hacen en [2.51] es la concreción de un método de cálculo para las líneas SoS.

En la Fig. 2.30 podemos apreciar la aplicación gráfica del método para una lámpara de casquillo único PL-C de 26 W.

La principal desventaja que tiene el método es la falta de estudio sobre una línea SoS máxima [2.51].

En el año 2006 Philips incluye en las hojas de características de las lámparas MASTER TL5 datos sobre las líneas SoS a emplear en los procesos de dimming incluyendo la línea SoS máxima.

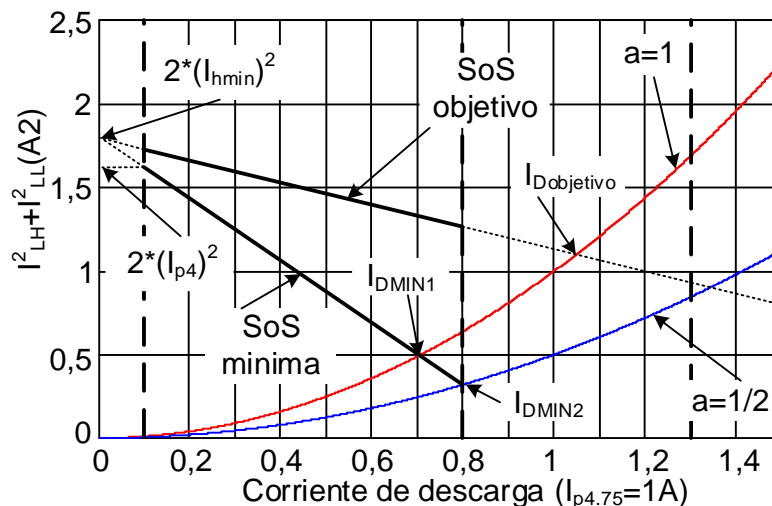


Fig. 2.30. Representación gráfica de las líneas SoS objetivo y mínima.

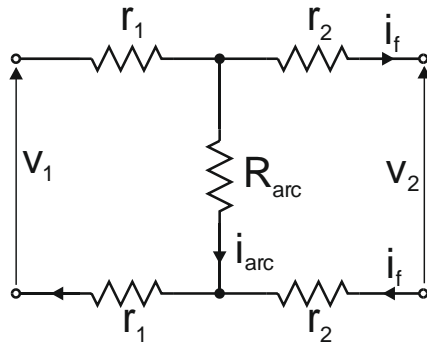


Fig. 2.31. Modelo de la lámpara.

En [2.52] se presenta un modelo que tiene en cuenta los efectos de la potencia de funcionamiento sobre la temperatura de los electrodos. Se describe el comportamiento eléctrico de la lámpara mediante las ecuaciones que caracterizan al circuito de la Fig. 2.31. La corriente i_f se configura con la misma frecuencia que el balasto electrónico. Basándose en un método matricial ortogonal se calculan las variaciones de la resistencia de arco y de las resistencias de los electrodos. Los datos de los coeficientes de las ecuaciones se obtienen mediante ensayos utilizando el esquema de la Fig. 2.32. El método consiste en proporcionar a la lámpara distintos valores de i_{arc} e i_f agrupándolos en tres niveles (bajo, medio y alto) y recoger tanto las variables de control (resistencias) como las variables deseadas (tensiones).

De acuerdo con los propios autores, en el artículo presenta el inconveniente que no se ha tenido en cuenta la influencia mutua entre las resistencias que, por otra parte, son las variables de control.

En [2.53] Wakabayashi F.T., Dantas F.D., Pinto J.O.P., Canesin C.A., presentan un modelo para calcular las resistencias de los electrodos. Su primera premisa es rechazar la igualdad de las resistencias r_1 y r_2 de la Fig. 2.33.

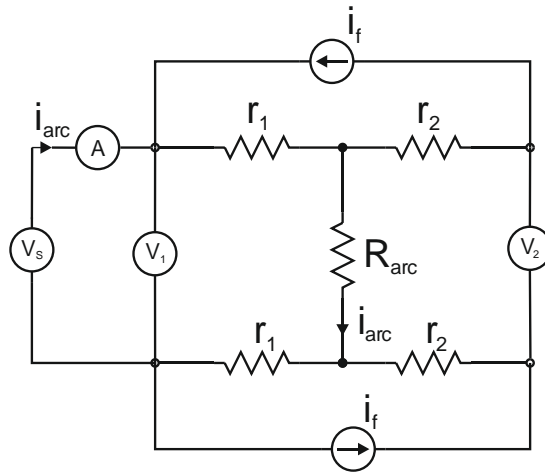


Fig. 2.32. Circuito para realizar los ensayos.

La segunda consideración es proponer la ecuación (2.94) para realizar el cálculo de las mismas.

$$V_{EL}(t) = r_1 \cdot i_{Ls}(t) + r_2 \cdot i_{Cp}(t) \tag{2.94}$$

El método consiste en tomar n muestras con un osciloscopio y aplicar la aproximación de mínimos cuadrados para calcular las resistencias r_1 y r_2 . El dimming en la lámpara se consigue variando la frecuencia del balasto.

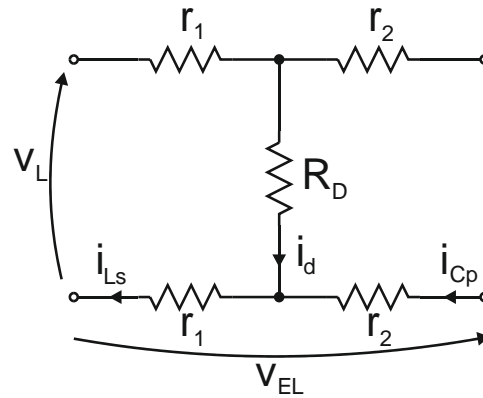


Fig. 2.33. Circuito equivalente de una lámpara fluorescente.

REFERENCIAS

- [2.1] Groot J., Vliet J.: “The High-Pressure Sodium Lamp”. Philips Technical Library, Kluwer Technische Boeken B.V., Deventer-Antwerpen 1986.
- [2.2] Chr. Meyer, H. Nienhuis: “Discharge Lamps”. Philips Technical Library, Kluwer Technische Boeken B.V., Deventer-Antwerpen 1988.
- [2.3] Holloway, A.J., Tozer, R.C. and Stone, D.A. (2009): “A physically based fluorescent lamp model for a SPICE or a simulink environment”. IEEE Transactions on Power Electronics, 24 (9). pp. 2101-2110. ISSN 0885-8993.
- [2.4] Ka Hong Loo, Graham J. Moss, Richard C. Tozer, David A. Stone, Masafumi Jinno, Robin Devonshire: “A Dynamic Collisional-Radiative Model of A Low-Pressure Mercury–Argon Discharge Lamp: A Physical Approach to Modeling Fluorescent Lamps for Circuit Simulations”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 4, July 2004 pp. 1117-1129.
- [2.5] Zissis, G.; Buso, D.: “Using full physical model for fluorescent lamps in ballast engineering”. Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the volume:1, pp 537-541 Oct. 2003.
- [2.6] Deyan Lin ; Wei Yan ; Zissis, G. ; Hui, S.Y.R.: “ A Simple Physical Low Pressure Discharge Lamp Model”. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE 20-24 Sept. 2009 pp. 2051 – 2058.
- [2.7] Thomas J. Ribarich and John J. Ribarich: ”A New High-Frequency Fluorescent Lamp Model”. Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE.
- [2.8] Emilio López Corominas:: “Alimentación de lámparas fluorescentes compactas desde muy baja tensión: Aportaciones a la optimización del sistema electrónico”. Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Marzo 1999.
- [2.9] Wu T.F., Hung J.C., Yu T.H.: “A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequency”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 3, pp. 428-431, Junio 1997.

- [2.10] Blanco Viejo, Cecilio: “Optimización del factor de potencia y de la emisión luminosa en sistemas de iluminación fluorescente”. Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Enero 1996, Gijón, Asturias (España).
- [2.11] Moo C.S., Chuang Y.C., Huang Y.H., Chen H.N.: “Modeling of Fluorescent Lamps for Dimmable Electronic Ballasts”. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS) proceedings, pp. 2231-2236, Octubre 1996.
- [2.12] Murilo Cervi, Álysson R. Seidel, Fábio E. Bisogno and Ricardo N. do Prado: “Fluorescent Lamp Model Based on the Equivalent Resistance Variation”. Industry Applications Conference, Oct. 2002. 37th IAS Annual Meeting. Pages 680 684 vol.1.
- [2.13] Murilo Cervi, Álysson R. Seidel, Fábio E. Bisogno and Ricardo N. do Prado: “Fluorescent Lamp Mode Employing Tangent Aproximation”. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual. Pages 187 – 191 vol. 1.
- [2.14] Wakabayashi, Canesin: “A new model for tubular fluorescent lamps operated at high frequencies for dimmable applications”. Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium. Pages 490 – 494 vol. 1.
- [2.15] Moo, C.S. , Yao Ching Hsieh ; Yen, H.C. ; Lee, C.R.:” Fluorescent lamp model with power and temperature dependence for high-frequency electronic ballasts”. Industry Applications, IEEE Transactions on Volume:39, Issue:1, pages: 121 -127.
- [2.16] Chang, G.W., Liu, Y.J., Chen, C.I.: “Cubic spline interpolation-based method for modeling fluorescent lamp dynamic conductance”. Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 20 – 24 July 2008 IEEE.
- [2.17] Mader U., Horn P.: “A Dynamic Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps”. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS) proceedings, pp. 1928-1934, October 1992.
- [2.18] Javier Ribas Bueno: “Control optimizado de balastos electrónicos. Modelado estático y dinámico de inversores resonantes y lámparas de descarga.” Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Septiembre 2001.
- [2.19] Sun, M., Hesterman, B.L.: “P Spice High-Frequency Dynamic Fluorescent Lamp Model”. Power Electronics, IEEE Transactions on Volume:13 , Issue: 2. Pages 261 – 272. March 1998.

[2.20] Wu, T.-F., Chia-Yi, Hung, J.-C., Yu, T.-H.: “A PSpice model for fluorescent lamps operated at high frequencies”. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on Volume:1 pages 359 – 364.

[2.21] Gulko, Sam Ben-Yaakov: “Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as a Fluorescent Lamp Driver”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993. Pages 411 – 417.

[2.22] Tseng K.J.: “Dynamic Model of Fluorescent Lamp Implemented in PSpice”. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS) proceedings, New Orleans, Louisiana, Octubre 1997.

[2.23] Liu T., Tseng K.J., Vilathgamuwa D.M.: “A PSpice Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), pp. 1749-1754, Junio 1998.

[2.24] Tseng K.J., Wang Y., Vilathgamuwa D.M.: “An Experimentally Verified Hybrid Cassie-Mayr Electric Arc Model for Power Electronics Simulations”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 428-431, Mayo 1997.

[2.25] Blanco C., Anton J.C., Robles A. ; Ferrero F.J., Campo J.C., Gonzalez M., Zissis G: “A Discharge Lamp Model Based on Lamp Dynamic Conductance”. Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:22, Issue: 3), May 2007. Pages 727 – 734.

[2.26] Blanco C., Anton J.C., Robles A., Ferrero F., Viera J.C., Bhosle S., Zissis G.: “Comparison between Different Discharge Lamp Models Based on Lamp Dynamic Conductance”. Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE 5-9 Oct. 2008.

[2.27] Viejo C.B., Anton J.C.A., Robles A., Martin F.F., Viera J.C., Bhosle S., Zissis, G.: ” Comparison Between Different Discharge Lamp Models Based on Lamp Dynamic Conductance”. Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:47, Issue: 4) July-Aug. 2011. Pages 193 – 199.

[2.28] Lin D., Yan W., Hui S. Y. R.: "Modeling of Dimmable Fluorescent Lamp Including the Tube Temperature Effects". Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol., no.99, pp.1, 2011.

- [2.29] Onishi N., Shiomi T., Okude A., Yamauchi T.: "A fluorescent lamp model for high frequency wide range dimming electronic ballast simulation". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual. Pages 1001 - 1005 vol.2.
- [2.30] Shafi M.A., McMahan R.A.: "Implementation and verification of CFL models for use in performance analysis in high frequency electronic ballasts". Power Electronics, Machines and Drives, 2006. PEMD 2006. The 3rd IET International Conference on, vol., no., pp.561-565, 4-6 April 2006.
- [2.31] Wei Z., Watson N.R., Frater L.P.: "Modelling of compact fluorescent lamps". Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on, vol., no., pp.1-6, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008.
- [2.32] Jing Yong, Liang Chen, Nassif A.B., Wilsun Xu: "A Frequency-Domain Harmonic Model for Compact Fluorescent Lamps". Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.25, no.2, pp.1182-1189, April 2010.
- [2.33] Cherl-Jin K., Yoo Byeong-Kyu, Yoon Shin-Yong, Baek Soo-Hyun: "A Proper Impedance Model of CCFL (Cold Cathode Fluorescent Lamp) Applied to the Display Unit". Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on, vol.2, no., pp.1457-1460, 29-29 Sept. 2005.
- [2.34] Deyan Lin, Wei Yan: "Modeling of Cold Cathode Fluorescent Lamps (CCFLs) With Realistic Electrode Profile". Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.25, no.3, pp.699-709, March 2010.
- [2.35] Min Sup Song, Yong Kyu Park, Jae Joong Yun, Young Ho Hwang, Bongkoo Kang: "Distributed circuit model for cold cathode fluorescent lamps in back-light unit of liquid crystal display". Elsevier Journal, Displays, vol. 31, issue 2, pp.104-110, April 2010.
- [2.36] Deng E., Cuk, S.: "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual ,vol.2, no., pp.1050-1056 vol.2, 23-27 Feb 1997.
- [2.37] Ben-Yaakov S., Shvartsas M., Glozman S.: "Statics and dynamics of fluorescent lamps operating at high frequency: modeling and simulation". Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.38, no.6, pp. 1486-1492, Nov/Dec 2002.

- [2.38] Glozman S., Ben-Yaakov S.: “Dynamic interaction of high frequency electronic ballasts and fluorescent lamps”. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual (Volume:3), Page 1363 – 1368.
- [2.39] Glozman S., Ben-Yaakov S.: "Dynamic interaction analysis of HF ballasts and fluorescent lamps based on envelope simulation". Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.37, no.5, pp.1531-1536, Sep/Oct 2001.
- [2.40] Chang-Gyum Kim, Kyu-Chan Lee, Cho, B.H.: "Modeling of CCFL using lamp delay and stability analysis of backlight inverter for large size LCD TV". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.
- [2.41] Ben-Yaakov S., Peretz M.M.: "Cold Cathode Fluorescent Lamps Driven by Piezoelectric Transformers: Stability Conditions and Thermal Effect". Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.22, no.3, pp.761-768, May 2007.
- [2.42] Spiazzi G., Buso S.: "Small-Signal Analysis of Cold Cathode Fluorescent Lamp Ballasts". Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.22, no.3, pp.753-760, May 2007.
- [2.43] Diaz R.E., Ribas J., Calleja A.J., Alonso J.M., Garcia-Garcia J.: "Small signal characterization of fluorescent lamps in dimmed operation". Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE , vol., no., pp.3563-3568, 3-5 Nov. 2009.
- [2.44] Marina Mendes Sargento Domingues Perdigão: “Research and Development on New Control Techniques for Electronic Ballasts based on Magnetic Regulators”. Ph. D. Thesis, September 2011. Universidade de Coimbra.
- [2.45] Ben-Yaakov S.: “Modeling the High – Frequency Behavior of a Fluorescent Lamp: A Comment on “A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequency””. Letters to the Editor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, NO. 6, December 1998.
- [2.46] Herrmann, Wagener: “The oxide – coated cathode” 1951.
- [2.47] Stefan Hadrath: “On electrode erosion in fluorescent lamps during instant start”. Greifswald, September 2006.
- [2.48] J.W.F. Dorleijn, L.H. Goud: “Standardisation of the static resistances of fluorescent lamp cathodes and new data for preheating”. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Volume:1) Pages: 665 – 672

- [2.49] A. Heidemann, W. Denz , W. Roche: “Specifications for the Operation of preheated cathode fluorescent lamps on electronic ballasts”, J of the IES 23, no 1 (1994) 115-120.
- [2.50] M. Myojo, I. Okuno: “Thermionic emission characteristics on current – controlled preheating of fluorescent lamp cathodes”. J. Light & Visual Environment, Illuminating Eng. Inst. of Japan, 1996, vol. 20, no. 2, p. 7-14.
- [2.51] J.W.F. Dorleijn, L.H. Goud: “Standardized data for dimming of fluorescent lamps”. Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the pages 673 - 679 vol.1
- [2.52] Yen H.C., Huang Z.J., Lee K.H.: “Fluorescent Lamp Model for High-Frequency Electronic Ballasts”. Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on Volume:2, Pages: 1184 - 1189
- [2.53] Wakabayashi F.T., Dantas F.D., Pinto J.O.P., Canesin C.A.: “Fluorescent Lamp Model based on Equivalent Resistances, Considering the Effects of Dimming Operation”. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th 16-16 June 2005 Pages 1136 - 1141

Capítulo 3

Caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes con la potencia de salida regulada

Como es sabido, las lámparas de descarga presentan una impedancia dinámica negativa que hace necesario la utilización de un balasto que limite la corriente de arco. Esta impedancia es el factor clave para determinar la respuesta dinámica y la estabilidad del sistema lámpara – balasto.

En la bibliografía más reciente se pueden encontrar algunos trabajos en los que se desarrollan modelos de pequeña señal para lámparas fluorescentes [3.1] [3.4], no obstante estos modelos suelen ser útiles para caracterizar la lámpara cuando ésta trabaja a la potencia nominal.

En la mayoría de los trabajos, la expresión que describe la característica de pequeña señal de una lámpara fluorescente está compuesta por un único polo y un único cero, pudiéndose obtener los parámetros del modelo por dos vías diferentes, bien utilizando una perturbación de frecuencia variable [3.1][3.4] o bien por medio de la respuesta que la lámpara presenta ante la excitación de una señal escalón [3.10].

En éste capítulo se describe el procedimiento utilizado en la adquisición de los parámetros necesarios para la caracterización de las lámparas fluorescentes. La sistemática se aplicará en primer lugar despreciando los efectos de los electrodos, tal y como hacen los autores de la mayor parte de referencias. Posteriormente se propondrán varias técnicas para caracterizar los electrodos y estudiar su efecto en la estabilización de la descarga en balastos resonantes.

El método que se emplea para caracterizar la descarga es el de superponer una perturbación senoidal de frecuencia variable a la señal de corriente continua aportada por la fuente de alimentación utilizada.

3.1. PROCEDIMIENTOS DE CARACTERIZACION

3.1.1. INTRODUCCIÓN

Para la caracterización en pequeña señal de lámparas de descarga en la literatura se describen dos procedimientos:

- Caracterización por escalón de potencia.
- Caracterización por modulación de la potencia a frecuencia variable.

Con el primer método se aplica un escalón de corriente en la lámpara y se obtiene la respuesta de pequeña señal estudiando el transitorio que se produce en la tensión. Este método presenta como principal ventaja la rapidez con la que se obtienen los parámetros del modelo, especialmente cuando se emplean funciones de transferencia que requieran ajustar pocos parámetros. El principal inconveniente es la baja precisión de los resultados. Esto se debe principalmente a que las lámparas de descarga presentan una característica no lineal que hace que su comportamiento sea muy distinto dependiendo del sentido del escalón. La causa de ello es que los procesos físicos que tienen lugar en la descarga durante la ionización y en la desionización son diferentes [3.11] [3.12].

En este trabajo se ha optado por utilizar una perturbación senoidal de pequeña señal para obtener la respuesta combinada de los procesos de ionización y desionización e incrementar de este modo la precisión en el cálculo de los parámetros del modelo.

El objetivo principal del procedimiento propuesto es obtener una función de transferencia que resulte adecuada para su aplicación en balastos de alta frecuencia de tipo resonante, que son los más empleados actualmente a nivel industrial. Interesa por tanto que el banco de ensayos proporcione una señal senoidal que se pueda modular en amplitud para generar la perturbación de potencia requerida para caracterizar la lámpara.

3.1.2. TOPOLOGIAS UTILIZADAS

Uno de los objetivos de la configuración de la Fig. 3.1 es poder comparar los resultados obtenidos con los reflejados en las referencias [3.1] [3.2] [3.3] en las que no se tiene en cuenta el efecto de los electrodos.

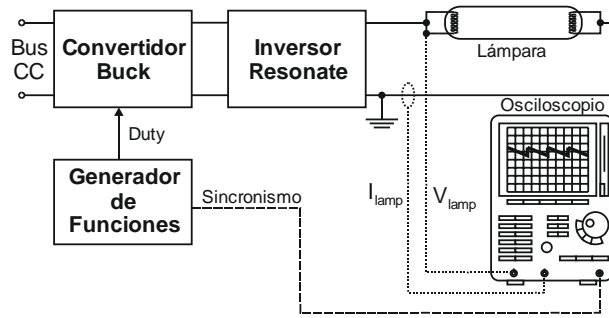


Fig. 3.1. Diagrama de bloques de la configuración experimental utilizada para la caracterización de la lámpara.

El diagrama de bloques de la Fig. 3.1 nos representa una lámpara con los electrodos cortocircuitados y alimentada por una topología de potencia basada en un convertidor reductor cc - cc seguido por un inversor resonante.

El inversor resonante tiene como funciones el encendido de la lámpara y la estabilización de la descarga, mientras que el convertidor reductor se encarga del control de la potencia de salida y de la inyección de la perturbación de pequeña señal.

La perturbación, utilizada para la caracterización de la lámpara, es aportada por el generador de funciones, el cual está sincronizado durante todo el proceso con el osciloscopio de dos canales empleado para la captura de los datos.

Para la caracterización de la descarga se miden la corriente y la tensión instantáneas de la lámpara mediante el osciloscopio. Los valores obtenidos son elevados al cuadrado y filtrados para determinar sus valores eficaces. Los desfases entre \hat{R}_L y \hat{P}_L , de la expresión (3.1) se hallan, mediante la transformada rápida de Fourier, para cada frecuencia de perturbación. El tratamiento posterior de los datos se realiza con el software matemático Mathcad.

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = k' \cdot \frac{\frac{s}{z'} + 1}{\frac{s}{p'} + 1} \quad (3.1)$$

No obstante, tal y como se indicó en el Capítulo 2, el comportamiento de los electrodos equivale aproximadamente a una resistencia y ésta puede tener un efecto considerable en la determinación de la estabilidad del sistema balasto-lámpara. Para obtener la característica de los electrodos hay que tener en cuenta que tanto la temperatura media como su distribución afectan de forma importante a su comportamiento eléctrico. Es necesario por tanto que el sistema de caracterización permita el control tanto de la corriente de descarga como de la corriente de caldeo. La corriente de descarga afecta a la operación del punto caliente del

electrodo, especialmente para potencias próximas a la nominal. Pero a potencia reducida es necesario añadir un cierto nivel de corriente de caldeo para que la temperatura del punto caliente no se reduzca demasiado y el desgaste por sputtering se haga excesivo. En el presente trabajo se pretende determinar cuál es efecto de los siguientes parámetros directamente relacionados con el reparto de corrientes en los electrodos:

- Corriente de descarga. El estudio está centrado en balastos con control de potencia por lo que la corriente de descarga es uno de los parámetros a tener en cuenta.
- El nivel SoS. Tal y como se vio en el capítulo anterior, la suma cuadrática de las corrientes que circulan por los terminales de cada electrodo es el parámetro que más influencia tiene en la temperatura del punto caliente. En este trabajo se plantea realizar la caracterización tomando como valor de referencia las líneas SoS objetivo que definen los principales fabricantes.
- El desfase relativo entre la corriente de caldeo y la corriente de descarga. Aun fijando los valores de la corriente de descarga y SoS, para determinar la corriente de caldeo es preciso conocer también su desfase respecto a la corriente de descarga. Por este motivo, el sistema de caracterización debe poder ajustar este desfase para poder determinar su efecto en el modelo del electrodo.
- La dinámica del electrodo. Es previsible que si se modula la corriente de la descarga o la de caldeo esta modulación tendrá efecto en la impedancia de los electrodos. La inercia térmica del electrodo dará lugar a que exista una cierta dinámica que podría tener algún efecto en la impedancia de los electrodos que sería conveniente cuantificar.

Para controlar estos cuatro parámetros se ha empleado el banco de ensayos cuyo esquema simplificado se muestra en la Fig. 3.2.

Este circuito está basado en dos inversores resonantes alimentados desde dos fuentes de corriente continua diferentes. Uno de los inversores se utiliza para el control de la corriente de arco, mientras que el otro se emplea para aportar las corrientes de caldeo a los electrodos cuando éstas sean necesarias.

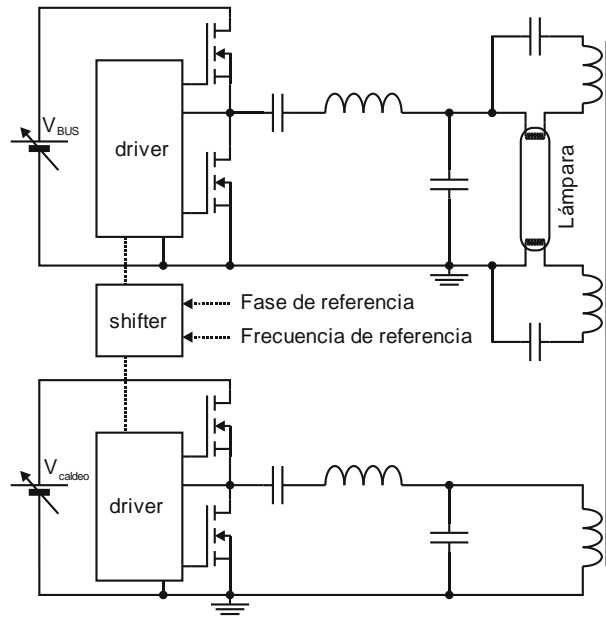


Fig. 3.2. Esquema simplificado del circuito de caracterización.

Ambas fuentes están diseñadas para proporcionar una pequeña señal senoidal superpuesta a la tensión de corriente continua de la salida, en orden de aportar las perturbaciones necesarias para la caracterización tanto del arco como de los electrodos.

El circuito equivalente utilizado para éste tipo de análisis es el mostrado en la Fig. 3.3. En ella el arco es modelado por la resistencia R_D y los electrodos por las resistencias r_1 y r_2 . Los componentes inductivos de las impedancias de los electrodos no son considerados en éste modelo y sus resistencias, r_1 y r_2 , serán asumidas como diferentes. Esta asunción no es tenida en cuenta en muchas publicaciones como por ejemplo en [3.5].

Este procedimiento tiene la intención no solo de calcular los valores instantáneos de las resistencia R_D , r_1 y r_2 sino también la de determinar su evolución a lo largo de un ciclo de perturbación.

Las resistencias se calculan independientemente para evaluar como se ven afectadas por las perturbaciones de pequeña señal tanto de la corriente de arco como de las corrientes de caldeo [3.6] [3.7] [3.8].

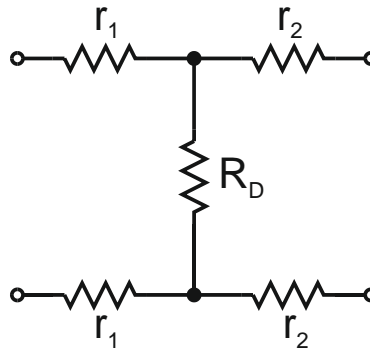


Fig. 3.3. Circuito equivalente de la lámpara incluyendo la resistencia de los electrodos.

Para la caracterización experimental, las corrientes que circulan a través de los terminales del electrodo pueden ser medidas directamente utilizando dos sondas de corriente. La corriente de la descarga i_D se puede calcular como la diferencia entre las corrientes i_{LH} e i_{LL} , Fig. 3.4.

El punto caliente (hot spot, Fig. 3.5) no es accesible por lo que, debido a esto, tan solo se pueden medir las tensiones v_{EL} y v_L , Fig. 3.4, para lo que utilizaremos sondas de tensión.

Tanto las sondas de tensión como las sondas de corriente estarán conectadas a un osciloscopio digital de cuatro canales. El osciloscopio se ajustará para que sus cuatro canales recojan más de 200 puntos por periodo de la señal de alta frecuencia, y para que el tamaño de la muestra sea de al menos un periodo de la frecuencia de perturbación.

Todos estos pasos del proceso se repetirán para cada frecuencia de perturbación.

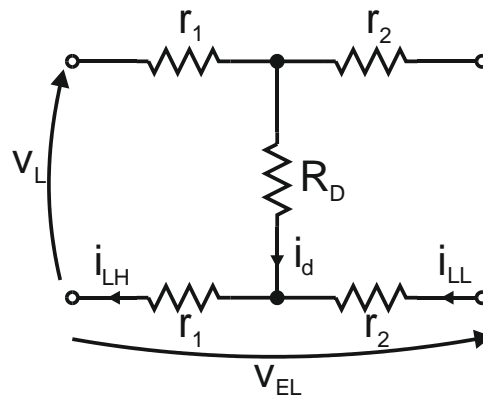


Fig. 3.4. Parámetros medibles.

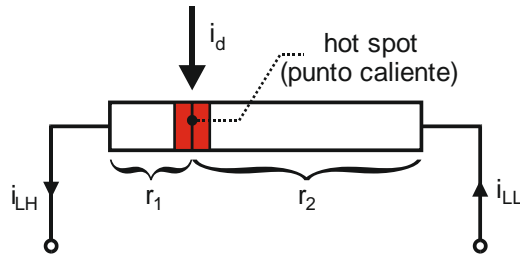


Fig. 3.5. Distribución de las corrientes en un electrodo.

Asumiendo que los dos electrodos de la lámpara tienen idénticas características, las ecuaciones que representan al circuito de la Fig. 3.5 son las expresadas en (3.2) y (3.3).

$$V_{EL} = r_1 \cdot i_{LH} + r_2 \cdot i_{LL} \quad (3.2)$$

$$V_L = 2 \cdot r_1 \cdot i_{LH} + R_D \cdot i_D \quad (3.3)$$

El procedimiento está fundamentado en la utilización de una ventana deslizante cuyo tamaño es el de un periodo de la alta frecuencia. Esta ventana contiene los datos adquiridos por los cuatro canales del osciloscopio digital (i_{LH} , i_D , V_{EL} y V_L), posteriormente a estos datos se les aplica la transformada rápida de Fourier (FFT) para obtener fácilmente la componente fundamental de las cuatro señales. Los valores complejos proporcionados por la transformada rápida de Fourier permiten obtener los valores de R_D , r_1 y r_2 utilizando las expresiones (3.2) y (3.3).

En la Fig. 3.6 podemos apreciar la representación de la ecuación (3.3) en forma compleja.

En ella, el desfase φ existente entre la corriente que circula por uno de los terminales del electrodo i_{LL} y la corriente de la descarga i_D es casi 90° en adelante. No obstante, utilizando la expresión (3.3), se pueden calcular los valores de las resistencias para cualquier desfase φ comprendido entre 0° y 180° .

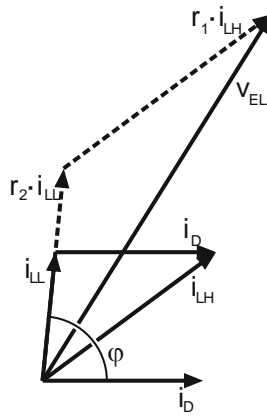


Fig. 3.6. Cálculo de las resistencias del electrodo utilizando la aproximación fundamental.

El proceso se repite para todos los puntos adquiridos durante un ciclo de perturbación completa obteniéndose de ésta forma la evolución de los valores de las resistencias para todo el ciclo.

El procedimiento es una combinación de la caracterización descrita en las referencias [3.8] [3.9].

Para el control de todo el conjunto se utiliza un ordenador personal trabajando con un programa desarrollado en LabView conforme a la disposición mostrada en la Fig. 3.7.

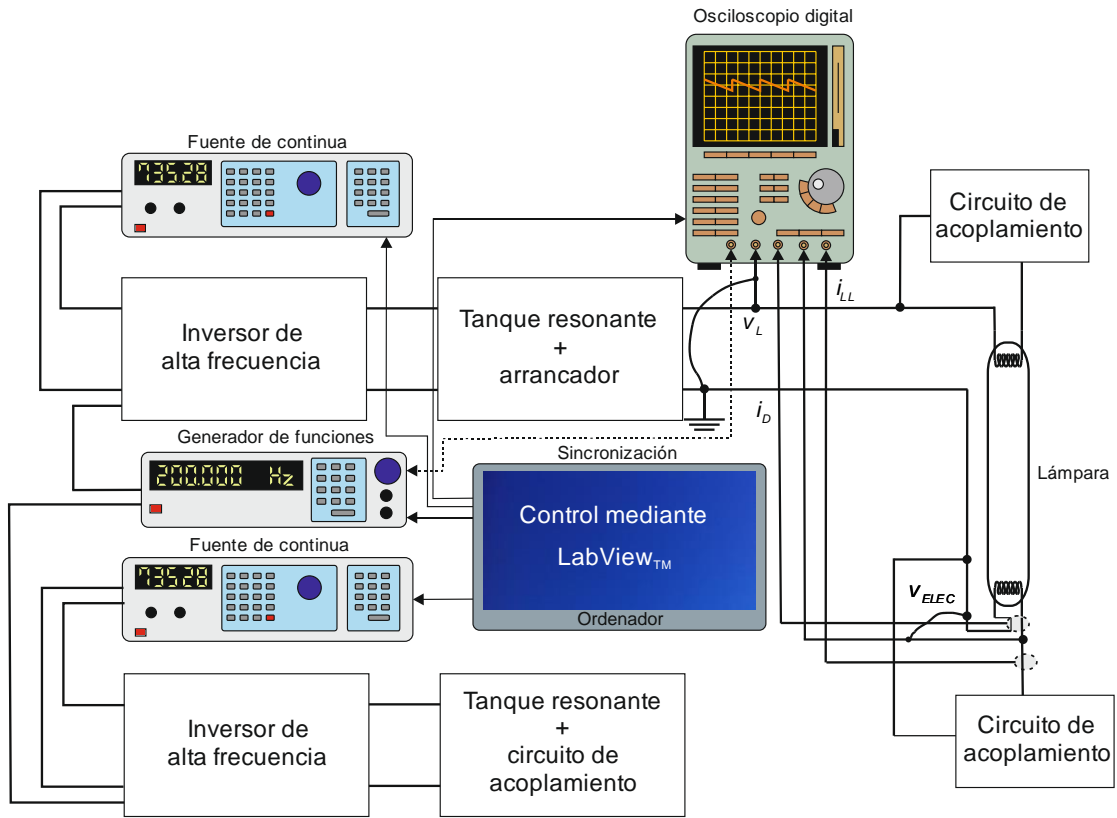


Fig. 3.7. Disposición empleada para la toma de datos.

3.2. DESCRIPCIÓN DEL HARDWARE DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

3.2.1. OBJETIVO DEL DISEÑO

Los objetivos del sistema de adquisición de datos son los siguientes:

- Poder ajustar el punto de funcionamiento de todos los parámetros que afectan al funcionamiento de la lámpara (corriente de la descarga, corriente de los electrodos, etc.).
- Permitir introducir perturbaciones en la corriente de descarga y en los electrodos para su caracterización en pequeña señal.
- Poder medir todas las tensiones y corrientes relevantes del funcionamiento de la lámpara.

3.2.2. SUPOSICIONES Y CRITERIOS DE PARTIDA

Las suposiciones y criterios de partida son los siguientes:

- Asumimos un funcionamiento en alta frecuencia con tensiones y corrientes aproximadamente senoidales. Estas formas de onda son las que presentan los balastos resonantes, configuraciones que en la actualidad son las más utilizadas.
- Suponemos que los dos electrodos se comportan de forma idéntica. Con ésta premisa tomamos la decisión de solo realizar medidas de tensiones y de corrientes en uno de ellos, Fig. 3.8. Esta suposición está abalada por la bibliografía más reciente. No obstante, debemos ser conscientes de que si uno de los electrodos está dañado pueden existir diferencias sustanciales.

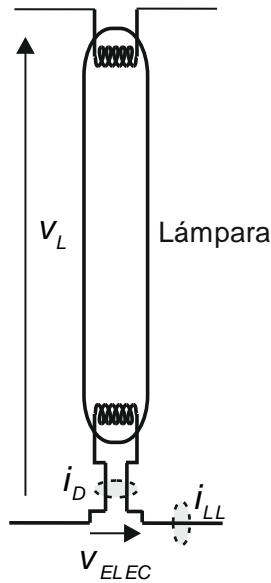


Fig. 3.8. Toma de datos de las tensiones y corrientes en la lámpara.

- Para realizar la caracterización en pequeña señal se precisa modular la señal de alta frecuencia que alimenta la lámpara. Una de las formas posibles de realizar ésta operación es modular la frecuencia y emplear la característica de salida del circuito resonante para obtener la modulación de la amplitud. De todas formas, para evitar subarmónicos por efecto de emplear señales de frecuencias distintas, se emplea una portadora de frecuencia fija y se modula la amplitud, Fig. 3.9.
- Para la caracterización del funcionamiento de los electrodos se emplea una portadora de la misma frecuencia que la de la corriente de descarga. El desfase entre ambas portadoras será ajustable en un rango, aproximado, de entre -170° y 170° . El circuito se diseña de forma que permite introducir modulación o no a la corriente de los electrodos.

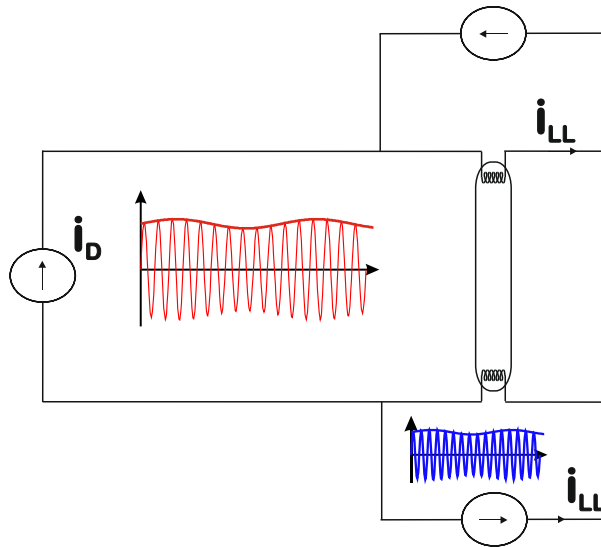


Fig. 3.9. Esquema del circuito de caracterización.

3.2.3. DIAGRAMA DE BLOQUES Y FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DE MEDIDA

La Fig. 3.10 muestra el diagrama de bloques del hardware del sistema de medida.

El sistema está compuesto básicamente de dos etapas: una que controla la corriente de descarga y otra que controla la corriente de caldeo.

Ambas etapas están formadas por una fuente, supervisada desde un programa desarrollado en LabView, un reductor, que permite insertar las perturbaciones en la tensión del BUS, un inversor de onda cuadrada y un filtro resonante que proporciona las señales senoidales para la alimentación de la lámpara.

Tanto los dos reductores como los dos inversores funcionan a la misma frecuencia. Esta parte del diseño es fundamental puesto que evita la aparición de subarmónicos los cuales podrían interferir en la caracterización de las lámparas.

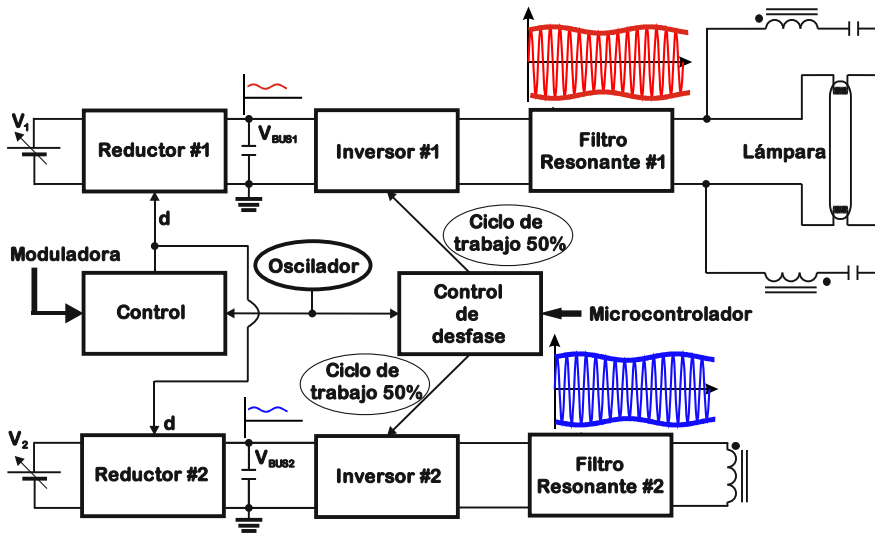


Fig. 3.10. Diagrama de bloques del hardware del sistema de medida.

Como se puede apreciar en la Fig. 3.11 el control de los transistores que conforman las configuraciones de los reductores y de los inversores están realizados por cuatro circuitos integrados IR 2104.

El IR 2104 es un circuito integrado que se utiliza como controlador de MOSFET e IGBT. Dispone de dos canales de salida, alto y bajo, que se activan por los flancos de subida y bajada de la señal de referencia.

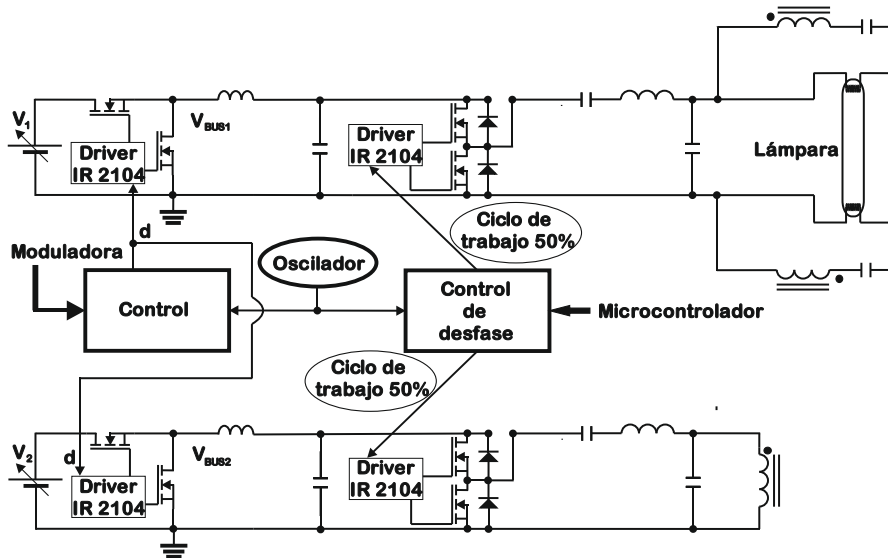


Fig. 3.11. Esquema resumido del circuito de medida.

Para la generación de las señales de control se emplean dos circuitos integrados SG3524 sincronizados. El primero se utiliza para generar la señal de ciclo de trabajo variable que permite modular la tensión en la salida de los dos convertidores reductores. El segundo, en combinación con dos PLL's, se encarga de obtener la señal de gobierno de los dos inversores de onda cuadrada. Además, éste segundo integrado, proporciona una señal de ciclo de trabajo constante ajustable mediante un potenciómetro instalado al efecto. Esta señal, denominada de referencia, se puede observar en la Fig. 3.12.

Asociado a este segundo SG3524 se acoplan los dos PLL's para obtener dos señales de ciclo de trabajo del 50%, uno de ellos está sincronizado con los flancos de subida de la señal de referencia y el otro está sincronizado con los flancos de bajada de la señal mencionada. De este modo si la señal de referencia estuviera configurada con ciclo de trabajo del 50% las señales que controlan los dos inversores estarían en fase. Ver Fig. 3.12.

Por otra parte, se hacen trabajar los filtros resonantes a la frecuencia de resonancia natural con la intención de obtener un funcionamiento equivalente a una fuente de corriente. Este comportamiento produce que tanto la corriente de descarga como la de caldeo tengan poca dependencia de la carga equivalente de la lámpara.

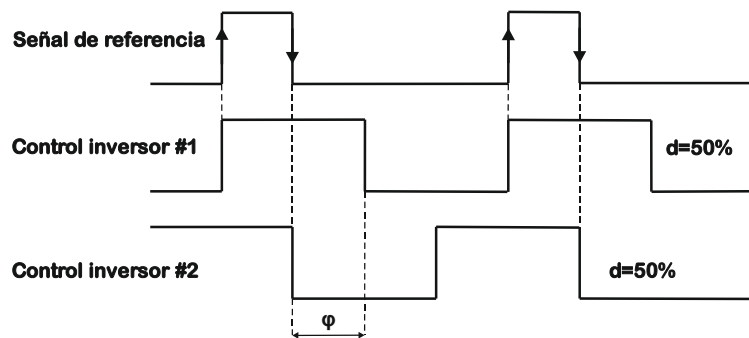


Fig. 3.12. Señales de control.

3.2.4. PARÁMETROS BÁSICOS DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN.

El sistema de adquisición de datos utilizado en los ensayos estaba basado en el osciloscopio digital de cuatro canales de la firma YOKOGAWA modelo DL9040, ver Fig. 3.13.

Las principales características técnicas del equipo son las que a continuación se relacionan:

- Máxima tasa de muestreo: 5 GS/s.
- Ancho de Banda 500 MHz
- Máxima capacidad de registro por canal: 2,5 MW
- Resolución 8 bits

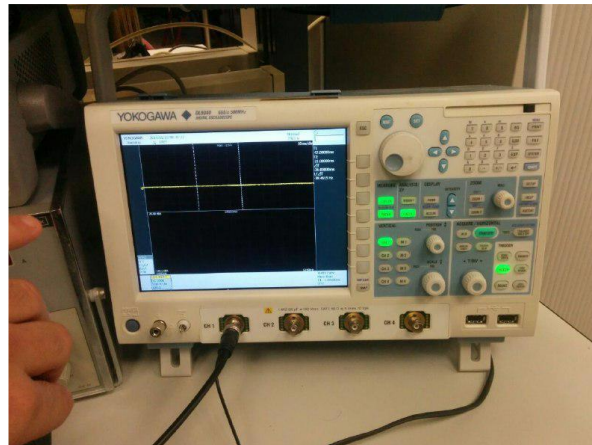


Fig. 3.13. Osciloscopio digital de cuatro canales DL9040 de YOKOGAWA.



Fig. 3.14. Fuente de alimentación.



Fig. 3.15. Sonda de corriente N2783A.

Asociado al osciloscopio se emplean dos sondas de corriente de la casa Agilent modelo N2783A, ver la Fig. 3.14 y la Fig. 3.15, para medir las corrientes de la descarga y de caldeo.

El control del sistema de adquisición de datos se realiza mediante un programa desarrollado con el software LabView™.

El procedimiento de adquisición utilizado consistió básicamente en fijar una frecuencia de muestreo de 12,5Mhz y modificar el tiempo de adquisición para tomar al menos un periodo completo de la señal moduladora. Este sistema limita la frecuencia de modulación mínima a 50 Hz. Valores inferiores sobrepasarían la capacidad de la memoria del osciloscopio utilizado. No obstante, de trabajos descritos en la bibliografía, se conoce que la dinámica de la descarga para frecuencias por debajo de 100Hz es depreciable en las lámparas fluorescentes.

Los cuatro canales se ajustan para capturar más de 200 muestras por periodo de la señal de alta frecuencia, y el tamaño del bloque de datos será tal que al menos se adquiera un periodo de la frecuencia de perturbación, ver Fig. 3.16.

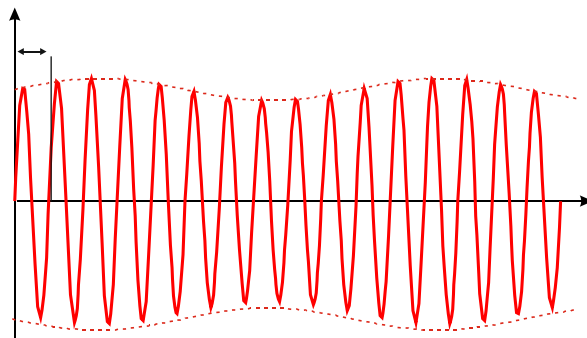


Fig. 3.16 Muestras necesaria por periodo de la señal portadora.

3.3. DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

Como se comentó en apartados anteriores, el control de todo el proceso se realiza mediante un ordenador personal ejecutando un programa desarrollado con el software LabView.

LabView es una herramienta de programación gráfica orientada, principalmente, a aplicaciones de control de instrumentos electrónicos.

El programa está conformado por un conjunto de ventanas recorridas secuencialmente, en las que se detendrá el tiempo necesario para realizar la tarea que cada una de ellas tiene asignada.

Antes de que el programa sea ejecutado se deberá de introducir desde el teclado los valores deseados para cada una de las variables principales.

En la pantalla de captura de las condiciones iniciales de las variables principales existen dos tipos de valores, los que provienen de aplicar la normativa de obligado cumplimiento (UNE – EN 60901) o los parámetros facilitados por los fabricantes en sus hojas de características, bien sea por aplicación directa (línea SoS inicial) o por cálculo (tensiones de los BUSES de caldeo y principal), y los no dependientes de la normativa (corrientes de descarga y frecuencias de perturbación) que son elegidos en función del tipo de ensayo y de lámpara a analizar.

Las condiciones iniciales de las tensiones del BUS de caldeo y del BUS principal se utilizan para las fases de precalentamiento y arranque de la lámpara respectivamente.

Por ejemplo, tal y como se describió en el Capítulo 2, para el cálculo de la tensión de caldeo necesaria para el cebado de una lámpara fluorescente de casquillo único PL-26W de Philips se utilizarán los datos mostrados en la Tabla 3.1.

Requisitos de cebado con precalentamiento del cátodo, para tiempos de cebado $0,4s < t_s < 3,0s$		
Energía de precalentamiento mínima del cátodo: $E_{min}=Q_{min}+P_{min}*t_s$	$Q_{min}(J)$	1,0
	$P_{min}(W)$	0,8
Resistencia de sustitución para cada cátodo, para ensayar los requisitos de precalentamiento del cátodo mínimos	$R_{min}(\Omega)$	9,0
Energía de precalentamiento máxima del cátodo: $E_{max}=Q_{max}+P_{max}*t_s$	$Q_{max}(J)$	2,0
	$P_{max}(W)$	1,6
Resistencia de sustitución para cada cátodo, para ensayar los requisitos de precalentamiento del cátodo máximos	$R_{max}(\Omega)$	12

Tabla 3.1. Requisitos mínimos de cebado para una lámpara fluorescente de casquillo único Philips PL-26W.

Con los parámetros de la Tabla 3.1, teniendo en cuenta la ecuación (3.4) y tomando un valor de t_s igual a 1,5 segundos, obtenemos unos valores de corriente comprendidos entre 410 mA y 494 mA.

$$E = R \cdot I^2 \cdot t_s \quad (3.4)$$

La tensión de caldeo se obtiene seleccionando una corriente de entre las incluidas en el rango calculado en el párrafo anterior e introduciéndola en la ecuación (3.5).

$$V_{caldeo} = I \cdot 134,819 - 3,53 \quad (3.5)$$

Para el cálculo de la tensión a aplicar en el BUS principal se utilizará la ecuación (3.6) la corriente elegida para el cálculo de ésta variable será la corriente nominal de descarga.

$$V_{BUS} = I_D \cdot 931,885 + 6,926 \quad (3.6)$$

Las ecuaciones (3.5) y (3.6) se han deducido de forma experimental teniendo en cuenta el comportamiento del circuito de caracterización diseñado.

Siguiendo con el ejemplo anterior y tomando como valores de las corrientes los que figuran en la primera columna de la Tabla 3.2 se obtienen los valores mostrados en la segunda columna de la misma tabla.

Corrientes	Tensiones
$I = 450mA$	$V_{caldeo} = 53,13$
$I_D = 300mA$	$V_{BUS} = 286,50$

Tabla 3.2. Valores de las tensiones de caldeo y de BUS principal para una lámpara Philips PL-26W.

Para ésta lámpara concreta los ensayos se realizan teniendo en cuenta la línea SoS objetivo recomendada por la norma UNE – EN 60901 y la cual se refleja en la expresión (3.7).

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = 0,175 - 0,3 \cdot 0,570 \cdot I_D = 0,175 - 0,171 \cdot I_D \quad (3.7)$$

El resto de las condiciones iniciales son elegidas tratando de evitar saltos bruscos tanto en la potencia de salida como en la frecuencia de perturbación añadida.

Una vez establecidas las condiciones iniciales, el programa es inicializado desde la consola.

Las fuentes de tensión reciben los valores reseñados y el circuito de caracterización gestiona el primer momento hasta que la lámpara, una vez precalentados los electrodos, arranca.

Automáticamente el programa pasa a la siguiente etapa, la cual consiste en llevar a la lámpara a su estado de máximo rendimiento. Para ello la fuente de tensión que alimenta al BUS de caldeo pasa a suministrar 0V durante un periodo de 20 minutos.

Llegado a éste punto, el programa toma el primer valor de corriente de descarga que se quiere caracterizar y se calcula la tensión del BUS principal para ese nivel de potencia conforme a la ecuación (3.6).

Para el cálculo de la tensión teórica que se va a aplicar en el BUS de caldeo, debemos de obtener primero la corriente I_{LL} , para ello, utilizamos la ecuación (3.8) que se obtiene después de considerar ideal la relación de las corrientes de la Fig. 3.5.

$$I_{LH}^2 = I_{LL}^2 + I_D^2 \quad (3.8)$$

Gráficamente la ecuación se puede observar en la Fig. 3.6, siempre y cuando se considere el ángulo $\varphi = 90^\circ$.

Continuando con el ejemplo, y combinando las expresiones (3.7) y (3.8) se obtiene la corriente I_{LL} , tal y como se muestra en la ecuación (3.9).

$$I_{LL} = \sqrt{\frac{0,175 - 0,171 \cdot I_D - I_D^2}{2}} \quad (3.9)$$

Una vez calculada I_{LL} se introduce en la expresión (3.5) obteniendo así la tensión de caldeo.

Las tensiones obtenidas en los párrafos anteriores se trasladan a las fuentes de tensión gestionadas por el programa. Puesto que el circuito de caracterización tiene una respuesta “no ideal” la corriente de caldeo se aleja de la SoS objetivo por lo que la temperatura del electrodo estaría fuera del rango deseado en un proceso de dimming. Para evitar este problema se toman muestras, con un osciloscopio digital de cuatro canales, de las variables: i_D, i_{LL}, v_{EL} y v_L , aplicando la transformada rápida de Fourier (FFT) se extraen las componentes fundamentales de los parámetros, Fig. 3. 17.

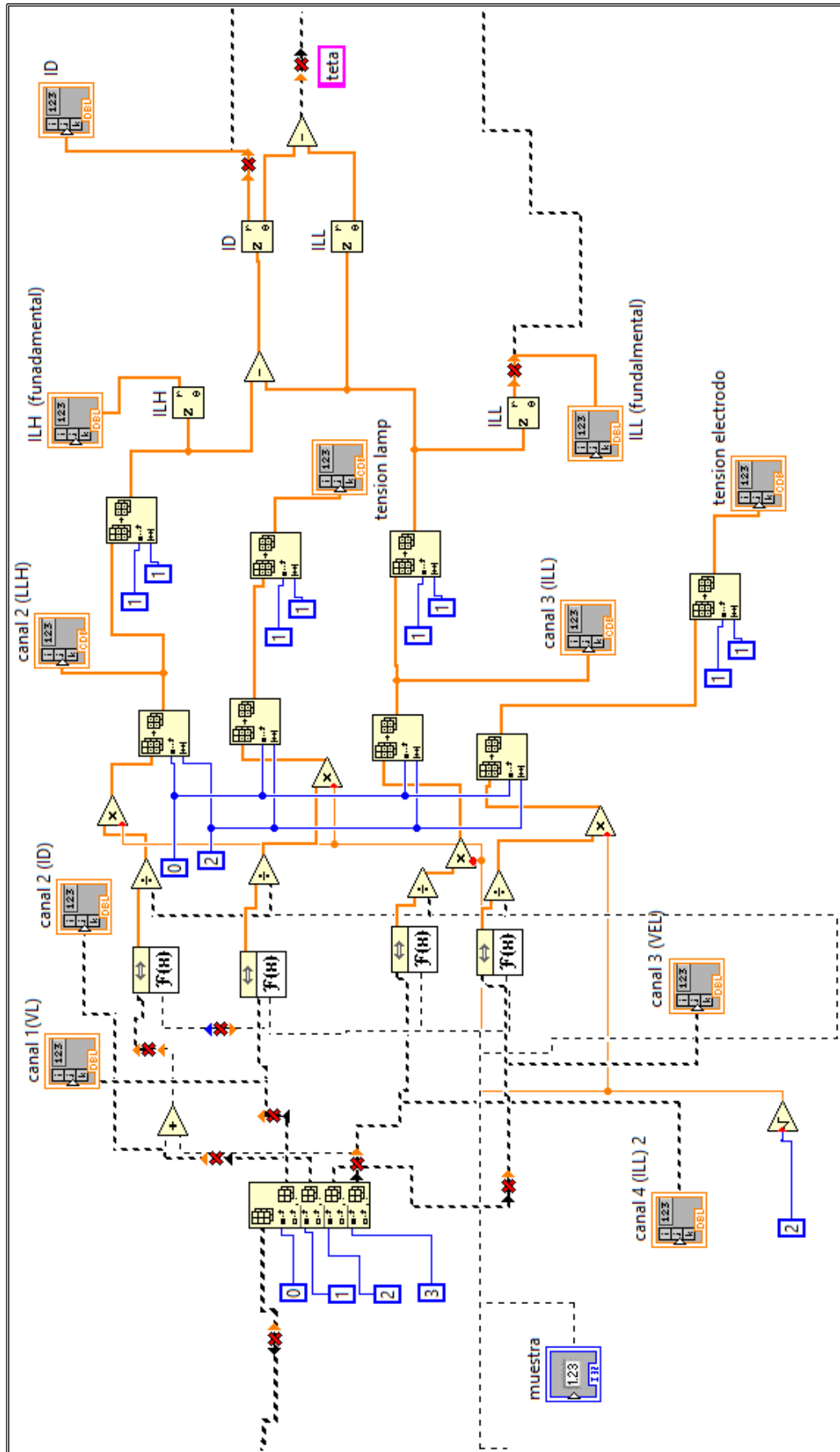


Fig. 3. 17. Parte del programa en el que se extrae la componente fundamental por medio de la FFT en LabView.

La no idealidad del circuito de caracterización produce un desfase $\varphi \neq 90^\circ$ y por consiguiente la relación entre las corrientes que fluyen de alguna manera por el electrodo tomando la forma que representa la Fig. 3.18.

Con todo lo anterior y aplicando el teorema del coseno obtenemos la nueva I_{LL} la cual queda reflejada en la ecuación (3.10).

$$I_{LL} = \frac{-2 \cdot I_D \cdot \cos \varphi \pm \sqrt{(2 \cdot I_D \cdot \cos \varphi)^2 - 8 \cdot (I_D^2 - SoS)}}{4} \quad (3.10)$$

La nueva tensión de caldeo se obtendrá de la ecuación que se representa en (3.11).

$$V_{ncaldeo} = \frac{V_{acaldeo}}{I_{aLL}} \cdot I_{nLL} \quad (3.11)$$

Este proceso de iteración se realiza en cuatro ocasiones hasta conseguir que la línea SoS sea prácticamente la línea objetivo.

La tensión de caldeo definitiva se envía a la fuente de tensión que alimenta al BUS de caldeo y se transmite al generador de funciones la primera frecuencia que se va a superponer a la tensión del BUS principal. Los resultados, i_D, i_{LL}, v_{EL} y v_L , son recogidos por el osciloscopio digital de cuatro canales y los datos son grabados en una memoria USB para su tratamiento. Posteriormente el generador de funciones recibe la siguiente frecuencia del programa, repitiéndose el proceso de la recogida de datos. Se repite la secuencia para todas las frecuencias introducidas en la pantalla de captura.

Por último, el programa repite todos los pasos explicados anteriormente para todas las potencias seleccionadas, excepto para los pasos primero y segundo, precalentamiento y calentamiento.

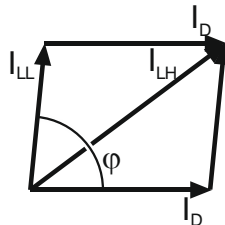


Fig. 3.18. Relación no ideal de las corrientes que fluyen por un electrodo.

El tiempo invertido para la obtención de los datos de una única lámpara supera las cuatro horas de ejecución por ensayo. Como ya se comentó en párrafos anteriores para las dos primeras fases, precalentamiento y calentamiento, el tiempo programado fue de 1,5 segundos y de 20 minutos, respectivamente. El tiempo restante se reparte entre la realización de los cálculos de las corrientes y de las tensiones necesarias para alcanzar el valor de la línea SoS más próximo al recomendado por la norma UNE – EN 60901, y la captura de los datos para las diferentes frecuencias programadas para cada potencia. En esta parte, se incluyen sucesivas iteraciones para el cálculo apropiado de la corriente i_{LL} , lo que representa otras tantas capturas de datos por medio del osciloscopio.

REFERENCIAS

- [3.1] Deng E., Cuk, S.: "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual ,vol.2, no., pp.1050-1056 vol.2, 23-27 Feb 1997.
- [3.2] Javier Ribas Bueno: "Control optimizado de balastos electrónicos. Modelado estático y dinámico de inversores resonantes y lámparas de descarga." Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Septiembre 2001.
- [3.3] Ben-Yaakov S., Shvartsas M., Glozman S.: "Statics and dynamics of fluorescent lamps operating at high frequency: modeling and simulation". Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.38, no.6, pp. 1486-1492, Nov/Dec 2002.
- [3.4] J. Ribas, J.M. Alonso, E.L. Corominas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades. "Analysis of Lamp-Ballast Interaction Using the Multi-Frequency Averaging Technique". IEEE PESC Rec., 2001, Vancouver, Canada.
- [3.5] T. Ribarich, E. Thompson; "T5 Lamp Ballast Using Voltage-Mode Filament Heating"; International Rectifier Application note AN-1020; El Segundo, California, October 2000.
- [3.6] F. T. Wakabayashi, M. A. Gomes de Brito, C. S. Ferreira, C. A. Canesin; "Setting the Preheating and Steady-State Operation of Electronic Ballasts, Considering Electrodes of Hot-Cathode Fluorescent Lamps"; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, pp. 899-911, May 2007.
- [3.7] F. T. Wakabayashi, F.D. Dantas, J.O.P. Pinto, C. A. Canesin; "Measuring the Equivalent Resistance of the Electrodes' Filaments of Tubular Fluorescent Lamps During Dimming Operation"; 8th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2005; Recife, Brasil, June 2005.
- [3.8] J. Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, E.L. Corominas, J. García; "Electrode Characterization in Dimmed Operation of Fluorescent Lamps", Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Phoenix, USA, November 2010.
- [3.9] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, J.M. Alonso, J. Garcia-Garcia; "Small Signal Characterization of Fluorescent Lamps in Dimmed Operation"; Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Porto, Portugal, November 2009

[3.10] J.M. Alonso, M.A. Dalla-Costa, J. Cardesin, J.A. Martin-Ramos, J. Garcia-Garcia.: “Small-Signal Modeling of Discharge Lamps Through Step Response and Its Application to Low-Frequency Square-Waveform Electronic Ballasts”. IEEE Transactions on Power Electronics. Volume: 22, Issue: 3, Special Section on Lighting Applications, May 2007.

[3.11] Lin, D; Hui, SYR; Chua, LO: “Gas Discharge Lamps Are Volatile Memristors”. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2014, v. 61 n. 7, p. 2066-2073. <http://hdl.handle.net/10722/199098>.

[3.12] Baibulatov, F. Kh.: “*Demonstration of deionitation of a mercury plasma*”. Novosibirsk State University. Usp. Fiz. Nauk 89, 305-306 (June, 1966).

Capítulo 4

Aportaciones al modelado de pequeña señal de lámparas fluorescentes

En la bibliografía más reciente, se han presentado numerosos modelos de pequeña señal para lámparas fluorescentes. Estos modelos, están generalmente enfocados hacia la caracterización de la impedancia dinámica de la lámpara en pequeña señal a la potencia nominal utilizando para tal fin una función de transferencia compuesta por un único polo y un único cero.

En éste capítulo se describe en primer lugar el modelo en pequeña señal de una lámpara fluorescente obtenido para diferentes niveles de potencia sin tener en cuenta el efecto de los electrodos sobre el mismo. Para cada nivel de potencia se obtienen los parámetros necesarios para utilizar la función de transferencia con un único polo y un único cero.

Posteriormente se presenta un procedimiento para determinar el circuito equivalente de los electrodos cuando la lámpara trabaja a diferentes niveles de potencia. La caracterización de los electrodos se obtiene teniendo en cuenta el área de operación definida por las líneas SoS.

Seguidamente se describe la caracterización de una lámpara fluorescente utilizando una función de transferencia compuesta por un doble cero real y un doble polo complejo, teniendo en cuenta sobre el modelo los efectos aportados por los electrodos.

Finalmente se propone un nuevo modelo, basado en una función de transferencia de doble polo – doble cero, que caracteriza una lámpara fluorescente teniendo en cuenta el nivel de potencia y la temperatura ambiente del entorno.

4.1. INTRODUCCIÓN

Uno de los primeros objetivos perseguidos durante la realización del presente trabajo fue comprobar la adecuación del modelo polo-cero descrito en la literatura existente [4.1] y [4.3] cuando se usa para aproximar el comportamiento dinámico de las lámparas fluorescentes en balastos con control de potencia. La literatura descrita hasta la fecha se centraba en el funcionamiento a potencia nominal, por lo que era previsible que el comportamiento de la lámpara cambiase a potencia reducida y fuese necesario ajustar los parámetros del modelo en función de la potencia. No obstante, a medida que se realizaban los ensayos, se fueron obteniendo resultados que hicieron necesario revisar los objetivos, plantear nuevos modelos y realizar nuevos ensayos. La secuencia temporal seguida se puede resumir en los siguientes pasos:

- En primer lugar, se despreció el efecto de los electrodos y se caracterizó una lámpara compacta a varios niveles de potencia. A raíz de los resultados obtenidos se comprobó que los electrodos pueden jugar un papel importante en la estabilidad del sistema balasto-lámpara. Además se observó que el modelo polo-cero introduce un error notablemente alto cuando la lámpara trabaja a potencia reducida.
- En base a los resultados anteriores, se replanteó el banco de ensayos para estudiar el comportamiento de los electrodos y obtener un modelo de pequeña señal adecuado para trabajar en combinación con el modelo de la descarga. En base a este nuevo banco de ensayos se hicieron múltiples medidas sobre una lámpara T5/HE.
- Una vez discriminados los parámetros que menos afectan al comportamiento de los electrodos se hizo una batería de medidas sobre varios tipos de lámparas con la intención de verificar la bondad de un nuevo modelo que fue propuesto durante el desarrollo del presente trabajo (modelo doble-polo doble-cero).
- Los ensayos anteriores se realizaron a temperatura ambiente constante. No obstante, es sabido que las características de los fluorescentes dependen de la temperatura ambiente, por lo que se repitieron varios de los ensayos del apartado anterior a temperatura ambiente controlada (entre 15 y 45°C) usando una cámara térmica.
- Por último, para valorar los efectos de la dispersión en el comportamiento en pequeña señal de las lámparas fluorescentes, se hicieron ensayos sobre varias muestras de la misma lámpara de ¿distintos? fabricantes y con distintas temperaturas de color.

En el presente capítulo se describen los resultados obtenidos durante los ensayos anteriormente descritos haciendo especial hincapié en los resultados más relevantes.

4.2. ENSAYOS REALIZADOS

En las Tabla 4.1 y Tabla 4.2 se muestra una relación de los principales ensayos realizados que sirven como soporte para el desarrollo de los modelos descritos en epígrafes posteriores. En ellas se puede apreciar, como característica principal que, aparte del número del ensayo, referencia, características y fabricante de las lámparas, se discriminan los ensayos tanto por el control del punto de trabajo de los electrodos como por el de la temperatura ambiente.

Como se puede comprobar en la Tabla 4.1 y en la Tabla 4.2, en cuanto a los electrodos se refiere, el control se realiza aportando una corriente suplementaria, conforme a lo estipulado por las líneas SoS, corriente que mantiene a los electrodos a la temperatura deseada (ensayos del 8 al 92). Se realizan asimismo ensayos, del 1 al 3, en los cuales no se ejerce ningún control sobre los electrodos e incluso ensayos en los cuales se cortocircuitan los mismos para evitar sus efectos, como en los ensayos del 4 al 7.

El tiempo invertido en los ensayos reflejados, tanto en la Tabla 4.1 como en la Tabla 4.2, superan las 360 horas, esto sin tener en cuenta las 100 horas con las que han sido envejecidas cada una de las lámparas estudiadas.

Ensayo	Ref.	Lámpara	Fabricante	Pot. (W)	Color	SoS	Temperatura		
							Contr.	Ref (°C)	Me.(°C)
1	L1	PL-C 4P	Philips	18	830	No	No	-	-
2	L2	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	No	No	-	-
3	L3	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	No	No	-	-
4	L3	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Electrodos en corto	No	-	-
5	L3	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Electrodos en corto	No	-	-
6	L3	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Electrodos en corto	No	-	-
7	L7	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Electrodos en corto	No	-	-
8	L8	Master TL5 HE	Philips	14	830	Objetivo	No	-	-
9	L9	Master TL5 HE	Philips	14	830	Objetivo	No	-	-
10	L10	Master TL5 HE	Philips	14	830	Objetivo	No	-	-
11	R1	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	No	Ambiente	30,2
12	R2	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	No	Ambiente	28,2
13	R3	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	No	Ambiente	27,4
14	R4	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	No	Ambiente	29
15	R5	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	No	Ambiente	26,5
16	R6	26W 4 pins G 24 q-3	LAES	26	830	Objetivo	No	Ambiente	29
17	R7	26W 4 pins G 24 q-3	LAES	26	840	Objetivo	No	Ambiente	26

Ensayo	Ref.	Lámpara	Fabricante	Pot. (W)	Color	SoS	Temperatura		
							Contr.	Ref (°C)	Me.(°C)
18	R8	26W 4 pins G 24 q-3	LAES	26	840	Objetivo	No	Ambiente	27,2
19	R9	26W 4 pins G 24 q-3	LAES	26	830	Objetivo	No	Ambiente	26,5
20	R3	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	0,175 - 0,057 * I _D	No	Ambiente	26
21	R3	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	0,175 - 0,285 * I _D	No	Ambiente	26
22	R10	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	No	Ambiente	28,8
23	R3	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	No	Ambiente	26,7
24	R11	T8 L18W / 11	Osram	18	860	Objetivo	No	Ambiente	27,8
25	R12	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	No	Ambiente	27,8
26	R13	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	No	Ambiente	27,2
27	R14	Master PL-C 4P	Philips	26	830	Objetivo	No	Ambiente	27,8
28	R15	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	No	Ambiente	27,7
29	R16	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	No	Ambiente	27,3
30	R17	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	No	Ambiente	26,3

Tabla 4.1. Ensayos realizados (1)

En cuanto al control de la temperatura los ensayos se dividen básicamente en dos tipos, los desarrollados en cámara térmica (del 31 al 92), Tabla 4.2, y los realizados a temperatura ambiente (del 1 al 30 de la Tabla 4.1), bien sea con medición y registro de la temperatura o no.

Ensayo	Ref.	Lámpara	Fabricante	Pot. (W)	Color	SoS	Temperatura			
							Contr.	Ref (°C)	Mín (°C)	Max.(°C)
31	R18	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si		30	40
32	R19	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
33	R19	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
34	R19	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	25	24,7	25,4
35	R20	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
36	R20	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	35	34,7	35,3
37	R20	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
38	R20	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
39	R21	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
40	R21	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
41	R21	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
42	R22	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6

Ensayo	Ref.	Lámpara	Fabricante	Pot. (W)	Color	SoS	Temperatura			
							Contr.	Ref (°C)	Mín (°C)	Max.(°C)
43	R22	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
44	R22	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
45	R23	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
46	R23	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
47	R23	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
48	R24	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
49	R24	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
50	R24	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
51	R25	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
52	R25	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,5
53	R25	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
54	R26	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
55	R26	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,5
56	R26	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
57	R26	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	15	14	16
58	R25	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	15	14	16
59	R20	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	15	14	16
60	R19	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	15	14	16
61	R21	Dulux L 2G11	Osram	24	840	Objetivo	Si	15	14	16
62	R23	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	15	14	16
63	R24	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	15	14	16
64	R27	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	15	14	16
65	R27	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
66	R27	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
67	R27	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
68	R28	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
69	R28	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
70	R28	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	25	24,6	25,4
71	R28	Dulux T/E Gx 24 q-3	Osram	26	830	Objetivo	Si	15	14	16
72	R22	Dulux T/E Gx 24 q-2	Osram	18	840	Objetivo	Si	15	14	16
73	R29	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	15	14	16

Ensayo	Ref.	Lámpara	Fabricante	Pot. (W)	Color	SoS	Temperatura			
							Contr.	Ref (°C)	Mín (°C)	Max.(°C)
74	R29	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,6
75	R29	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
76	R29	Dulux T/E plus Gx 24 q-3	Osram	26	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
77	R30	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
78	R30	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
79	R30	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,6
80	R30	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	15	14	16
81	R31	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	15	14	16
82	R31	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	25	24,6	25,6
83	R31	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
84	R31	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
85	R32	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	45	44,6	45,6
86	R32	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
87	R32	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	25	24,6	25,6
88	R32	Master PL-L 4P	Philips	24	830	Objetivo	Si	15	14	16
89	R33	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	15	14	16
90	R33	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	25	24,6	25,6
91	R33	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	35	34,6	35,6
92	R33	Master PL-L 4P	Philips	24	840	Objetivo	Si	45	44,6	45,6

Tabla 4.2. Ensayos realizados (2).

4.3. CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL DE LAMPARAS FLUORESCENTES PARA DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA

4.3.1. INTRODUCCIÓN

Como se comentó en capítulos anteriores, las lámparas de descarga presentan una impedancia dinámica negativa que hace necesario la utilización de balastos que limiten la corriente de arco. Esta impedancia dinámica es el factor clave para determinar la respuesta dinámica y la estabilidad del sistema lámpara – balasto.

En la bibliografía más actual, se han presentado numerosos modelos en pequeña señal para lámparas fluorescentes [4.1][4.2][4.3]. Estos modelos suelen ser utilizados para caracterizar las lámparas a su potencia nominal. Se emplea una expresión con un único polo y un único cero para describir la característica en pequeña señal de las lámparas. Los parámetros de éste modelo se pueden obtener por dos caminos diferentes: bien por la inserción de una perturbación de frecuencia variable [4.1][4.2][4.3] o bien por medio de la respuesta de la lámpara a la aplicación de una señal escalón [4.4].

En éste apartado se va a desarrollar el modelo en pequeña señal de una lámpara fluorescente compacta de 26W, éste se obtiene para diferentes niveles de potencia y para cada uno de ellos se introduce una pequeña señal de perturbación que permite caracterizar la lámpara y obtener los parámetros de ganancia, polo y cero que consiguen el mejor ajuste del modelo. Asimismo la ganancia estática, polos y ceros obtenidos de este modo se utilizan para calcular los parámetros de una expresión polinómica dependiente de la potencia, conseguida mediante la técnica de análisis numérico denominada mínimos cuadrados [4.5].

Tal y como se describió en el Capítulo 2, la función de transferencia que define la característica en pequeña señal de una lámpara fluorescente modelada utilizando un único polo y un único cero [4.1][4.2], puede ser expresada en términos de pequeña señal como una relación de la tensión \hat{v} y la corriente \hat{i} (impedancia en pequeña señal) [4.1], reflejada en la ecuación (4.1).

$$Z_l(s) = k \frac{\frac{s}{\rho} + 1}{s + 1} \quad (4.1)$$

O como una función de la variación de la resistencia equivalente de la lámpara \hat{R}_L en pequeña señal frente a las perturbaciones de la potencia de la lámpara \hat{P}_L [4.2]. Esta formulación alternativa del modelo de pequeña señal se obtiene realizando un cambio de variable sobre la ecuación (4.1). La expresión conseguida con éste procedimiento se refleja en (4.2).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = \frac{2}{I^2} \cdot \frac{k - R_0}{k + R_0} \cdot \frac{s \cdot \frac{\frac{k - R_0}{k} - \frac{R_0}{p}}{k - R_0} + 1}{s \cdot \frac{\frac{k - R_0}{k} + \frac{R_0}{p}}{k + R_0} + 1} \quad (4.2)$$

Definiendo las siguientes constantes (4.3), (4.4) y (4.5).

$$k' = \frac{2}{I^2} \cdot \frac{k - R_0}{k + R_0} \quad (4.3)$$

$$z' = \frac{\frac{k - R_0}{k} - \frac{R_0}{p}}{z} \quad (4.4)$$

$$p' = \frac{\frac{k + R_0}{k} + \frac{R_0}{p}}{z} \quad (4.5)$$

La ecuación (4.2) queda como se refleja en (4.6).

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s) = k' \cdot \frac{\frac{s}{z'} + 1}{\frac{s}{p'} + 1} \quad (4.6)$$

Como se puede comprobar, ésta expresión es equivalente a la impedancia en pequeña señal dada en (4.1).

En la Figura 2.20 se mostraba la característica resistencia – potencia en pequeña señal de una lámpara fluorescente. Como se puede observar, ésta característica presenta un valor negativo para bajas frecuencias de perturbación, incrementándose la ganancia hasta un pequeño valor positivo para altas frecuencias.

Por tanto, la característica resistencia – potencia estática de una lámpara fluorescente presenta una pendiente negativa, y además, para altas frecuencias de perturbación, la lámpara se comporta casi como un resistencia pura puesto que la relación entre \hat{R}_L y \hat{P}_L está próxima a cero, tal y como se puede observar en la Figura 2.20.

4.3.2. CARACTERIZACIÓN DINÁMICA EN PEQUEÑA SEÑAL DE LÁMPARAS FLUORESCENTES

La configuración inicial utilizada para la caracterización de las lámparas fluorescentes es la mostrada en el diagrama de bloques de la figura 3.1, punto 3.1, del Capítulo 3. La obtención de los datos se realiza conforme al procedimiento descrito en el mencionado punto 3.1, para lo cual se utilizan lámparas fluorescentes compactas Osram Dulux T/E 26W, tal y como se referencia en la Tabla 4.1 en los ensayos 4 a 7.

Con éste método se calculan los valores de k' , z' y p' del modelo mostrado en la expresión (4.6), obtenidos para diferentes niveles de potencia y ajustados por la aproximación de mínimos cuadrados.

La Fig. 4.1, la Fig. 4.2 y la Fig. 4.3 muestran la ganancia estática, el cero y el polo como función de la potencia de la lámpara. Los círculos representan los datos experimentales y las líneas continuas y discontinuas representan los polinomios de aproximación propuestos para cada variable.

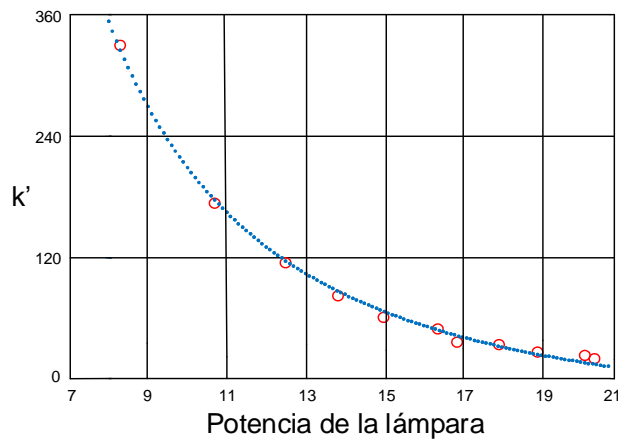


Fig. 4.1. Ganancia estática como función de la potencia de la lámpara.

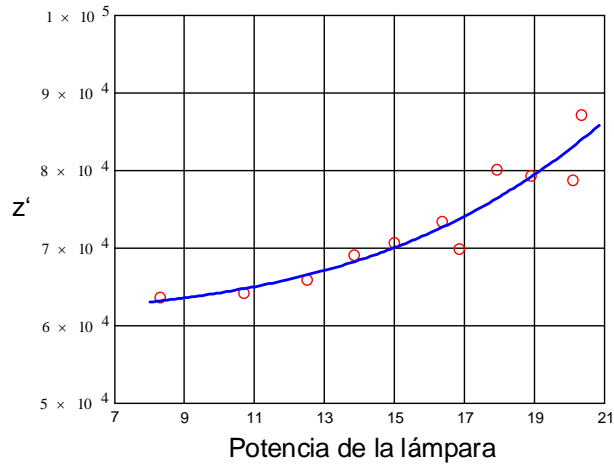


Fig. 4.2. Cero como función de la potencia de la lámpara.

Los polinomios resultantes del ajuste son los expresados en las ecuaciones (4.7), (4.8) y (4.9).

$$k'(P) = a_1 + b_1 \cdot P^{-2} \qquad \text{Ganancia estática} \qquad (4.7)$$

$$z'(P) = a_2 \cdot P^3 + b_2 \cdot P^2 + c_2 \cdot P + d_2 \qquad \text{Cero} \qquad (4.8)$$

$$p'(P) = a_3 \cdot P^3 + b_3 \cdot P^2 + c_3 \cdot P + d_3 \qquad \text{Polo} \qquad (4.9)$$

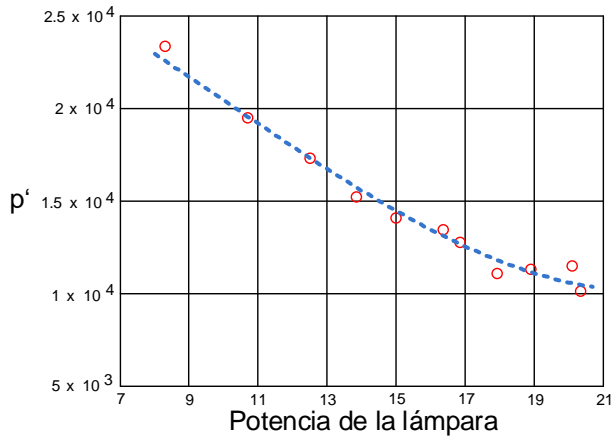


Fig. 4.3. Polo como función de la potencia de la lámpara.

Los valores de los coeficientes de los polinomios se muestran resumidos en la Tabla 4.3

a₁	b₁		
47,885	$2,568 \cdot 10^4$		
a₂	b₂	c₂	d₂
4,851	-81,205	890,3	$5,863 \times 10^4$
a ₃	b ₃	c ₃	d ₃
2,874	-87,154	380,371	$3,009 \times 10^4$

Tabla 4.3. Valores de los coeficientes de los polinomios.

En la Fig. 4.4 podemos apreciar la variación de la resistencia estática equivalente frente a la potencia media de la lámpara.

La curva de la Fig. 4.4 se aproxima por medio del polinomio mostrado en la ecuación (4.10).

$$R(P) = a_4 \cdot P^2 + b_4 \cdot P + c_4 + d_4 \cdot P^{-1} \tag{4.10}$$

Los coeficientes obtenidos de la ecuación polinómica (4.10) para las lámparas Osram Dulux T/E 26W utilizadas para los ensayos están resumidos en la Tabla 4.4.

a₄	b₄	c₄	d₄
2,144	-50,256	-899,745	$2,576 \cdot 10^4$

Tabla 4.4. Coeficientes de la ecuación polinómica R(P)

Obviamente, la ecuación (4.10) no forma parte del modelo de pequeña señal, no obstante será necesaria para calcular el punto de trabajo del balasto, desarrollado en apartados posteriores. Además, el comportamiento dinámico del conjunto balasto – lámpara dependerá de la resistencia equivalente calculada en la expresión (4.10).

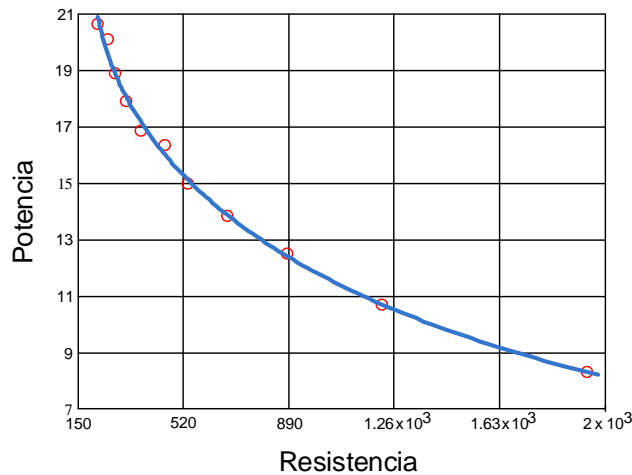


Fig. 4.4. Potencia media frente a resistencia equivalente de la lámpara.

Las expresiones polinómicas de k' , z' y p' permiten obtener el modelo de pequeña señal como una función de la potencia de la lámpara. La Fig. 4.5 muestra la representación en coordenadas polares de la expresión (4.11) normalizada.

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}}(s, P)_n = k'(P) \cdot \frac{\frac{s}{z'(P)} + 1}{\frac{s}{p'(P)} + 1} \cdot \frac{P}{R(P)} \quad (4.11)$$

Las tres líneas continuas con forma de media circunferencia representan el dibujo polar de la expresión (4.11) para los diferentes niveles de potencia medidos. Las líneas discontinuas representan puntos medidos a la misma frecuencia de perturbación. Asimismo y como puede observarse en la Fig. 4.5 el desfase relativo para una perturbación de frecuencia dada es más alto para los niveles de potencia más elevados, esto es debido a que la dinámica de la lámpara es más rápida cuanto mayor sea la potencia de trabajo de la misma.

No obstante, aunque el modelo expresado en términos de la característica R-P resulta especialmente adecuado para el estudio de la interacción balasto-lámpara, algunas de las conclusiones más relevantes se obtienen observando las curvas de la característica tensión-corriente de pequeña señal.

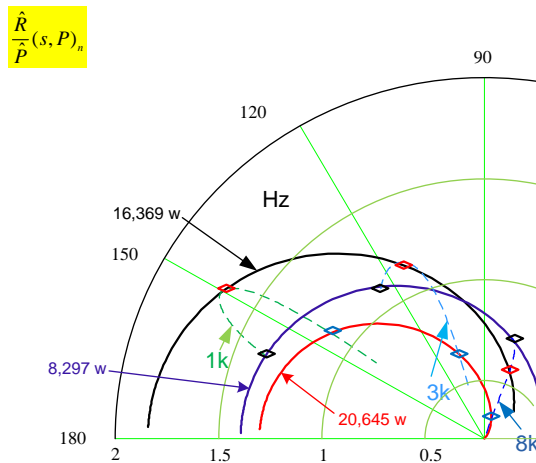


Fig. 4.5. Representación en coordenadas polares de las características $\hat{R}_L - \hat{P}_L$ normalizadas para una lámpara fluorescente Osram Dulux T/E

La Fig. 4.6 y la Fig. 4.7 muestran el ajuste obtenido usando el modelo polo-cero trabajando al 100% y al 30% de la potencia nominal. En primer lugar se observa que el ajuste que se obtiene a potencia nominal con el modelo utilizado en el presente apartado es bastante mejor del que se obtiene cuando la potencia se reduce al 30%, siendo esta diferencia especialmente sensible en las gráficas de fase. Esta característica es común a todas las lámparas fluorescentes ensayadas y hace que el modelo polo-cero pierda exactitud a potencia reducida.

No obstante, en muchos diseños los problemas de estabilidad del sistema balasto-lámpara aparecen cuando se reduce la potencia, por lo que resulta especialmente interesante mejorar la precisión del modelo a baja potencia y, por este motivo, en este trabajo se ha propuesto el uso de un modelo doble-polo doble-cero.

Por otro lado, en este apartado no se ha tenido en cuenta el efecto de los electrodos pero estos pueden jugar un papel importante en la determinación de la estabilidad. Por ejemplo, la impedancia de pequeña señal para una frecuencia de perturbación de 50Hz de la lámpara T/E 26 ensayada en este apartado varía entre -70Ω a potencia nominal hasta -300Ω cuando trabaja al 25%. Estos valores son comparables con los 30Ω (aproximadamente) que aportan ambos electrodos en serie para esta lámpara, por lo que despreciar el efecto de los electrodos para la determinación de la estabilidad puede dar lugar a errores de cálculo importantes.

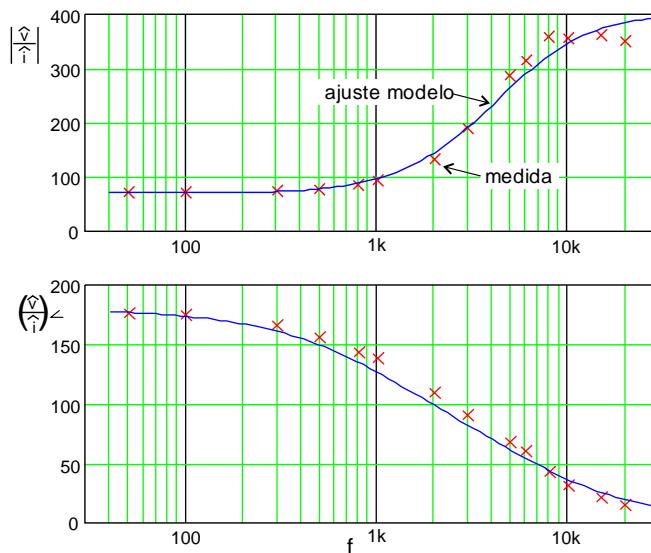


Fig. 4.6. Ajuste del modelo polo – cero a potencia nominal.

Además, tal y como se vio en el Capítulo 2, para el funcionamiento óptimo de la lámpara a potencia reducida es preciso que el balasto aporte una corriente adicional a través de los electrodos atendiendo a los límites que definen las curvas SoS. El efecto de esta corriente en la impedancia de los electrodos ha de ser también valorado.

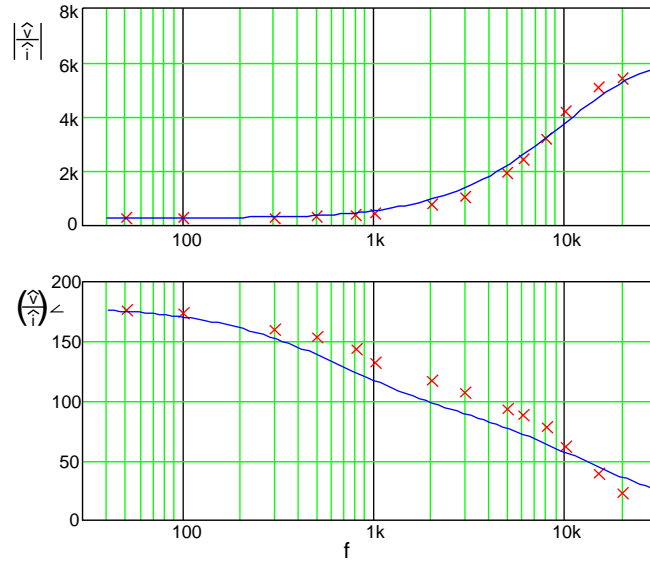


Fig. 4.7. Ajuste del modelo polo – cero al 30% de la potencia nominal

4.4. CARACTERIZACIÓN DE LOS ELECTRODOS DE LÁMPARAS FLUORESCENTES CON LA POTENCIA DE SALIDA REGULADA

4.4.1. INTRODUCCIÓN

Está suficientemente documentado, que una de las formas más eficaces para la reducción del consumo de energía en los sistemas de iluminación es la utilización de estrategias optimizadas de control. Estas estrategias están normalmente orientadas a tratar de adaptar los niveles de la luz artificial a la luz solar disponible en cada momento. A pesar de que el control de la luz puede ser realizado apagando y encendiendo una parte del sistema instalado, la mejor solución para optimizar la cantidad de luz artificial y maximizar el confort de los usuarios es utilizar balastos que sean capaces de reducir la potencia de salida (dimming).

Sin embargo, a la hora de diseñar éste tipo de balastos, hay que tener en cuenta algunos aspectos que en los balastos con potencia fija no son necesarios contemplar.

La esperanza de vida de una lámpara fluorescente se ve afectada principalmente por la rapidez con la que los electrodos pierden el material que los recubre. La degradación más intensa se produce durante la ignición. Sin embargo, para niveles bajos de potencia, la pérdida del material del recubrimiento será más elevada si la temperatura del punto caliente (hot-spot) no se mantiene dentro de un cierto rango.

En una lámpara fluorescente estándar de 4-pines, cada electrodo tiene dos terminales los cuales pueden ser utilizados para controlar la corriente que fluye a través de ellos y adaptar la temperatura del electrodo a las condiciones de trabajo de la lámpara.

En balastos de arranque rápido, los electrodos se precalientan durante un intervalo de tiempo que oscila entre 0,4 y 3 segundos antes de que la tensión de ignición sea aplicada a la lámpara. La corriente de caldeo debería de ser lo bastante elevada como para proporcionar un aumento de la resistencia de los electrodos entre 4,5 y 4,8 veces su valor a la temperatura ambiente. Este aumento de la resistencia de los electrodos se obtiene cuando su temperatura se encuentra próxima a los 750°C [4.6], valor que representa la temperatura óptima para minimizar los daños por sputtering durante el intervalo transitorio de tiempo en el que transcurre la ignición.

Los estándares IEC60901 e IEC60081 y la norma UNE – EN 60901 proporcionan todos los datos requeridos para calcular la corriente de caldeo y el tiempo necesario para un gran número de las lámparas fluorescentes que actualmente están disponibles en el mercado.

Como se ha comentado en capítulos anteriores, cuando la lámpara está trabajando para niveles bajos de potencia, la degradación del electrodo es más intensa si la temperatura de trabajo no es mantenida por encima de un determinado valor. Para la potencia nominal, la corriente de arco es lo bastante elevada para mantener la temperatura del punto caliente cercana a su valor óptimo. Sin embargo, ésta condición no está presente cuando la lámpara trabaja a niveles de potencia reducidos. En éste caso, el balasto debe de ser capaz de proporcionar una corriente adicional que mantenga la temperatura adecuada en los electrodos. El cálculo de ésta corriente adicional puede ser hecho utilizando las líneas SoS definidas tanto en el estándar IEC60901 como en la norma UNE – EN 60901. En ellos se definen tres líneas SoS: máxima, objetivo y mínima, relacionando el valor SoS del electrodo con la corriente de la descarga. El término SoS, tal y como se mencionó en el Capítulo 2 apartado 2.2, se define como la suma de los cuadrados de los valores eficaces de las corrientes que circulan a través de los dos terminales de uno de los electrodos.

Un aspecto importante a tener en cuenta en el diseño de balastos con dimming es la gran variación que presentan las características eléctricas de la lámpara cuando la potencia de salida es reducida hasta su valor mínimo.

Asimismo, cabría resaltar que las lámparas fluorescentes cuando trabajan a baja potencia presentan el problema de la presencia de estriaciones. Las estriaciones producen fluctuaciones de la luz que pueden ser percibidas como anillos oscuros que se mueven sobre la superficie de la lámpara. A pesar de que éste fenómeno no produce daños en la lámpara, los efectos visuales pueden ser verdaderamente molestos.

En éste punto, se describe un nuevo procedimiento para determinar el circuito equivalente de los electrodos de una lámpara fluorescente cuando ésta está sometida a un proceso de reducción de la potencia de salida. En capítulos posteriores, utilizando éste método, se presentará el circuito equivalente de los electrodos para una lámpara fluorescente T5-14W.

4.4.2. INTERPRETACIÓN DE LAS LÍNEAS SOS

La Fig. 4.8 muestra el circuito equivalente de una lámpara fluorescente trabajando a alta frecuencia. En ella las resistencias r_1 y r_2 se utilizan para modelar el comportamiento de los electrodos y la resistencia R_D para simular la descarga. Estas tres resistencias, dependen tanto de la corriente de arco como de la corriente que circula por los electrodos. La corriente que circula por los electrodos, tal y como se comentó en el Capítulo 2, se utiliza para mantener a

los mismos dentro de un rango óptimo de temperaturas de funcionamiento. Algunos autores realizan la simplificación de considerar las resistencias r_1 y r_2 de igual valor [4.7]. Por el contrario en las referencias [4.8] [4.9] [4.10], se describe un procedimiento para estimar éstas resistencias utilizando datos experimentales tanto de las corrientes y como de las tensiones del electrodo. No obstante en éstos estudios, las limitaciones impuestas por las líneas SoS descritas en el Standard IEC60901 no son tenidas en cuenta y todas las medidas realizadas fueron tomadas utilizando un balasto LCC como el que se muestra en la Fig. 4.9.

Para trabajar con los requerimientos dados en el Standard IEC60901, en la norma UNE – EN 60901 y en las especificaciones de algunos fabricantes [4.11], el circuito resonante de la Fig. 4.9 no es el más apropiado. La mayoría de los diseños que se pueden encontrar en la literatura más reciente utilizan el circuito resonante que muestra la Fig. 4.10 o una configuración similar [4.12] y [4.13]. En éste circuito, el calentamiento del electrodo se realiza utilizando dos devanados adicionales construidos sobre el núcleo de la bobina resonante L_s

Empleando los condensadores de acoplamiento C_{EL} y la relación de paso de espiras, de los devanados adicionales, adecuada, se consigue un control más preciso de la corriente de caldeo inyectada. Este circuito puede ser utilizado tanto para proporcionar la corriente de caldeo en el instante inicial como para mantener en el régimen permanente los valores de SoS dentro de los márgenes marcados por el estándar.

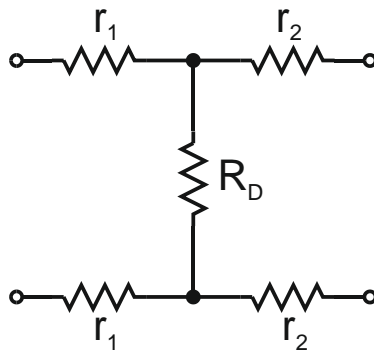


Fig. 4.8. Circuito equivalente de la lámpara incluyendo la resistencia de los electrodos.

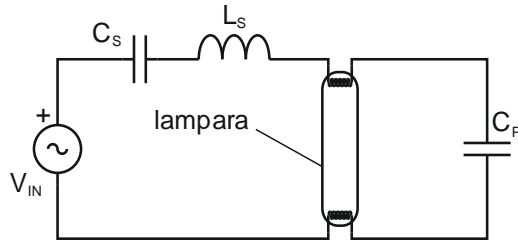


Fig. 4.9. Tanque resonante LCC.

Las resistencias r_1 y r_2 de los electrodos no solo dependen de la corriente de arco y de la corriente de caldeo sino también del desfase relativo entre ellas. Por lo tanto, los valores de las resistencias que se obtendrán de los circuitos de la Fig. 4.9 y de la Fig. 4.10 podrían ser diferentes.

Estas resistencias además juegan un importante rol en la determinación de la estabilidad de la lámpara. La impedancia negativa del arco queda parcialmente compensada por las resistencias de los electrodos por lo que la caracterización de estas resistencias debería de ser utilizada en el análisis de la estabilidad dentro del rango de dimming deseado.

La temperatura de uno de los electrodos está condicionada por tres corrientes. En la Fig. 4.11 se muestra el diagrama simplificado de la distribución de las corrientes que circulan por un electrodo. En ésta figura, i_{LH} e i_{LL} representan las corrientes más elevada y menos elevada, respectivamente, de las corrientes que entran o salen por cada uno de los terminales del electrodo, simbolizando con i_D a la corriente que circula por la lámpara, o sea a la corriente de la descarga.

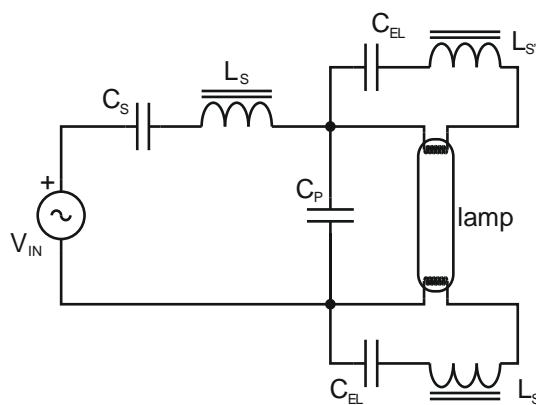


Fig. 4.10. Tanque resonante LCC modificado.

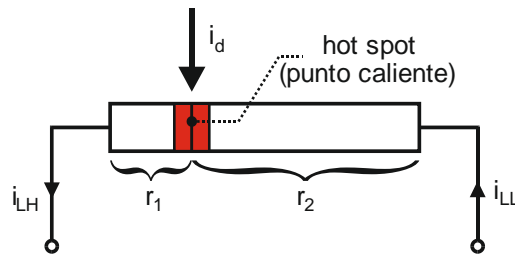


Fig. 4.11. Distribución de las corrientes en un electrodo.

Por definición a la suma de los cuadrados de las corrientes que entran o salen por los terminales se la denomina SoS.

La SoS mínima necesaria para mantener al electrodo a una temperatura lo suficientemente elevada es una dependencia lineal de la corriente de descarga [4.11], [4.14] y [4.15] conforme a la ecuación (4.12).

$$\text{SoS}_{\min} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_{\min} - Y_{\min} \cdot I_D \quad (4.12)$$

El sobrecalentamiento del electrodo para bajos niveles de potencia se previene de igual manera que el expuesto para bajas temperaturas, por medio de una línea SoS denominada en éste caso máxima y que tiene la expresión (4.13).

$$\text{SoS}_{\max} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_{\max} - Y_{\max} \cdot I_D \quad (4.13)$$

Los límites definidos en las ecuaciones (4.12) y (4.13) pueden resultar críticos para el rendimiento de las lámparas en determinadas aplicaciones por lo que se definió la línea SoS objetivo cuya expresión se muestra en (4.14).

$$\text{SoS}_{\text{objetivo}} = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = X_{\min} - z \cdot Y_{\min} \cdot I_D \quad (4.14)$$

La Fig. 4.12 muestra el área de trabajo definida por las líneas SoS máxima y mínima. Los electrodos de las lámparas fluorescentes son diseñados de tal forma que cuando las lámparas trabajan próximas a su valor nominal ninguna corriente adicional sea necesaria que circule por ellos. En la Fig. 4.12 se ha designado a ésta corriente como I_{\max} y es el valor mínimo de la corriente de descarga donde no es necesaria la presencia de ninguna corriente adicional circulando por el electrodo.

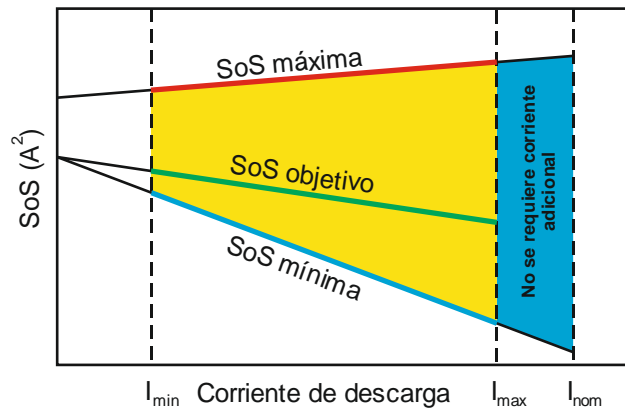


Fig. 4.12. Área de trabajo definida por las líneas SoS.

Los parámetros X_{min} , Y_{min} , X_{max} , Y_{max} y Z de las expresiones (4.12), (4.13) y (4.14) son constantes cuyo valor depende de las lámparas en cuestión. Para las lámparas compactas éstas constantes están definidas por el estándar IEC60901, mientras que para otro tipo de lámparas éstos parámetros se pueden obtener de sus hojas de características [4.11].

En la Fig. 4.12 también podemos observar que existe un límite inferior de la corriente de descarga donde, en caso de rebasarlo, las lámparas entrarían en modo de dimming profundo y la corriente adicional no podría ser calculada utilizando las líneas SoS.

Además y para concluir con las limitaciones impuestas para trabajar con las líneas SoS, hay que tener en cuenta que las referencias [4.11] y [4.15] proporcionan unos valores máximos de las corrientes i_{LHmax} y i_{LLmax} . Valores éstos que no deben de ser superados en ninguno de los modos de trabajo a los que podamos exponer a las lámparas.

4.4.3. PROCEDIMIENTO PARA LA CARACTERIZACIÓN DE LOS ELECTRODOS

Durante el régimen permanente el modelo de las resistencias de los electrodos dependen de las corrientes que fluyen a través de los dos terminales y de la corriente de la descarga (ver Fig. 4.11). Además, la pérdida del material que reviste los electrodos y que tiene lugar a lo largo de la vida de las lámparas también tiene una relevancia importante en el modelo de las resistencias equivalentes.

Para la caracterización experimental se va a seguir el procedimiento descrito en el Capítulo 3, apartado 3.1. Asumiendo que los dos electrodos de la lámpara tienen características idénticas, las ecuaciones 3.2 y 3.3 del apartado 3.1 son perfectamente aplicables.

En las referencias [4.8] [4.9] [4.10], las resistencias se calculan como valores que minimizan el error cuadrático de la expresión 3.2 para un único periodo de las señales v_{EL} , i_{LH} e i_{LL} .

En este apartado la caracterización de los electrodos se realiza utilizando un procedimiento alternativo basado en la aproximación de las componentes fundamentales.

Puesto que la mayoría de los balastos electrónicos utilizados para alimentar las lámparas fluorescentes están basados en inversores resonantes, y dado que la mayor parte de la potencia tratada, tanto por el arco como por los electrodos, está proporcionada por las componentes fundamentales de las tensiones y corrientes, no existe ningún inconveniente que nos impida calcular las resistencias r_1 y r_2 del electrodo, con un grado de exactitud muy elevado, utilizando las componentes fundamentales de v_{EL} , i_{LH} e i_{LL} desde la expresión 3.2.

Asimismo el modelo de la resistencia equivalente de los electrodos, entre otros factores, depende del desfase, por éste motivo, tal y como se detalló en el apartado 3.1 y más concretamente en su figura 3.7, se debe de tener muy cuenta el desfase existente entre la corriente de caldeo y la de descarga ya que éste, asimismo, depende de la topología utilizada en el circuito resonante. Por ejemplo, el circuito LCC mostrado en la Fig. 4.9 proporcionará un desfase puramente capacitivo, mientras el circuito LCC modificado de la Fig. 4.10 aportará un pequeño desfase entre las corrientes.

4.4.4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la referencia [4.16], utilizando el procedimiento descrito en párrafos anteriores, se caracterizan los electrodos de las lámparas reseñadas en la Tabla 4.1 como ensayos 8, 9 y 10, todas ellas fluorescentes tubulares Philips TL5 HE de 14W.

La caracterización se realiza para diferentes niveles de potencia, ajustando la corriente de caldeo conforme a las líneas SoS descritas en [4.11].

Las lámparas utilizadas para la experimentación se han envejecido previamente durante 100 horas mediante un balasto electrónico de arranque programado. Se utiliza este tipo de balasto comercial con la intención de conservar intactos los electrodos para el inicio de los ensayos.

En la Tabla 4.5 se resumen los principales parámetros de las lámparas utilizadas para la experimentación.

Philips Master TL5-HE 14W/830					
Potencia nominal		Potencia regulada			
IDmin.	0,130A	IDmin.	0,015A	$SoS = I_{LH}^2 + I_{LL}^2$	
IDmax.	0,210A	IDmax.	0,130A	Xmin	0,050A2
				Ymin.	0,330A
				z	0,1
ILLmax.	0,170A	ILLmax.	0,170A	Xmax.	0,058A2
ILHmax.	0,240A	ILHmax.	0,240A	Ymax.	-0,075A
Requerimientos para la potencia regulada					
$SoS_{\min} \rightarrow I_{LH}^2 + I_{LL}^2 > 0,050 - 0,330 \cdot I_D$					
$SoS_{\max} \rightarrow I_{LH}^2 + I_{LL}^2 > 0,058 + 0,075 \cdot I_D$					
$SoS_{\text{objetivo}} \rightarrow I_{LH}^2 + I_{LL}^2 \sim 0,050 - 0,033 \cdot I_D$					

Tabla 4.5. Características de la lámpara Philips Master TL5-HE 14W/830.

Cuando el balance de las corrientes que circulan por el electrodo cumple con lo definido en la línea SoS de la expresión (4.14), la temperatura del punto caliente (hot spot) se mantendrá prácticamente invariable, aunque la lámpara esté trabajando a una potencia por debajo de su potencia nominal (dimming). Esto también ocurrirá cuando se varía la pendiente z (Fig. 4.12) de las líneas SoS de tal forma que la línea resultante se mantenga dentro del rango definido por la líneas SoS máxima y SoS mínima, conforme a las ecuaciones (4.12) y (4.13).

Dado un valor SoS y una corriente de descarga i_D , las corrientes del electrodo i_{LH} e i_{LL} dependen del ángulo de desfase φ (ver Figura 3.7). Debido a esto, el efecto del ángulo φ sobre las resistencias equivalentes del electrodo r_1 y r_2 debe de ser experimentalmente medido.

De hecho, existe un ángulo φ , próximo a 90° , donde las corrientes del electrodo i_{LH} e i_{LL} llegan a ser iguales, y cuando éste ángulo es sobrepasado, el terminal por el que circula la corriente i_{LH} cambia. Como sabemos, la corriente i_{LH} es la corriente más alta de las dos que entran o salen en el electrodo. Por lo tanto hay un determinado ángulo próximo a 90° donde la corriente i_{LH} cambia desde un terminal al otro del electrodo.

En la Fig. 4.13 se pueden ver los valores de r_1 , r_2 y la suma de ambos obtenidos con una configuración inicial conforme a la SoS objetivo para una corriente de descarga de 70mA. En ella se representan con trazos continuos los valores obtenidos para desfases φ crecientes y con trazos discontinuos los valores medidos con ángulos decrecientes, ambos establecidos para un rango desde -150° hasta 150° .

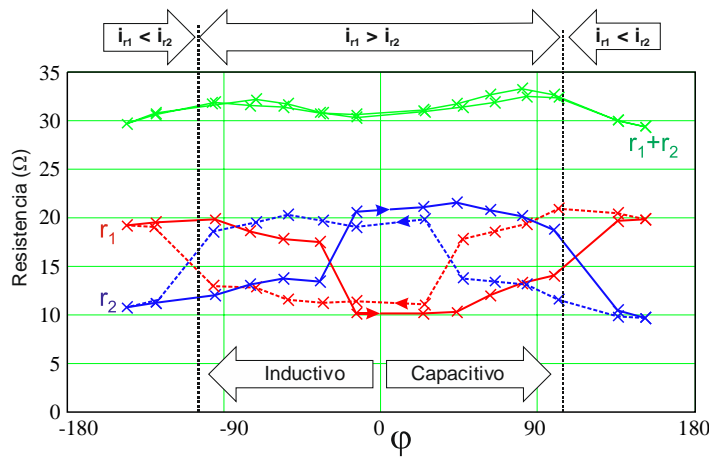


Fig. 4.13. Efecto del desfase φ sobre el circuito equivalente del electrodo con SoS constante.

Los datos que muestra la Fig. 4.13 fueron obtenidos tanto para valores inductivos como para valores capacitivos del desfase entre la corriente de caldeo i_{LL} y la corriente de descarga i_D .

Como también se puede observar en la Fig. 4.13, la suma de r_1 y r_2 no depende si el ángulo φ va en el sentido creciente o el sentido decreciente del barrido. Por otra parte las curvas de r_1 y r_2 son bastante diferentes.

Asimismo podemos comprobar que un vez que el punto donde i_{LH} e i_{LL} se hacen iguales es sobrepasado en su dirección, las curvas de r_1 y r_2 tienden a intercambiarse. Esto puede interpretarse como que el punto caliente (hot spot) se mueve desde la proximidad de uno de los terminales hacia el otro terminal.

Si la suma de las resistencias r_1 y r_2 es aproximadamente constante, el valor mínimo de la potencia del electrodo la podremos encontrar cuando el valor más bajo de resistencia está sobre el terminal que maneja la corriente más alta. Por tanto el punto caliente (hot spot) tenderá a aproximarse hacia el terminal por el que circula la corriente más elevada i_{LH} .

En la mayoría de los diseños prácticos, el desfase φ está por debajo de los 90°, por lo tanto no hay ningún riesgo de que la corriente i_{LL} se haga igual a la corriente i_{LH} . Debido a esto, las curvas más interesantes de las reflejadas en la Fig. 4.13 son aquellas cuyas medidas se toman con ángulos crecientes de desfase y más concretamente aquellas partes de las mismas que van desde 50° hasta 90°.

La Fig. 4.14, la Fig. 4.15 y la Fig. 4.16 muestran, respectivamente, para una corriente de descarga de 100mA, las resistencias equivalentes del electrodo como una función del ángulo φ para las líneas SoS mínima, objetivo y máxima. En ellas se puede observar la existencia de una pequeña variación, dentro del rango descrito, especialmente la que se contempla entre la línea SoS mínima y la línea SoS objetivo.

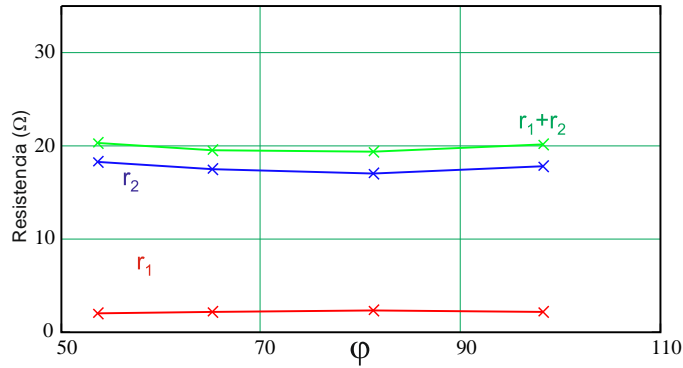


Fig. 4.14. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS mínima para una corriente de descarga de 100mA.

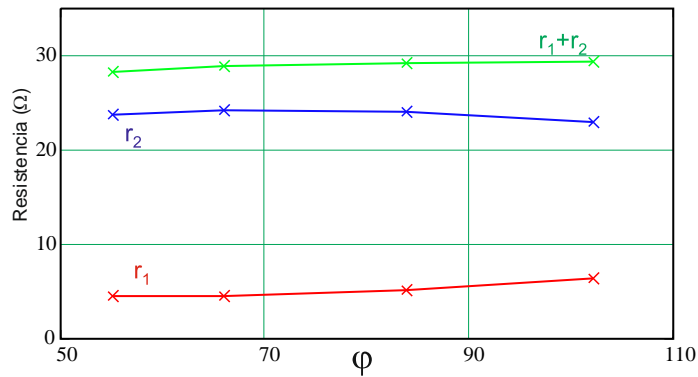


Fig. 4.15. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS objetivo para una corriente de descarga de 100mA.

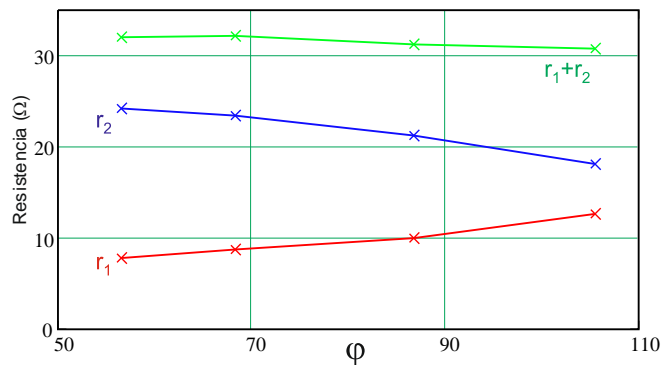


Fig. 4.16. Resistencia equivalente del electrodo con una línea SoS máxima para una corriente de descarga de 100mA.

Siguiendo el análisis descrito en párrafos anteriores se ha ensayado para el mismo rango del ángulo de desfase (50° - 110°) cinco líneas SoS diferentes todas ellas configuradas entre la máxima y la mínima para tres corrientes de descarga diferentes. En todas estas medidas se ha encontrado una pequeña dependencia entre la resistencia equivalente del electrodo y el ángulo de desfase φ .

La Fig. 4.17 muestra los valores medidos de las resistencias r_1 y r_2 como una función del parámetro SoS para tres corrientes de descarga diferentes. Todos los puntos mostrados por las curvas fueron obtenidos como la media de los valores medidos para un ángulo de desfase φ incrementándose entre 50° y 110° . Como se puede observar en la mencionada figura, ambas resistencias tienden a incrementar su valor con el valor de SoS, y especialmente la resistencia r_1 .

La Fig. 4.18 refleja la suma de las resistencias equivalentes del electrodo $r_1 + r_2$ como una función del parámetro SoS. Esta figura es obtenida como consecuencia de los valores de las resistencias representadas en la Fig. 4.17, como se puede apreciar en la Fig. 4.18 la suma de las resistencias de los electrodos tiene una dependencia casi lineal respecto al parámetro SoS, apreciándose una pequeña variación en función de la corriente de descarga analizada.

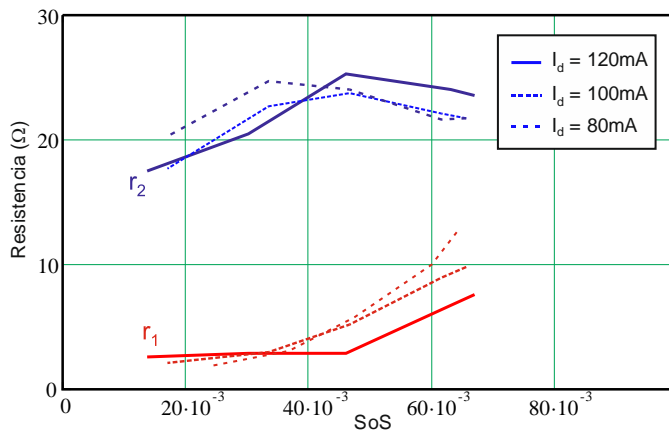


Fig. 4.17. Resistencias equivalentes del electrodo r_1 y r_2 como función del valor SoS medido a 120mA, 100mA y 80mA.

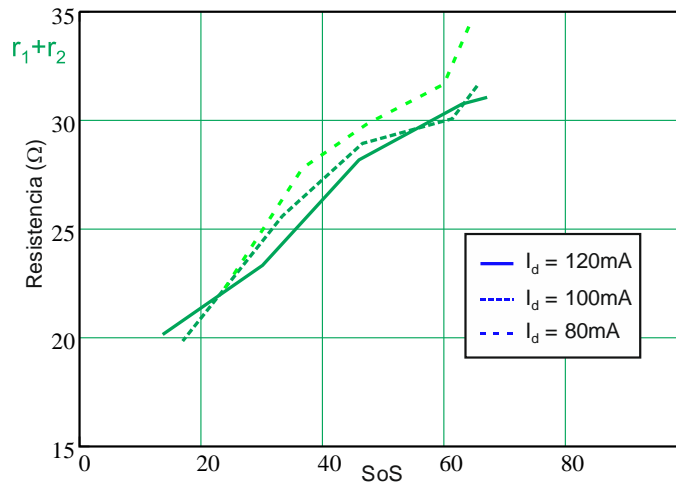


Fig. 4.18. Suma de las resistencias equivalentes del electrodo r_1 y r_2 como función del valor SoS medido a 120mA, 100mA y 80mA.

Como resumen de los resultados experimentales podríamos destacar que:

- Manteniendo una constante SoS, el desfase entre la corriente de descarga y la corriente de caldeo i_{LL} presente un efecto relativamente bajo sobre las resistencias del electrodo, siempre y cuando no se sobrepase el límite establecido entorno a los 90° .
- La suma de las resistencias de los electrodos $r_1 + r_2$ depende ante todo del valor de SoS, teniendo una relación aproximadamente lineal con éste.

Los resultados aquí mostrados corresponden a una lámpara T5 – HE. Estas lámparas están diseñadas para trabajar con densidades de corriente de arco bajas. Esto implica que la impedancia de los electrodos, tanto en frío como en caliente, sea bastante elevada en comparación con lámparas diseñadas para densidades de corriente mayores (del orden de 3 a 5 veces mayor).

Este hecho hace más sencillo estimar la impedancia de los electrodos para lámparas de la familia T5/HE, ya que el efecto de las inductancias parásitas del cableado y del propio electrodo es pequeño en comparación con la resistencia del electrodo. No obstante, para algunas lámparas compactas y las lámparas de la familia T5/HO, este efecto puede ser importante e incluso dar lugar a valores negativos de las resistencias r_1 o r_2 cuando se emplea el método propuesto en este apartado. En tal caso se hace especialmente importante compensar el efecto de la inductancia del cableado.

4.5. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DEPENDIENTE DE LA POTENCIA PARA LÁMPARAS FLUORESCENTES BASADO EN UNA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CON UN DOBLE POLO Y UN DOBLE CERO

4.5.1. INTRODUCCIÓN

Como se ha comentado en puntos anteriores, las lámparas fluorescentes cuando trabajan a alta frecuencia presentan un comportamiento muy próximo al de una resistencia. Sin embargo, la resistencia equivalente de la lámpara depende en todo momento de la potencia de la misma y sus cambios no se producen de una manera instantánea cuando, por el motivo que fuere, provocamos una variación de la potencia aplicada. Para pequeños cambios de la potencia, un incremento en la corriente sobre la lámpara provocará una reducción en la tensión de ésta proporcionando una impedancia incremental negativa. Esta característica, tal y como se apuntó anteriormente, hace necesario la utilización de balastos limitadores.

Para analizar la interacción del conjunto lámpara – balasto, una de las soluciones propuestas en la literatura sobre el tema, es obtener la impedancia incremental de la lámpara en pequeña señal y la impedancia de salida del balasto. La interacción entre las dos impedancias puede ser utilizada para determinar la estabilidad del sistema lámpara – balasto.

Como sabemos, uno de los modelos más comúnmente utilizado para aproximar la impedancia de una lámpara fluorescente en pequeña señal, es una función de transferencia basada en un único polo y un único cero, en sus diversas versiones [4.1] [4.2] [4.17] [4.18]. Este modelo ha sido ampliamente utilizado y no solo para lámparas fluorescentes, sino también para otro tipo de lámparas de descarga como las HID [4.4] o las CCFLs [4.19].

En la referencia [4.5] desarrollada en el apartado 4.2, se utilizó este modelo para aproximar el comportamiento dinámico de una lámpara fluorescente para diferentes niveles de potencia. Pero, como se hizo notar, los electrodos de la lámpara durante los ensayos estaban cortocircuitados, esto por tanto reduce la aplicabilidad del modelo propuesto en 4.2 a balastos de arranque instantáneo capaces de realizar dimming.

Por tanto, una lámpara fluorescente proporciona una característica estática tensión – corriente con una pendiente negativa tal y como se representa en la Fig. 4.19.

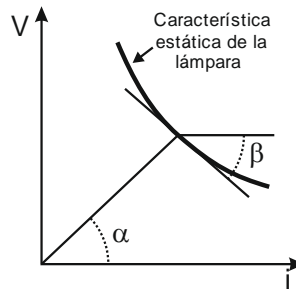


Fig. 4.19. Característica estática tensión – corriente de una lámpara fluorescente.

En ella podemos comprobar que cuando se utiliza una señal de perturbación de potencia de baja frecuencia la relación tensión – corriente en pequeña señal es la que se expresa en la ecuación (4.15).

$$r_d = -|\tan(\beta)| \quad (4.15)$$

Asimismo, y como ya sabíamos, para perturbaciones de alta frecuencia la impedancia de la lámpara en pequeña señal es un valor real positivo. En algunas referencias como en [4.17] y [4.18] este valor lo limitan a la expresión (4.16).

$$r_d \cdot \frac{P}{z} \cong \tan(\alpha) \quad (4.16)$$

Sin embargo, como comprobaremos posteriormente, la expresión (4.1), cuando las frecuencias de perturbación son elevadas, pueden conducir a desviaciones significativas.

4.5.2. PROCEDIMIENTO DE CARACTERIZACIÓN

El esquema simplificado del circuito utilizado en la caracterización realizada en este apartado es el reflejado en la Figura 3.2 del apartado 3.1 del capítulo 3.

El procedimiento seguido es el descrito en el apartado 3.1 y las lámparas ensayadas son las referenciadas en el apartado 4.1 como R1, R2, R3, R10, R12, R13 y R15, todas ellas Osram de 26W y de diferentes temperaturas de color.

Asimismo el circuito equivalente utilizado para el análisis es el mostrado en la Figura 3.4. En ella podemos comprobar que el arco es modelado por medio de la resistencia R_D y los electrodos por r_1 y r_2 . Los componentes inductivos de las impedancias de los electrodos, en esta ocasión, se han despreciado. Por otra parte, al contrario de lo supuesto en algunas referencias como en [4.12], las resistencias de los electrodos r_1 y r_2 se asumen como no iguales.

La estrategia planteada calcula no solo los valores instantáneos de las resistencias R_D , r_1 y r_2 sino también resuelve cómo evolucionan éstas durante un ciclo de perturbación. Las resistencias se calculan independientemente para determinar cómo son afectadas por las perturbaciones de pequeña señal de la corriente del arco y de las corrientes de caldeo [4.8] [4.9] [4.10] [4.16].

La única condición que se aplica es que el desfase φ (ver Figura 3.7), entre la corriente de descarga y la corriente más pequeñas de las que circulan por los terminales de los electrodos, no debe de ser cero.

El procedimiento combina la caracterización de los electrodos descrita en [4.16] y el procedimiento de caracterización en pequeña señal de la dinámica del arco [4.5].

Las frecuencias de perturbación utilizadas para el análisis abarcan el rango de 50 Hz – 20 KHz. Este barrido de frecuencias se para diferentes niveles de potencia y teniendo en cuenta la corriente de caldeo de los electrodos conforme al estándar IEC 60901.

4.5.3. MODELO DEL DOBLE POLO COMPLEJO DOBLE CERO REAL EN PEQUEÑA SEÑAL

Tal y como se describe en las referencias [4.20] y [4.21] y utilizando el procedimiento reseñado en párrafos anteriores, se ensayan lámparas fluorescentes compactas Osram T/E 26W para diferentes niveles de potencia. Las características básicas de las lámparas empleadas son las que se resumen en la Tabla 4.6.

Modelo de Lámpara	Tensión de Lámpara	Corriente de Lámpara	Frecuencia del Balasto
Osram T/E 26W	80V	300mA	100 kHz

Tabla 4.6. Características básicas de las lámparas empleadas.

En la Fig. 4.20 se muestran los diagramas de magnitud y fase de la impedancia de pequeña señal obtenida utilizando el valor objetivo de las líneas SoS, de acuerdo con el estándar IEC 60901, para una corriente de descarga de 90 mA. Como se puede apreciar, para algunas frecuencias ambas magnitudes difieren considerablemente de las aproximaciones realizadas por las curvas representadas con el modelo polo – cero. Esto ocurre, especialmente, cuando la perturbación aplicada se aproxima a las altas frecuencias. Si observamos con detenimiento la

curva en el entorno de 10 KHz podemos apreciar que aparece un ligero efecto resonante que solo se puede modelar utilizando una función de transferencia de mayor orden.

Otra conclusión que se puede extraer de la Fig. 4.20 es que para altas frecuencias de perturbación, la resistencia equivalente de la lámpara puede ser bastante diferente de la impedancia de pequeña señal.

Por lo tanto para modelar el comportamiento de una lámpara fluorescente con un mayor grado de aproximación se propone [4.20] [4.21] la expresión que se refleja en (4.17).

$$Z_L(s) = r_d \cdot \frac{n_2 \cdot s^2 + n_1 \cdot s + 1}{p_2 \cdot s^2 + p_1 \cdot s + 1} \quad (4.17)$$

Dónde r_d , n_2 , n_1 , p_2 y p_1 son las constantes del modelo. Los ceros y polos de esta expresión pueden ser reales o complejos conjugados.

La curva de color negro con trazo continuo de la Fig. 4.20 corresponde a la expresión (4.17). Los parámetros r_d , n_2 , n_1 , p_2 y p_1 , fueron calculados utilizando un algoritmo de minimización del error.

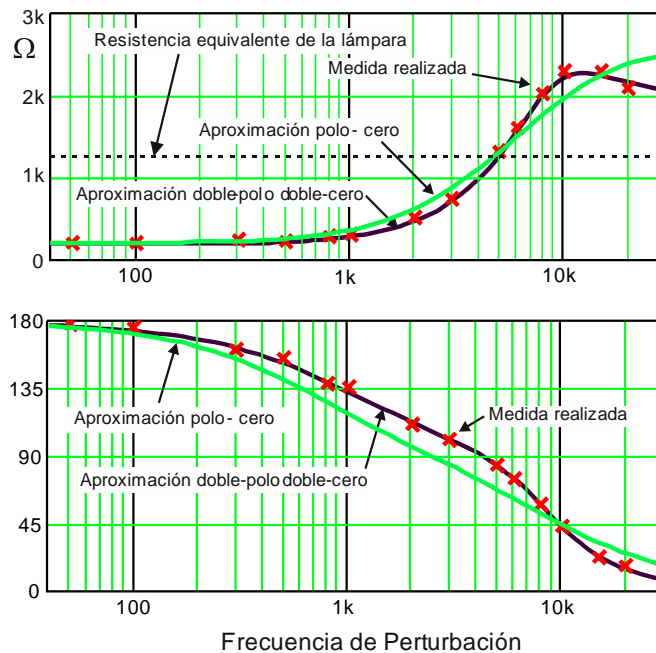


Fig. 4.20. Diagramas de la magnitud y de la fase de la impedancia en pequeña señal medida para una corriente de descarga de 90 mA.

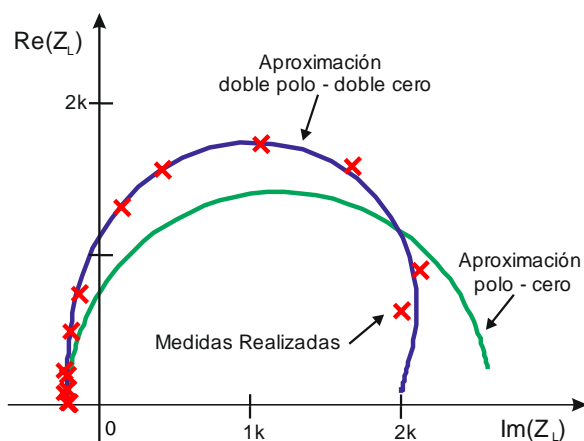


Fig. 4.21. Diagrama polar de la impedancia de pequeña señal.

Aplicando la ecuación (4.17) para diferentes niveles de potencia, se obtiene que la mejor aproximación se consigue cuando dicha ecuación está formada por dos polos reales y dos polos complejos conjugados. Asimismo, y como era de esperar, el cero para bajas frecuencias de perturbación estará en el semiplano derecho. Este resultado está en sintonía con el valor que se obtiene cuando el modelo que se utiliza es el de un único polo y un único cero.

La Fig. 4.21 muestra el diagrama polar de la función de transferencia doble polo – doble cero, el diagrama polar de la función de transferencia polo - cero y los valores medidos de la impedancia de la lámpara en pequeña señal. Como podemos comprobar la función de transferencia doble polo – doble cero proporciona un mejor ajuste que la de polo – cero respecto a los valores medidos.

4.5.4. MODELO DOBLE POLO – DOBLE CERO ADAPTADO A UNA LÁMPARA CON DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA

La función de transferencia doble cero real – doble polo complejo es particularmente eficaz para describir el comportamiento dinámico para altas frecuencias de perturbación. Por consiguiente, puede ser utilizado para determinar con exactitud la estabilidad del sistema lámpara – balasto o para diseñar un lazo cerrado de control [4.23].

Sin embargo, en muchos diseños, la inestabilidad del arco puede aparecer cuando la potencia se reduce por debajo de un determinado nivel. Por tanto, un parámetro importante para ser tenido en cuenta es como los parámetros del modelo cambian con la potencia de la lámpara.

El procedimiento de caracterización descrito en capítulos y en apartados anteriores se utiliza para extraer los parámetros del modelo para diferentes corrientes de arco, variando estas entre 300 mA y 40 mA. Los ensayos se realizan, a las lámparas referenciadas en apartados anteriores,

con una temperatura ambiente media de unos 28°C. Los resultados obtenidos se reflejan en las Fig. 4.22 - Fig. 4.26. Como se puede observar en todas ellas, la ganancia estática r_d , los ceros y los polos de la función transferencia propuesta, tienen una fuerte dependencia de la corriente que circula por la lámpara

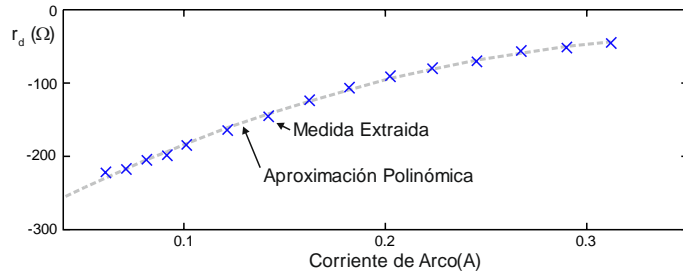


Fig. 4.22. Ganancia estática como función de la corriente de arco.

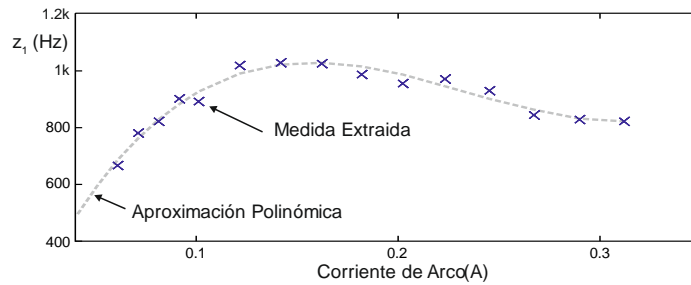


Fig. 4.23. Frecuencia del cero en el semiplano derecho como función de la corriente de arco.

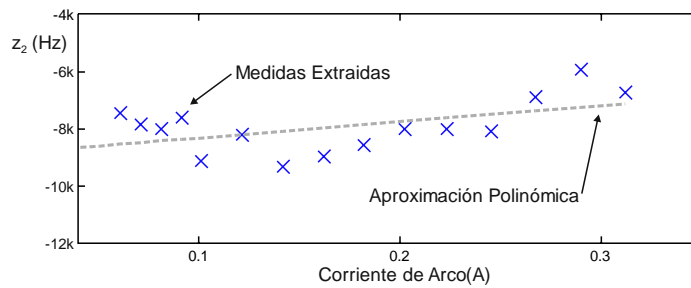


Fig. 4.24. Frecuencia del segundo cero como una función de la corriente de arco.

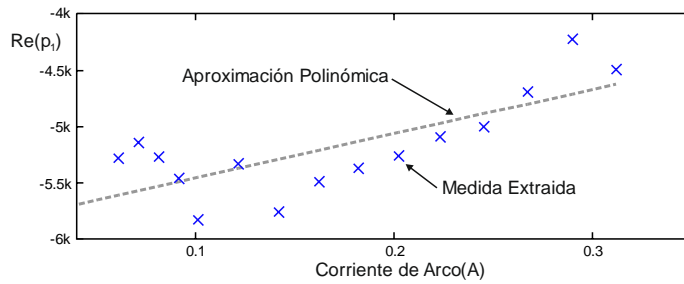


Fig. 4.25. Componente real del doble polo como función de la corriente de arco.

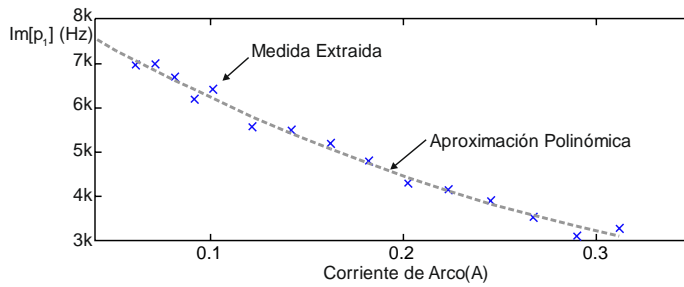


Fig. 4.26. Componente imaginario del doble polo como función de la corriente de arco.

Para el ajuste de la ganancia estática, polos y ceros se utiliza sendas expresiones polinómicas todas ellas en función de la corriente de arco. Los polinomios utilizados para el ajuste de cada parámetro están resumidos en la Tabla 4.7.

Parámetro	Aproximación Polinómica Propuesta
r_d	$-3.08 \cdot 10^3 \cdot P^2 + 2.03 \cdot 10^3 \cdot P - 3.86 \cdot 10^2$
z_1	$-8.39 \cdot 10^2 \cdot P^4 - 10^6 \cdot P^3 + 6.5 \cdot 10^5 \cdot P^2 - 1.23 \cdot 10^5 \cdot P + 2.99 \cdot 10^2$
z_2	$-5.12 \cdot 10^3 \cdot P + 4.96 \cdot 10^4$
$Re(p_1)$	$-1.59 \cdot 10^4 \cdot P + 3.47 \cdot 10^4$
$Im(p_1)$	$1.82 \cdot 10^5 \cdot P^2 - 1.59 \cdot 10^5 \cdot P + 5.17 \cdot 10^4$

Tabla 4.7. Polinomios de ajuste utilizados para cada parámetro.

El término r_d está expresado en ohmios y los términos z_1 , z_2 , $Re(p_1)$ y $Im(p_1)$ vienen expresados en hercios.

Las líneas de puntos de las Fig. 4.22 - Fig. 4.26 corresponden a las aproximaciones polinómicas propuestas. Los términos de cada polinomio se ajustan para conseguir la mejor aproximación posible para cada nivel de potencia.

La evolución de la ganancia estática r_d mostrada en la Fig. 4.22 refleja claramente la tendencia creciente y la buena aproximación obtenida para esta lámpara con un polinomio de segundo orden.

El cero encontrado para bajas frecuencias z_1 decrece para corrientes de la lámpara por debajo de los 120 mA y aumenta para altas corrientes de arco. Para esta característica se ha utilizado un polinomio de ajuste de cuarto orden.

El cero de alta frecuencia y la componente real del polo complejo tienen un comportamiento similar permaneciendo prácticamente constante en una banda de 2,5 KHz (ver Fig. 4.24 y Fig. 4.25). Para el comportamiento de éste modelo se han utilizado dos líneas rectas.

Un polinomio de segundo orden se utiliza para aproximar la característica monótona decreciente de la componente compleja del polo imaginario (ver Fig. 4.26).

4.5.5. EFECTOS DE LOS ELECTRODOS EN EL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL

Como se apuntó anteriormente, la temperatura de un electrodo está influenciada por tres corrientes. La Fig. 4.27 muestra un diagrama simplificado de las corrientes que circulan por el electrodo.

Por definición, a la corriente más elevada de las dos que entran o salen por los terminales de un electrodo se le denomina i_{LH} , e i_{LL} , es por tanto, la corriente más pequeña de las dos, siendo i_D la corriente descarga.

Recordemos que el estándar IEC 60901 define el valor mínimo SoS (suma de los cuadrados de i_{LH} e i_{LL}), valor que es requerido para proporcionar la temperatura del electrodo conforme a la expresión (4.12).

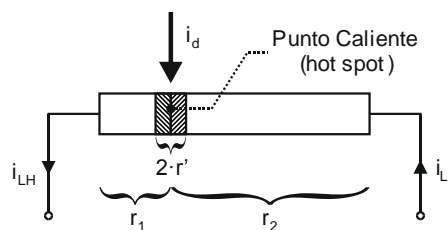


Fig. 4.27. Distribución de las corrientes dentro del electrodo.

El significado físico de esta expresión es explicado en [4.14] de una manera simplificada. Para evitar una excesiva degradación del electrodo, la temperatura del punto caliente (hot spot) debe mantenerse sobre unos 750°C. Cuando la descarga no está presente esta temperatura se obtiene cuando la resistencia tiene un valor de 4,5 veces su valor en frío. Durante un proceso normal de trabajo, la temperatura del punto caliente (hot spot) será constante si el balance de potencias en la región próxima a este punto caliente es también constante. Este balance de potencias puede ser calculado aproximadamente utilizando la expresión (4.18).

$$P_{HS} = r' \cdot I_{LH}^2 + r' \cdot I_{LL}^2 + V_{CF} \cdot I_D \quad (4.18)$$

Donde P_{HS} es el balance de potencias alrededor del punto caliente, r' es la resistencia equivalente de una sección del electrodo (ver Fig. 4.27), y V_{CF} es la caída de tensión en el cátodo. Si la temperatura del punto caliente es constante, entonces la caída de tensión en el cátodo y en la resistencia r' será también aproximadamente constante.

La expresión (4.18) se puede transformar en la ecuación (4.19).

$$I_{LH}^2 + I_{LL}^2 = \frac{P_{HS}}{r'} - \frac{V_{CF}}{r'} \cdot I_D \quad (4.19)$$

Esta expresión se puede utilizar para estimar X_{\min} e Y_{\min} , constantes de la expresión (4.12). Por lo tanto, un balasto que mantenga un valor de SoS de acuerdo con la configuración mínima definida en (4.12) proporcionará una temperatura en el punto caliente constante para todo el rango de potencias (dimming). Esta temperatura será el valor mínimo que evita una excesiva degradación del electrodo. Sin embargo, el límite definido por la expresión (4.12) puede ser crítico para alguna de las aplicaciones de las lámparas. Por éste motivo el estándar IEC 60901 define la línea SoS objetivo, ecuación (4.14).

La Fig. 4.28 refleja las líneas SoS descritas en el estándar IEC 60901 para una lámpara fluorescente compacta Osram T/E 26W como las utilizadas para la experimentación. Como se puede apreciar, para mantener una temperatura apropiada en el punto caliente, no se precisa una corriente adicional de caldeo a partir de un valor de corriente de arco entorno a los 250 mA.

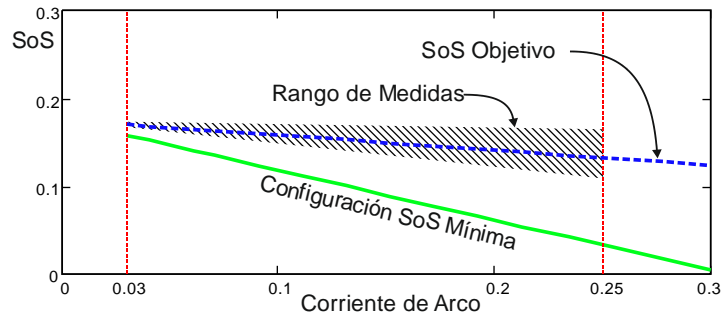


Fig. 4.28. Límites SoS definidos por IEC 60901.

Para verificar la sensibilidad del modelo con respecto a las líneas SoS y apoyándonos en el procedimiento descrito en apartados anteriores, se realizan tres ensayos para tres diferentes líneas SoS: una línea por encima del límite referenciado, otra línea por debajo del límite y el último test utilizando la línea objetivo. Todas las medidas se realizan para un desfase capacitivo de 90° entre la corriente de caldeo i_{LL} y la corriente de descarga i_D , conforme a lo representado en la Figura 3.7.

La Fig. 4.29 representa las resistencias del electrodo r_1 , r_2 y su valor medio para las tres líneas SoS utilizadas en los ensayos. Como se puede apreciar, los valores calculados de r_1 y r_2 arrojan una ligerísima variación respecto a las tres líneas SoS utilizadas, mientras que el valor medio de ambas resistencias permanece prácticamente inalterable para los tres experimentos.

Por otra parte se ha comprobado que las perturbaciones de corriente alterna utilizadas, sobre la corriente de arco, para caracterizar la lámpara tienen un efecto despreciable sobre las resistencias del electrodo en el rango de 50 Hz - 20 KHz. De este modo, las dinámicas del electrodo deben de ser mucho más bajas de 50 Hz para que sus resistencias puedan ser consideradas constantes en el modelo de la lámpara de pequeña señal.

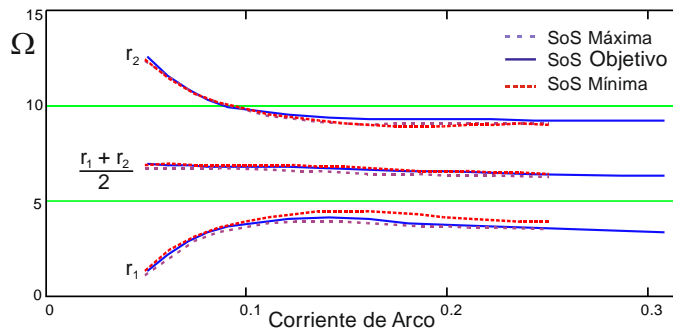


Fig. 4.29. Resistencias del electrodo.

4.6. EFECTOS DE LA TEMPERATURA SOBRE EL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE UNA LÁMPARA FLUORESCENTE

4.6.1. INTRODUCCIÓN

Una de las principales cuestiones, en cuanto a diseño de balastos que trabajen a varios niveles de potencia (dimming), es el rango de estabilidad que se puede obtener en los diseños prácticos. Algunas aplicaciones requieren que la potencia de salida pueda ser reducida por debajo del 20% de su potencia nominal.

Los modelos de pequeña señal han proporcionado una herramienta muy útil para describir el comportamiento dinámico de las lámparas fluorescentes. Estos modelos pueden ser, y son, utilizados para analizar la interacción del conjunto lámpara – balasto y determinar su rango de estabilidad.

Sin embargo, la mayoría de los modelos de pequeña señal que se encuentran en la literatura sobre el tema [4.1] [4.5] [4.20] [4.21] no tienen en cuenta los efectos de la temperatura ambiente.

En éste apartado se va a analizar los efectos de la temperatura ambiente en la característica de pequeña señal de una lámpara fluorescente compacta. Se propone un modelo doble polo complejo – doble cero real dependiente de la temperatura y de la potencia [4.23]. En capítulos posteriores, partiendo de éste modelo, se analizará el efecto de la temperatura en el rango de estabilidad en un balasto de medio puente resonante.

4.6.2. PROCEDIMIENTO DE CARACTERIZACIÓN

El esquema simplificado del circuito utilizado en la caracterización realizada en este apartado es el reflejado en la Figura 3.2 del apartado 3.1 del capítulo 3.

El procedimiento seguido es el descrito en el apartado 3.1 y las lámparas ensayadas son las referenciadas en la Tabla 4.2 del apartado 4.1, todas ellas Osram de 26W y de diferentes temperaturas de color.

Asimismo el circuito equivalente utilizado para el análisis es el mostrado en la Figura 3.4. En ella podemos comprobar que el arco es modelado por medio de la resistencia R_D y los electrodos por r_1 y r_2 . Los componentes inductivos, al igual que en estudios anteriores, de las

impedancias de los electrodos se han despreciado. Por otra parte, al contrario de lo supuesto en algunas referencias como en [4.12], las resistencias de los electrodos r_1 y r_2 se asumen como no iguales.

Las frecuencias de perturbación utilizadas para el análisis abarcan el rango de 50 Hz – 20 KHz. Este barrido de frecuencias se hace para 20 niveles diferentes de potencia y teniendo en cuenta la corriente de caldeo de los electrodos conforme al estándar IEC 60901 y a la Fig. 4.12.

La temperatura ambiente se controla por medio de una cámara térmica y las medidas se realizan para cuatro valores en el rango de 15°C – 45°C (ver Tabla 4.2).

4.6.3. EFECTOS DE LA TEMPERATURA EN EL DOBLE POLO COMPLEJO – DOBLE CERO REAL

Utilizando la configuración descrita en el apartado anterior y aplicando el modelo doble polo complejo – doble polo real desarrollado en el apartado 4.4., cuya expresión matemática se muestra en (4.20), se caracterizan las lámparas relacionada para potencias entre el 20% y el 100% de su potencia nominal.

$$Z_L(s) = r_d \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1\right)\left(\frac{s}{z_2} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\text{Re}(p_1) + j \cdot \text{Im}(p_1)} + 1\right)\left(\frac{s}{\text{Re}(p_1) - j \cdot \text{Im}(p_1)} + 1\right)} \quad (4.20)$$

Como ejemplo, en la Fig. 4.30 se muestra el diagrama del módulo y de la fase de la impedancia de arco en pequeña señal medida al 30% de su potencia nominal.

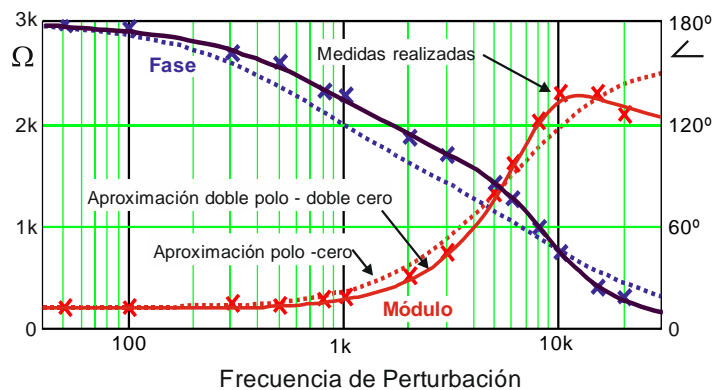


Fig. 4.30. Diagrama del módulo y de la fase de la impedancia de pequeña señal medida al 30% de su potencia nominal.

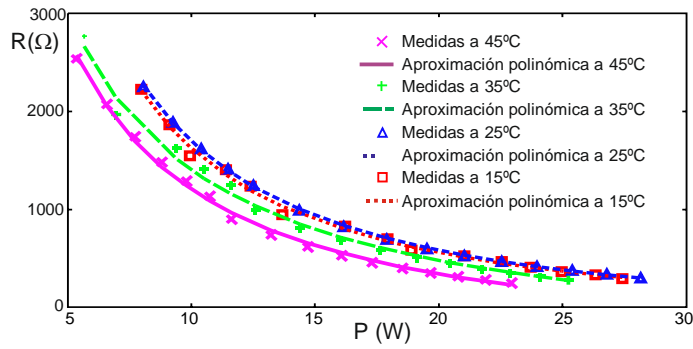


Fig. 4.31. Característica resistencia estática de la lámpara – potencia.

Los resultados obtenidos de la experimentación se resumen en las Fig. 4.31 - Fig. 4.36 [4.23].

La Fig. 4.31 representa la característica estática Resistencia –Potencia como una función de la temperatura ambiente. En ella se puede apreciar que cuando la potencia se acerca a su potencia nominal la variación de la resistencia para las temperaturas ensayadas es mínima. Por otra parte cabe señalar que para temperaturas por debajo de 25°C la variación de la resistencia es imperceptible en todo el rango de potencias estudiado.

La expresión que ajusta la característica estática de la resistencia dependiendo de la potencia y de la temperatura ambiente es la reflejada en (4.21)

$$R(P,T) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 26.5 & -6.49 & -3.69 \cdot 10^{-4} & -7.22 \cdot 10^{-3} \\ -1.02 \cdot 10^3 & 86.9 & 11.7 & 0.16 \\ -1.96 \cdot 10^4 & 2.85 \cdot 10^4 & -1.16 \cdot 10^3 & 9.18 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^{-2} \\ P^{-1} \\ 1 \\ P \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Las Fig. 4.32 - Fig. 4.36 corresponden a los parámetros del doble polo complejo – doble cero real como una función de la potencia de la lámpara y de la temperatura ambiente.

La Fig. 4.32 representa la impedancia dinámica negativa r_d de la expresión (4.20). Como se puede apreciar, éste parámetro se ve afectado muy apreciablemente por las variaciones de la temperatura ambiente, pudiendo duplicar su valor cuando ésta comparación se realiza a bajos niveles potencias para los extremos del rango.

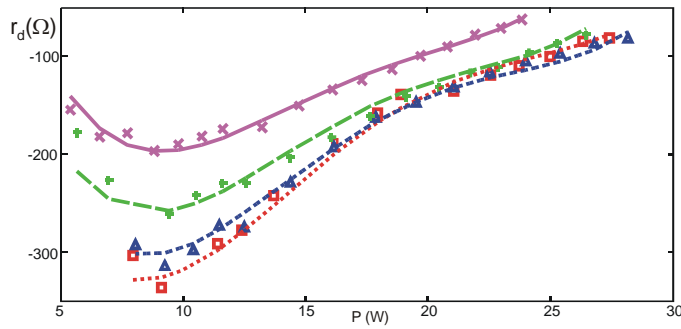


Fig. 4.32. Impedancia dinámica negativa.

La expresión (4.22) se muestra la expresión que aproxima la resistencia dinámica en función de la potencia y la temperatura ambiente.

$$r_d(P, T) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 8.67 \cdot 10^{-7} & -1.41 \cdot 10^{-5} & -2.41 \cdot 10^{-4} & 4 \cdot 10^{-3} & 0.08 \\ -1.31 \cdot 10^{-5} & 1.99 \cdot 10^{-4} & -5.11 \cdot 10^{-3} & -0.04 & -0.43 \\ 7.26 \cdot 10^{-3} & -0.56 & 15.2 & -151 & 161 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^4 \\ P^3 \\ P^2 \\ P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

La Fig. 4.33 representa las curvas que ajustan el cero de alta frecuencia situado en el semiplano derecho típico para todas las lámparas de descarga. Este parámetro, al igual que el anterior, tiene una gran dependencia de la temperatura ambiente.

La expresión que ajusta el cero del semiplano derecho es la mostrada en (4.23)

$$z_1(P, T) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -0.02 & 0.91 & -5.73 \\ 2.03 & -90 & 726 \\ -19.9 & 10^3 & -2.1 \cdot 10^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^2 \\ P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

La Fig. 4. 34 muestra el cero encontrado para las altas frecuencias de perturbación en el semiplano izquierdo.

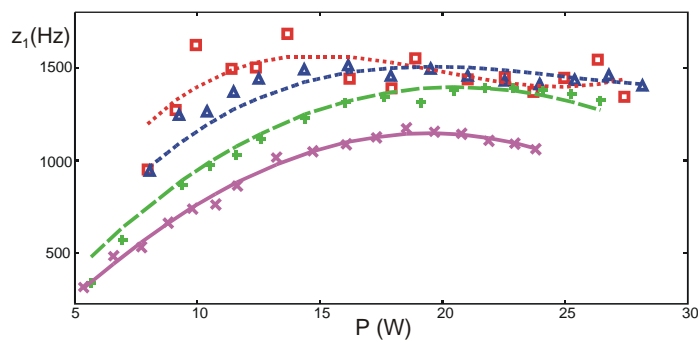


Fig. 4.33. Cero en el semiplano derecho.

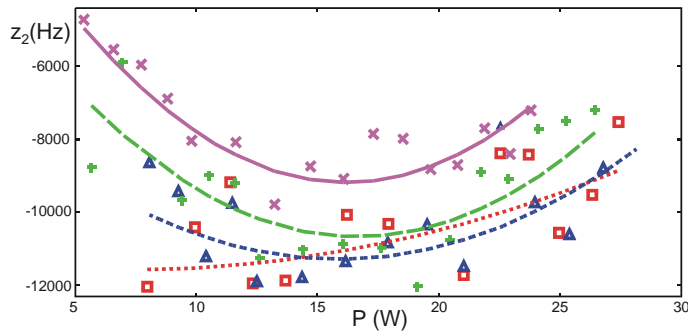


Fig. 4.34. Cero en el semiplano izquierdo.

La ecuación que aproxima el cero del semiplano izquierdo es (4.24)

$$z_2(P, T) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 4.04 \cdot 10^{-4} & -0.02 & 0.23 & -0.576 \\ -0.036 & 1.76 & -21.4 & 45.3 \\ 0.805 & -42.9 & 659 & -1.3 \cdot 10^3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^3 \\ P^2 \\ P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

En las Fig. 4.35 y Fig. 4.36 se representan las características de la parte real e imaginaria de los polos complejos respecto a la potencia y a la temperatura ambiente.

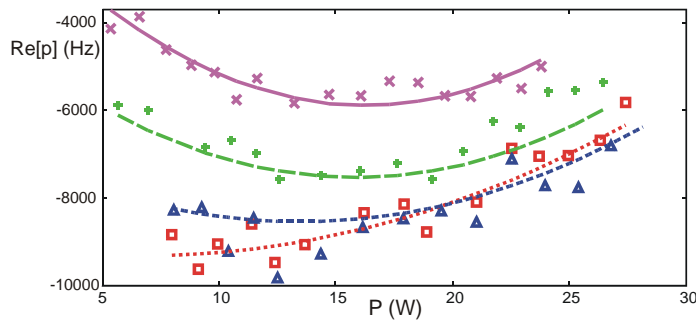


Fig. 4.35. Componente real del polo complejo.

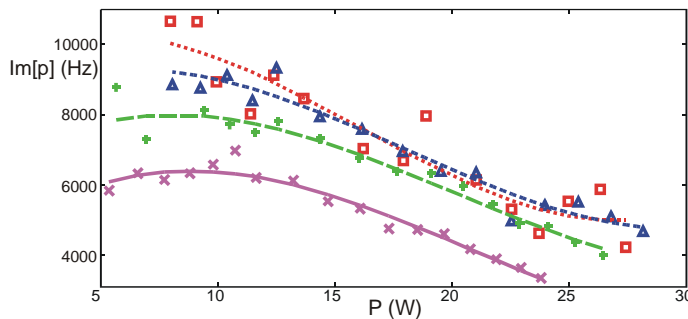


Fig. 4.36. Componente imaginaria del polo complejo.

Las ecuaciones que ajustan las dos gráficas anteriores vienen representadas en (4.25) y (4.26).

$$\operatorname{Re}(p(P,T)) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 4.1 \cdot 10^{-3} & 0.026 & 2.02 \\ 0.126 & -18.1 & 142 \\ 4.34 & 165 & -1.15 \cdot 10^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^2 \\ P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\operatorname{Im}(p(P,T)) = \begin{bmatrix} T^2 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 6.1 \cdot 10^{-4} & -0.02 & 0.082 & -1.53 \\ -0.05 & 1.65 & -0.45 & -78.1 \\ 1.62 & -68.6 & 410 & 1.1 \cdot 10^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^3 \\ P^2 \\ P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

En las expresiones (4.21) - (4.26), el parámetro P es la potencia de la lámpara en vatios y la T es la temperatura ambiente en grados Celsius. Las ecuaciones (4.21) y (4.22) vienen dadas en ohmios y (4.23) - (4.26) en hercios.

Como se puede apreciar en las Fig. 4.32 - Fig. 4.36, todos los parámetros del modelo tienen una fuerte dependencia con la temperatura ambiente. Por lo que podemos asegurar que ésta juega un rol importante en el análisis de estabilidad del sistema lámpara – balasto. Así mismo se puede hacer notar que el mejor ajuste conseguido es para la temperatura de 45°C.

4.7. EFECTOS DE LA DISPERSIÓN EN EL MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE UNA LÁMPARA FLUORESCENTE

4.7.1. INTRODUCCIÓN

En el apartado anterior se ha estudiado cómo se modifican los parámetros del modelo doble-polo doble-cero en función de la temperatura para una lámpara concreta. El método propuesto es fácilmente generalizable para cualquier tipo de fluorescente. No obstante, a parte de la temperatura ambiente, existen otros factores que afectan al comportamiento eléctrico de las lámparas de descarga, tales como la dispersión de características entre fabricantes, la dispersión

para un mismo fabricante debida a tolerancias en el proceso de fabricación o el efecto del envejecimiento. Para conocer cómo afectan estos factores al modelo de pequeña señal propuesto en el apartado anterior, se hace necesario realizar ensayos adicionales.

Debido a la elevada vida útil de las lámparas fluorescentes (del orden de 20.000 horas), se ha optado por plantear ensayos para valorar únicamente los efectos de la dispersión en lámparas nuevas (envejecidas 100 horas a potencia nominal con balasto electrónico de alta frecuencia) y descartar el estudio de los efectos del envejecimiento.

4.7.2. ESTIMACIÓN DE LOS EFECTOS DE LA DISPERSIÓN EN EL MODELO DOBLE-POLO DOBLE-CERO

Para valorar los efectos de la dispersión, se han ensayado un total de 7 lámparas compactas modelo PL-26, que es el mismo que fue utilizado como referencia en el apartado 4.6.

La Tabla 4.8 resume las características de las lámparas utilizadas. Concretamente, la lámpara L4 es exactamente la misma que se empleó en el apartado 4.6.

Referencia	Ref.	Modelo	Fabricante	Temp. de color	Envejecimiento
L1	R20	Dulux T/E	Osram	Cool white	100h
L2	R25	Dulux T/E	Osram	Cool white	100h
L3	R26	Dulux T/E	Osram	Cool white	100h
L4	R29	Dulux T/E	Osram	Cool white	100h
L5	R19	Dulux T/E	Osram	Warm white	100h
L6	R27	Dulux T/E	Osram	Warm white	100h
L7	R28	Dulux T/E	Osram	Warm white	100h

Tabla 4.8 Características de las lámparas empleadas en los ensayos de dispersión.

Empleando el procedimiento de caracterización propuesto en el apartado 4.6 se obtuvieron los parámetros del modelo doble-polo doble-cero de las siete lámparas para cuatro valores de temperatura ambiente: 15°C, 25°C, 35°C y 45°C. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 4.37, la Fig. 4.38, la Fig. 4.39 y la Fig. 4.40.

Las conclusiones que se pueden extraer de estos análisis se pueden resumir en los siguientes puntos:

- La característica estática varía menos en proporción que la característica dinámica por efecto de la dispersión para este modelo de lámpara. Es decir, para las cuatro temperaturas utilizadas en los ensayos, la característica resistencia – potencia de las siete

lámparas (primera gráfica) varía relativamente poco en comparación con las curvas que definen el comportamiento dinámico.

- Las curvas de las siete lámparas muestran tendencias claras y similares, especialmente en el rango entre 35°C y 45°C. Pero a 15°C muchos de los puntos obtenidos en los ensayos se desvían de la tendencia aparente de las curvas. Esto hace complejo conseguir un buen ajuste del modelo a baja temperatura.
- El efecto de la temperatura es algo superior al de la dispersión en todos los parámetros del modelo doble-polo doble-cero. Salvo en el caso del parámetro z_2 , pasar de la característica de 15°C a la de 45°C, tiene un efecto mayor que el de cambiar entre las características de cualquiera de las siete lámparas.
- La temperatura de color no tiene aparentemente efecto en el comportamiento dinámico de la lámpara.
- El efecto de la dispersión resulta notablemente alto en cualquier caso, lo cual impide obtener un modelo de carácter general que se adapte con precisión al comportamiento de un determinado tipo de lámpara.

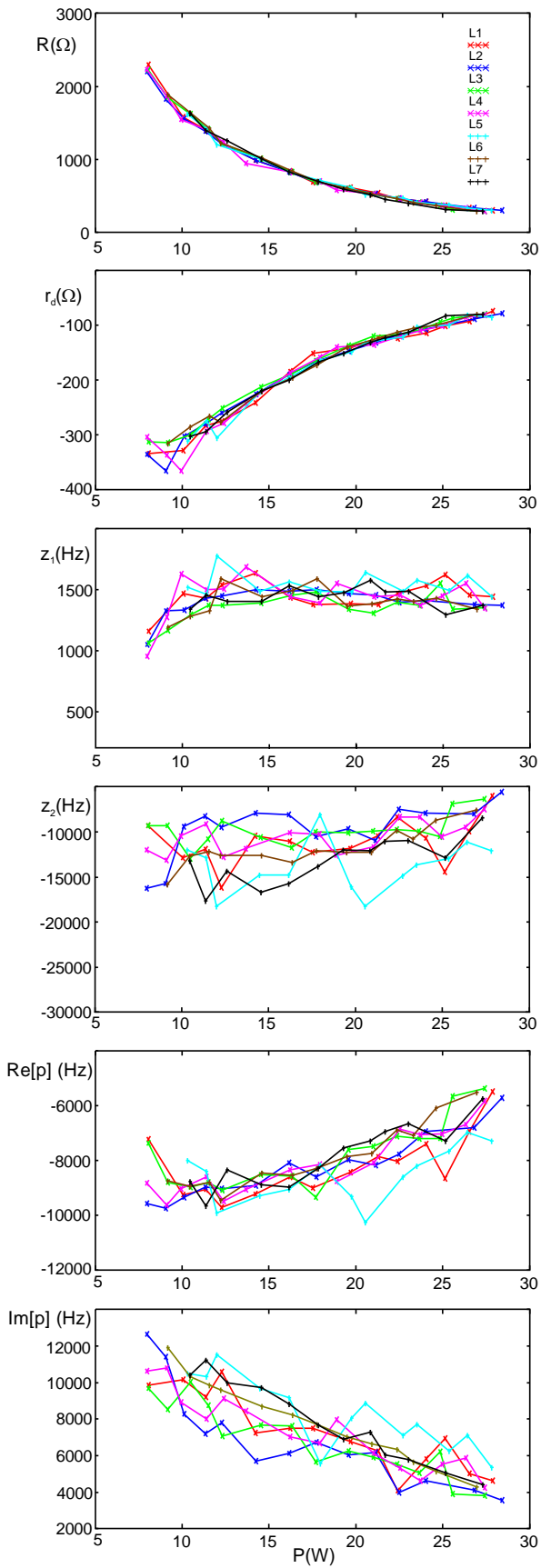


Fig. 4.37. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 15°C.

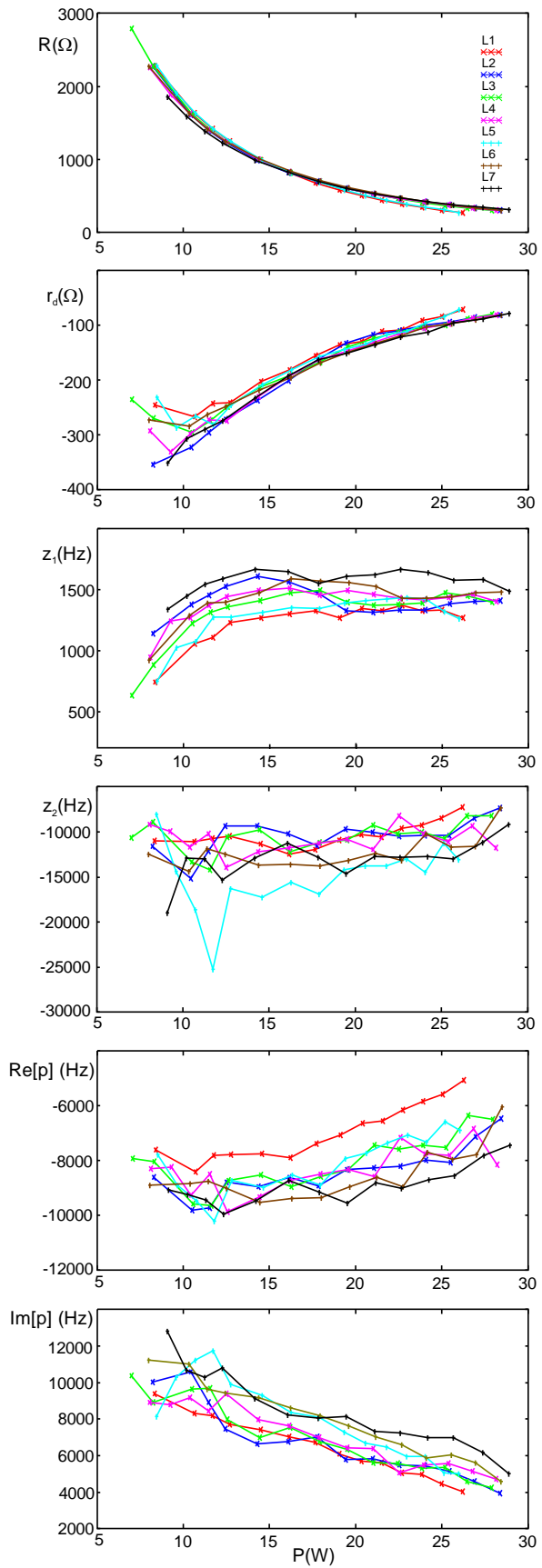


Fig. 4.38. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 25°C.

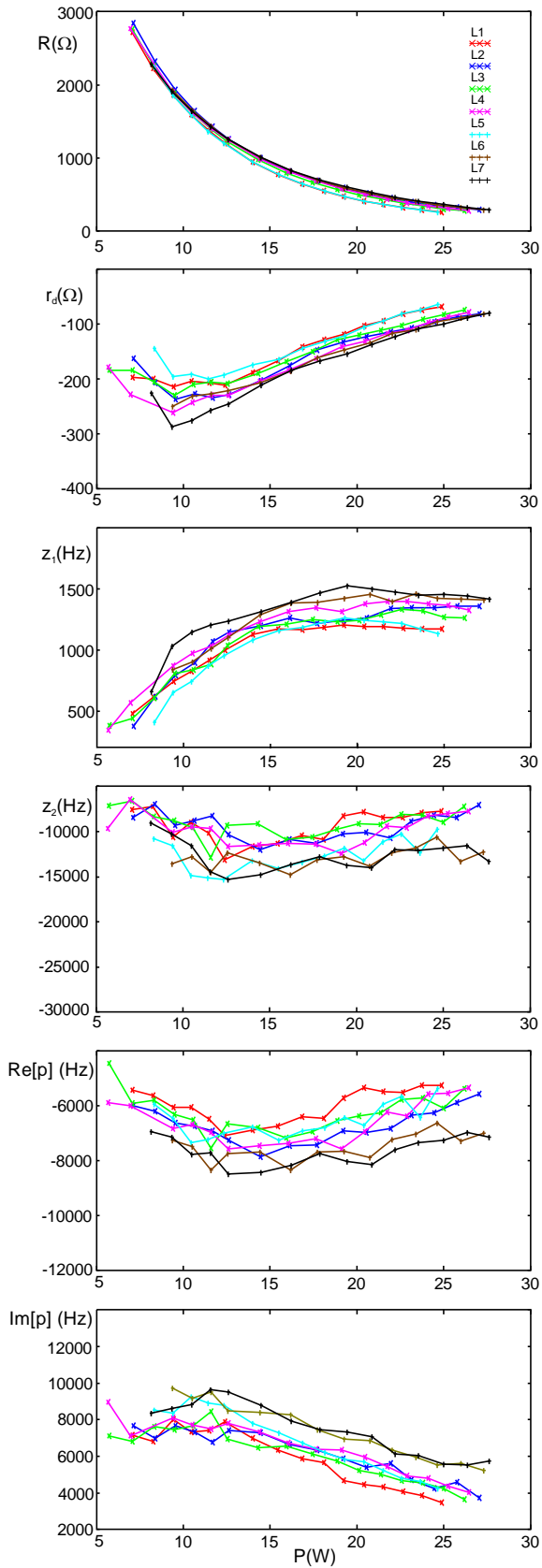


Fig. 4.39. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 35°C

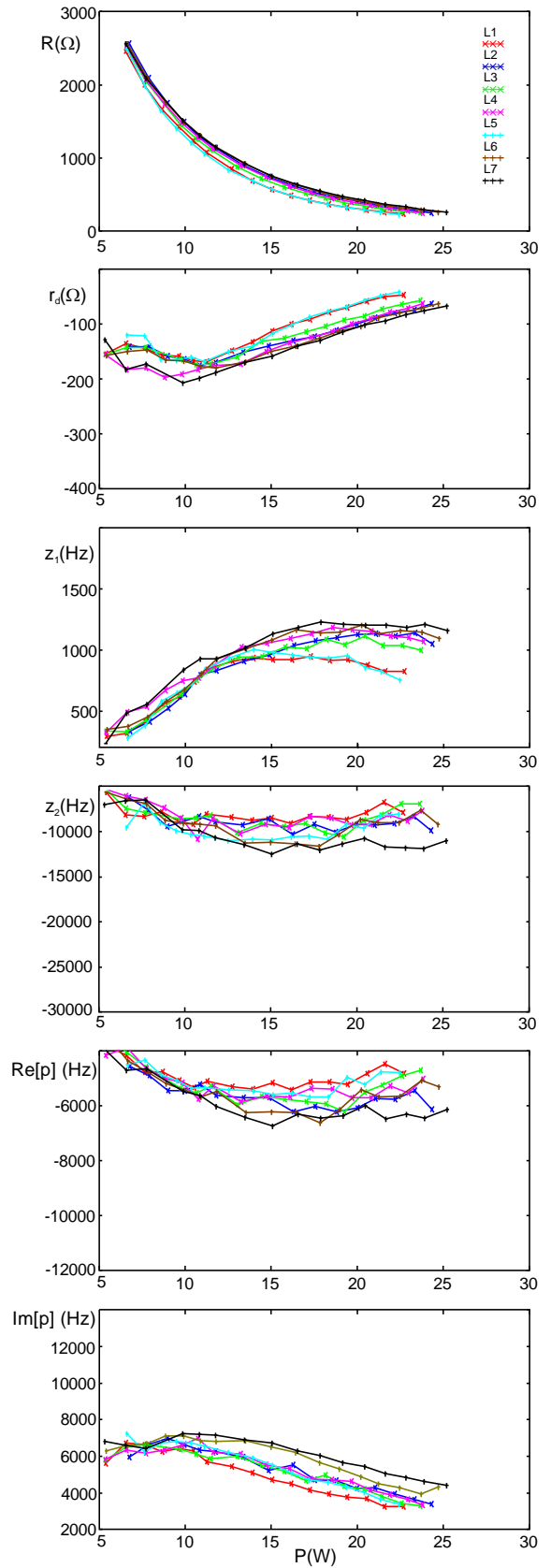


Fig. 4.40. Efecto de la dispersión modelo doble-polo doble cero. Funcionamiento a 45°C

4.8. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha comprobado que el modelo polo-único cero-único no resulta adecuado para predecir el comportamiento dinámico de lámparas fluorescentes a potencias inferiores a la nominal. Para mejorar la precisión a baja potencia se ha propuesto un nuevo modelo basado en una función de transferencia doble-polo doble-cero. En base a este nuevo modelo se ha planteado un procedimiento sistemático para incluir el efecto de la temperatura en el cálculo de los parámetros de la función de transferencia. Los ensayos realizados muestran que el efecto de la temperatura es bastante significativo en el comportamiento dinámico de las lámparas fluorescentes. Se ha comprobado también que la dispersión de características entre lámparas del mismo modelo puede dar lugar a desviaciones importantes.

Se ha descrito un nuevo procedimiento para la caracterización de la impedancia de los electrodos y su incorporación en el modelo de pequeña señal. En el procedimiento propuesto no se ha tenido en cuenta el efecto de la inductancia de los electrodos. Esta inductancia puede provocar errores apreciables cuando se caracterizan lámparas con electrodos de baja impedancia (por ejemplo lámparas TL5 HO).

El grueso de los datos utilizados en el presente capítulo se basa únicamente en dos modelos de lámpara:

- 1.- Lámpara compacta Osram Dulux T/E de 26W
- 2.- Fluorescente lineal Philips TL5 HE-14W

No obstante, tal y como se recoge en las tablas 4.1 y 4.2 al comienzo del capítulo, para la realización de este trabajo doctoral se ensayaron un total de 73 lámparas de múltiples modelos y potencias, tanto tubulares como compactas.

La principal conclusión que se obtiene de la comparación de las características de las lámparas ensayadas es que, en todas ellas, el modelo doble-polo doble-cero permite una mejor aproximación de la característica de pequeña señal a baja potencia. El modelo polo-cero sencillo sólo resulta adecuado para describir el funcionamiento a potencias próximas a la nominal. El comportamiento a baja potencia requiere de un modelo de mayor orden para no perder precisión. Este efecto se aprecia en todas las lámparas ensayadas dentro del rango de temperatura utilizado (15 – 35°C).

REFERENCIAS

- [4.1] Deng E., Cuk, S.: "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, vol.2, no., pp.1050-1056 vol.2, 23-27 Feb 1997.
- [4.2] J. Ribas, J.M. Alonso, E.L. Corominas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades. "Analysis of Lamp-Ballast Interaction Using the Multi-Frequency Averaging Technique". IEEE PESC Rec., 2001, Vancouver, Canada.
- [4.3] Javier Ribas Bueno: "Control optimizado de balastos electrónicos. Modelado estático y dinámico de inversores resonantes y lámparas de descarga." Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Septiembre 2001.
- [4.4] J.M. Alonso, M.A. Dalla-Costa, J. Cardesin, J.A. Martin-Ramos, J. Garcia-Garcia. "Small-Signal Modeling of Discharge Lamps Through Step Response and Its Application to Low-Frequency Square-Waveform Electronic Ballasts". IEEE Transactions on Power Electronics. Volume: 22, Issue: 3, Special Section on Lighting Applications, May 2007.
- [4.5] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, J.M. Alonso, J. Garcia-Garcia; "Small Signal Characterization of Fluorescent Lamps in Dimmed Operation"; Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Porto, Portugal, November 2009
- [4.6] Chr. Meyer, H. Nienhuis: " Discharge Lamps". Philips Technical Library, Kluwer Technische Boeken B.V., Deventer-Antwerpen 1988.
- [4.7] Moo, C.S. , Yao Ching Hsieh ; Yen, H.C. ; Lee, C.R.:" Fluorescent lamp model with power and temperature dependence for high-frequency electronic ballasts". Industry Applications, IEEE Transactions on Volume:39, Issue:1, pages: 121 -127.
- [4.8] F. T. Wakabayashi, F.D. Dantas, J.O.P. Pinto, C. A. Canesin; "Measuring the Equivalent Resistance of the Electrodes' Filaments of Tubular Fluorescent Lamps During Dimming Operation"; 8th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2005; Recife, Brasil, June 2005
- [4.9] Wakabayashi F.T., de Brito M.A.G., Ferreira C.S., Canesin C.A.: "Setting the Preheating Process of Electronic Ballasts for Hot-Cathode Fluorescent Lamps, considering the Rh/Rc Ratio". IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference. 6-10 Nov. 2006 .Pages: 2396 - 2401

[4.10] F. T. Wakabayashi, M. A. Gomes de Brito, C. S. Ferreira, C. A. Canesin; “Setting the Preheating and Steady-State Operation of Electronic Ballasts, Considering Electrodes of Hot-Cathode Fluorescent Lamps”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, pp. 899-911, May 2007

[4.11] Philips Lighting B.V.; “Philips MASTER TL5 lamps”; Philips TL5-OEM product information; from: www.lighting.philips.com; February 2006

[4.12] T. Ribarich, E. Thompson; “T5 Lamp Ballast Using Voltage-Mode Filament Heating”; International Rectifier Application note AN-1020; El Segundo, California, October 2000.

[4.13] L.M. Lee, S.Y.R. Hui; “Automatic Lamp Detection and Operation for Warm-Start Tubular Fluorescent Lamps”; Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE; Washington, DC; February 2009.

[4.14] L.H. Goud, J.W.F. Dorleijn; “Standardized data for dimming of fluorescent lamps”; Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting; Pittsburgh, Pennsylvania, USA, October 2002.

[4.15] Subcommittee 34A of the International Electrotechnical Commission, “IEC60901 Rev. 2007: Single-capped fluorescent lamps - Performance specifications”; IEC Standard

[4.16] J. Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, E.L. Corominas, J. García; “Electrode Characterization in Dimmed Operation of Fluorescent Lamps”, Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Phoenix, USA, November 2010.

[4.17] S. Ben-Yaakov, S. Glozman, R. Rabinovici. “Envelope Simulation by SPICE Compatible Models of Electric Circuits Driven by Modulated Signals”. ”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 2, March/April 2001.

[4.18] M.Gulko and S. Ben-Yaakov, “Current-sourcing parallel-resonant inverter (CS-PPRI): Theory and application as a fluorescent lamp driver”, Proceeding of IEEE Applied Power Electronic Conference, PEC-93, pp. 411-417, 1993.

[4.19] G. Spiazzi, S. Buso, “Small-Signal Analysis of Cold Cathode Fluorescent Lamp Ballasts”; IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, pp. 753-760, May 2007.

[4.20] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; “Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function”; IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011.

[4.21] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; “Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 1, pp. 341-347, Jan 2013.

[4.22] J.Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas: “Using a power-dependent small-signal model for stability analysis in resonant dimming ballasts for fluorescent lamps”, Proceedings of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, November 2011.

[4.23] J. Ribas, R.E. Diaz, A.J. Calleja, J. Garcia, E. Lopez-Corominas, J. Cardesin: ”Temperature effects on the small-signal characteristics of fluorescent lamps”, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , 25-28 Oct. 2012 Montreal

Capítulo 5

Aplicaciones de los modelos de pequeña señal

En este capítulo se explica cómo utilizar los modelos de pequeña señal descritos en los capítulos anteriores para el análisis de la estabilidad del sistema balasto – lámpara.

Aunque los modelos de pequeña señal son aplicables a otras configuraciones de potencia, se ha centrado el estudio de las aplicaciones en circuitos basados en inversores resonantes, ya que esta es la topología empleada actualmente como etapa de salida en la práctica totalidad de los balastos electrónicos comerciales.

En primer lugar se estudia cómo obtener el modelo de un inversor resonante LCC despreciando el efecto de los electrodos. Para el modelado dinámico del inversor se utiliza la técnica de promediado generalizado. Esta técnica permite obtener los modelos de pequeña y gran señal del inversor. El modelo de pequeña señal se combina con los modelos de la lámpara descritos en el anterior capítulo para estudiar la interacción del sistema balasto – lámpara y determinar los límites de funcionamiento estable.

Posteriormente, se aplica el modelado promediado generalizado para estudiar el comportamiento del inversor y la lámpara incluyendo el efecto de la resistencia de los electrodos.

5.1. CONSIDERACIONES GENERALES DE DISEÑO PARA BALASTOS RESONANTES DE ALTA FRECUENCIA CON LA POTENCIA DE SALIDA REGULADA

Los balastos que pueden operar con la potencia de salida regulada, deben de ser capaces de conducir a la lámpara por todas sus fases de trabajo, esto es: precalentamiento del electrodo, ignición, calentamiento y régimen permanente incluso para reducidos niveles de potencia. Todas estas etapas imponen específicas restricciones de diseño.

Los estándares IEC 60901 e IEC 60081 definen, para la mayoría de las lámparas, los límites de la corriente y de la tensión durante la fase de precalentamiento. En ésta etapa, la corriente del electrodo debe de estar comprendida dentro de ciertos márgenes, mientras que la tensión se mantendrá por debajo de determinados valores críticos.

Otra importante restricción que impone el estándar IEC 60901 es la corriente adicional de caldeo necesaria cuando la lámpara trabaja a bajos niveles de potencia. El estándar define la suma de cuadrados (SoS) como un parámetro crítico para funcionamiento del electrodo. Como sabemos por los capítulos anteriores, los valores SoS se calculan como la suma de los cuadrados de las corrientes que son conducidas por los terminales del electrodo. El estándar define los límites SoS como una función lineal respecto de la corriente de la descarga.

La Fig. 5.1 muestra la configuración típica de un inversor resonante de medio puente LCC-SP utilizada como alimentación de lámparas fluorescentes. La mayoría de los diseños prácticos están basados en éste circuito. La variación de la potencia se puede realizar bien modificando la frecuencia de trabajo o bien modificando la tensión del Bus (V_{BUS}).

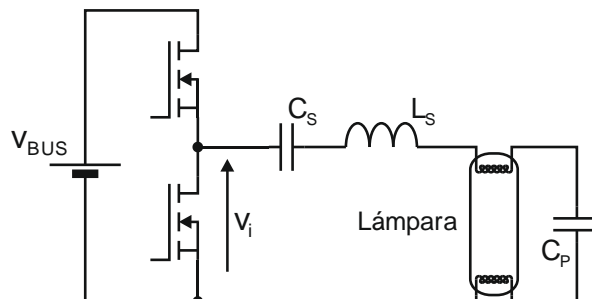


Fig. 5.1. Configuración típica de un inversor resonante de medio puente LCC-SP.

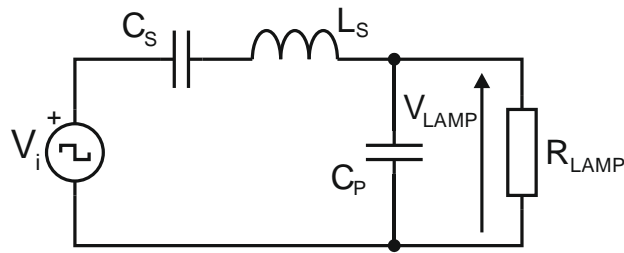


Fig. 5.2. Tanque resonante LCC-SP simplificado con la impedancia del electrodo despreciada.

En algunos diseños, la impedancia del electrodo puede ser despreciada y el circuito de la Fig. 5.1 puede ser simplificado como muestra la Fig. 5.2. Haciendo esta asunción, la ganancia de tensión del tanque resonante como una función de la frecuencia de entrada será la que se refleja en la Fig. 5.3.

La secuencia típica de trabajo para un balasto que opera a diferentes niveles de potencia es el ilustrado en la Fig. 5.3. Después del periodo de precalentamiento del electrodo, la frecuencia de conmutación se reduce gradualmente hasta que la lámpara se enciende. La frecuencia también se utiliza para controlar la potencia de salida en el régimen permanente. La frecuencia mínima de conmutación corresponde normalmente a la potencia nominal de la lámpara.

Comparando la característica estática de la lámpara y el circuito resonante se pueden realizar algunas conclusiones interesantes. La Fig. 5.4 muestra la característica estática resistencia – potencia de la lámpara y la característica del inversor para diferentes frecuencias de trabajo. Como se puede apreciar, cuando el inversor trabaja a la frecuencia natural de resonancia f_{res} , este circuito se comporta como una fuente ideal de corriente proporcionando, como característica resistencia – potencia, una línea recta de pendiente positiva que pasa por el punto cero.

Sin embargo, cuando la frecuencia de conmutación es diferente de la de resonancia, la característica del inversor presenta un máximo que puede proporcionar dos posibles puntos de trabajo (ver f_2 en la Fig. 5.4). Teniendo en cuenta los criterios de estabilidad estática descritos en la referencia [5.3], solo el punto donde la característica del inversor presenta una pendiente positiva podría ser considerando como un punto de funcionamiento estable.

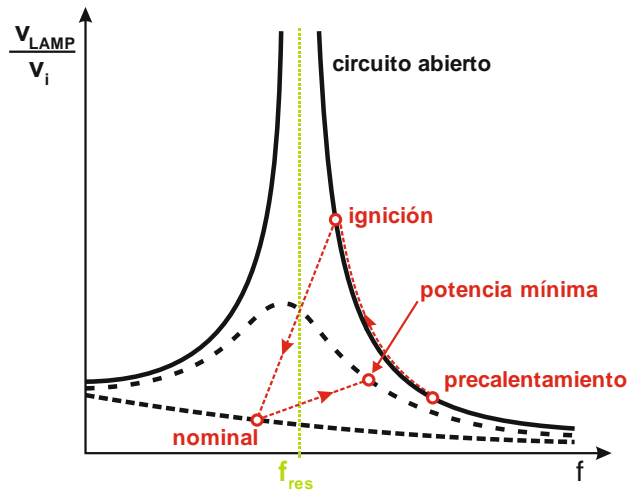


Fig. 5.3. Ganancia de tensión del tanque resonante como una función de la frecuencia de trabajo.

Así mismo se puede apreciar que hay una frecuencia máxima de trabajo a partir de la cual no es factible encontrar un punto de funcionamiento (ver f_3 en la Fig. 5.4.).

Por lo tanto, utilizando el control por frecuencia, existe un límite de potencia mínima por debajo del cual la lámpara se apagará.

Como se ha comentado previamente, cuando el inversor trabaja a su frecuencia natural de resonancia, su comportamiento es como una fuente de corriente, siendo la corriente de salida proporcional a la tensión de entrada del inversor. De esta forma, la potencia de salida puede ser reducida hasta cualquier valor sin que se pierda la condición de estabilidad estática. No obstante, el comportamiento dinámico del inversor y de la lámpara deberán de ser analizados para asegurar el comportamiento estable del sistema lámpara – balasto.

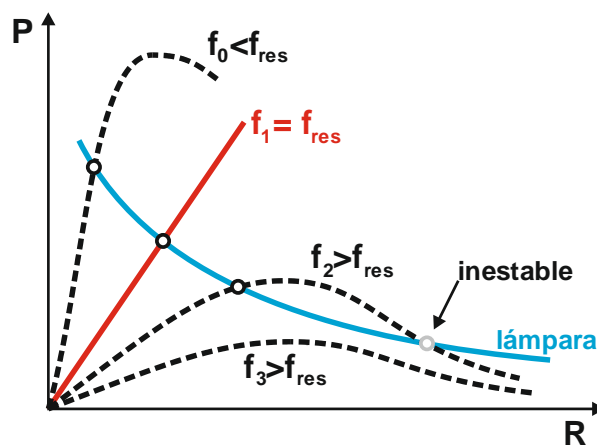


Fig. 5.4. Característica estática de la lámpara y el tanque resonante para diferentes frecuencias de trabajo.

La configuración clásica de la Fig. 5.1, en cuanto a balasto electrónico se refiere, presenta diversos problemas a la hora de cumplir con los diferentes parámetros que exige la norma UNE – EN 60901. La disposición del condensador C_p obliga a que durante el arranque, en la etapa de caldeo, toda la corriente circule por el electrodo lo que hace prácticamente imposible cumplir con las estrictas condiciones de corrientes, tiempos y tensiones que establece la mencionada norma. Asimismo, complica la situación del régimen permanente cuando la lámpara trabaja a potencia reducida, especialmente en cuanto a lo que se refiere a trabajar por debajo de la línea SoS máxima.

Para evitar los problemas que plantea la configuración de la Fig. 5.1 se suele dividir el condensador C_p en dos condensadores, C_{p1} y C_{p2} , adoptando una configuración como la de la Fig. 5.5. Esta, divide la corriente en dos, modificando por tanto la corriente que circula por el electrodo y facilitando, tanto la consecución de los parámetros precisos para el caldeo como el aproximarse a la línea SoS objetivo.

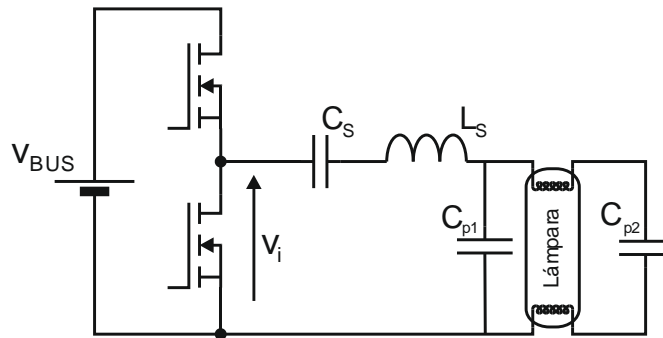


Fig. 5.5. Configuración de un inversor resonante de medio puente LCC-SP con el condensador paralelo dividido.

5.2. MÉTODO PROMEDIADO GENERALIZADO MULTIFRECUENCIA PARA EL ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DINAMICO DE INVERSORES RESONANTES

5.2.1. INTRODUCCIÓN AL MÉTODO PROMEDIADO GENERALIZADO

El método de promediado generalizado multi-frecuencia fue propuesto por Sanders en el año 1.991 [5.4], para solventar algunos de los problemas del procedimiento clásico de promediado de Middlebrook y Cuk [5.6], y complementado por V.A. Caliskan en el año 1.999 [5.5].

El método de promediado generalizado se basa en la descomposición en serie de Fourier de las variables de estado del modelo de un convertidor. El primer paso consiste, por tanto, en obtener el modelo no-lineal en el espacio de estados del convertidor. A partir de este modelo, se obtiene un modelo equivalente donde las variables de estado se corresponden con los coeficientes de la serie exponencial de Fourier de las variables de estado del modelo original. Para una variable de estado cualquiera $x(\tau)$, se obtienen los coeficientes de la serie exponencial de Fourier en el intervalo $\tau \in (t-T, t)$. El orden del modelo obtenido dependerá del número de coeficientes de Fourier considerados para aproximar la variable $x(\tau)$. Por ejemplo, si solamente se considera la componente de continua el modelo obtenido será el mismo que en el caso del modelo tradicional del espacio de estados promediado.

Antes de comenzar con la metodología de estudio dinámico de convertidores resonantes conviene recordar brevemente los conceptos básicos correspondientes a las series exponenciales de Fourier, ya que constituyen la base del método de modelado.

Una onda periódica $x(\tau)$ que verifique las condiciones de Dirichlet puede expresarse como una serie de Fourier exponencial, que es una variante de la serie trigonométrica. La serie exponencial viene dada por la expresión (5.1).

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k e^{jk\omega t} \quad (5.1)$$

Donde los coeficientes $\langle x \rangle_k$ son complejos y vienen dados por la integral (5.2).

$$\langle x \rangle_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (5.2)$$

Si $x(\tau)$ es real es evidente que se cumplirá la igualdad (5.3).

$$\langle x \rangle_k = \langle x \rangle_{-k}^* \quad (5.3)$$

Además la serie exponencial de Fourier está relacionada con la serie trigonométrica de acuerdo con las expresiones (5.4) y (5.5).

$$x(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_1^{\infty} a_k \cos k\omega t + b_k \sen k\omega t \quad (5.4)$$

$$a_k = 2 \operatorname{Re} \langle x \rangle_k \quad b_k = -2 \operatorname{Im} \langle x \rangle_k \quad (5.5)$$

O también por la expresión (5.6).

$$\langle x \rangle_0 = \frac{1}{2} a_0 \quad \langle x \rangle_k = \frac{1}{2} (a_k - jb_k) \quad \langle x \rangle_{-k} = \frac{1}{2} (a_k + jb_k) \quad (5.6)$$

Donde los valores a_k ($k=0,1,2,\dots$) representan los coeficientes de los términos coseno y b_k ($k=1,2,\dots$) los coeficientes de los términos seno del desarrollo trigonométrico de Fourier.

5.2.2. METODOLOGÍA DEL ESTUDIO DINÁMICO

El método de modelado generalizado se basa en aproximar la onda $x(\tau)$ en el intervalo $(t-T, t]$ por medio de una serie exponencial de Fourier, conforme a la ecuación (5.7).

$$x(t-T+\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega(t-T+\tau)} \quad (5.7)$$

Donde:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (5.8)$$

$$\tau \in (0, T] \quad (5.9)$$

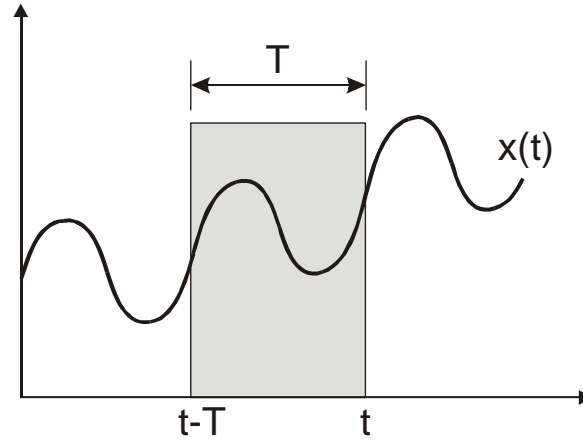


Fig. 5.6. Ventana de integración.

Y $\langle x \rangle_k(t)$ son los coeficientes complejos de la serie exponencial de Fourier, que varían en el tiempo pero son considerados constantes en el intervalo $(t-T, t]$ y son evaluados en el instante t final de dicho intervalo, ver la Fig. 5.6.

Estos coeficientes se calculan mediante la integral (5.10).

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-T+\tau) e^{-jk\omega(t-T+\tau)} d\tau \quad (5.10)$$

En este método de modelado las variables de estado consideradas son los coeficientes complejos de la serie exponencial de Fourier, ya que a partir de estos coeficientes las evoluciones temporales de las variables de estado se obtienen empleando (5.7). El orden del modelo obtenido y por tanto su precisión viene dado por el número de coeficientes de Fourier considerados a la hora de aproximar las variables de estado.

Para poder aplicar este método al modelado en el espacio de estados es necesario conocer la operación de diferenciación en el tiempo de los coeficientes de Fourier. Se demuestra que se verifica la igualdad (5.11)

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (5.11)$$

Hay que tener en cuenta que en el caso de que ω sea variable, la ecuación (5.11) es sólo una aproximación. No obstante para variaciones lentas de la frecuencia $\omega(t)$ dicha ecuación representa una buena aproximación.

Otra cuestión importante para el empleo de los coeficientes de Fourier como variables de estado es la obtención de los coeficientes de una función escalar f , es decir (5.12).

$$\langle f(x_1, x_2, \dots, x_n) \rangle_k \quad (5.12)$$

En la mayoría de los casos es prácticamente imposible obtener una expresión explícita para los coeficientes (5.12) expresados en términos de coeficientes $\langle x \rangle_k$. Una aproximación para este caso es el método de la función descriptora. No obstante, en el caso de algunas funciones determinadas, como por ejemplo las de tipo polinómico, los coeficientes de la función pueden obtenerse empleando la propiedad de convolución (5.13).

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (5.13)$$

Calculando los términos del polinomio por separado empleando la propiedad (5.13) se pueden determinar los coeficientes de Fourier del mismo.

5.2.3. APLICACIÓN AL MODELADO DE ESTADOS

En el caso más general el modelo de un convertidor en el espacio de estados vendrá dado conforme a las ecuaciones (5.14) y (5.15).

$$\frac{d}{dt} \bar{x}(t) = f \{ \bar{x}(t), \bar{u}(t) \} \quad (5.14)$$

$$\bar{y}(t) = g \{ \bar{x}(t), \bar{u}(t) \} \quad (5.15)$$

Donde $\bar{x}(t)$ es el vector de estado, $\bar{u}(t)$ es el vector de excitación e $\bar{y}(t)$ es el vector de variables de salida. Las funciones $f(\bullet)$ y $g(\bullet)$ en el caso más general pueden ser funciones no lineales.

Para obtener el modelo del convertidor se aplica el método del desarrollo exponencial de Fourier a ambos lados de la ecuación (5.14) del sistema, tal y como se expone en (5.16).

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{d}{dt} \bar{x} \right\rangle_k &= \langle f(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k \\ \langle \bar{y} \rangle_k &= \langle g(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k \end{aligned} \quad (5.16)$$

Empleando (5.11) en (5.16) permite simplificar el modelo conforme a (5.17).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_k &= -jk\omega \langle \bar{x} \rangle_k + \langle f(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k \\ \langle \bar{y} \rangle_k &= \langle g(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k \end{aligned} \quad (5.17)$$

El último paso del modelo es obtener los coeficientes $\langle f(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k$ y $\langle g(\bar{x}, \bar{u}) \rangle_k$ en función de los coeficientes de Fourier $\langle \bar{x} \rangle_k$ y $\langle \bar{u} \rangle_k$, lo que puede realizarse empleando la propiedad (5.13) de convolución en el caso de que $f(\bullet)$ sea una función polinómica o bien aproximarse por medio de la función descriptiva como ya se ha dicho.

Lo esencial en este modelo es considerar solamente aquellos coeficientes de Fourier imprescindibles para capturar en el mismo el comportamiento más interesante del sistema.

5.2.4. CASO PARTICULAR: SISTEMAS LINEALES INVARIANTES

Obtención de las ecuaciones generales

Un caso particular interesante es el de los sistemas lineales e invariantes con el tiempo, en los cuales las ecuaciones de estado se pueden escribir de acuerdo con la expresión (5.18).

$$\frac{d}{dt} \bar{x}(t) = A \bar{x}(t) + B u(t) \quad (5.18)$$

Donde los términos de las matrices A y B vienen dados por los parámetros del circuito y no varían en el tiempo. Aplicando el método de modelado sobre la ecuación (5.18) que describe el sistema obtenemos la expresión (5.19).

$$\left\langle \frac{d}{dt} \bar{x} \right\rangle_k = A \langle \bar{x} \rangle_k + B \langle u \rangle_k \quad (5.19)$$

Empleando (5.11) en (5.19) obtenemos (5.20).

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_k = -jk\omega \langle \bar{x} \rangle_k + A \langle \bar{x} \rangle_k + B \langle u \rangle_k \quad (5.20)$$

De donde se obtiene finalmente la expresión (5.21).

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_k = (-jk\omega I + A) \langle \bar{x} \rangle_k + B \langle u \rangle_k \quad (5.21)$$

Siendo I la matriz identidad.

Se observa que (5.21) proporciona un modelo en el espacio de estados en el cual las nuevas variables de estado son los coeficientes complejos de la serie exponencial de Fourier. Debe tenerse en cuenta que el sistema (5.21) se encuentra definido en el plano complejo, por lo que para su manipulación y resolución deberá emplearse la metodología matemática compleja.

Solución en régimen permanente

La condición para régimen permanente es la que representa (5.22).

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_k = \bar{0} \quad (5.22)$$

Que aplicada al sistema (5.21) nos proporciona la solución para régimen permanente.

$$\langle \bar{x}_0 \rangle_k = (jk\omega_0 I - A)^{-1} B \langle u_0 \rangle_k \quad (5.23)$$

La ecuación (5.23) nos proporciona la solución en régimen permanente para las variables de estado. En cuanto a las variables de salida, su solución en régimen permanente se obtendrá directamente por aplicación de la función que las relaciona con las variables de estado (5.24).

$$\bar{y}_0 = h(\langle \bar{x}_0 \rangle_k, \langle u_0 \rangle_k) \quad (5.24)$$

Donde se ha supuesto conocida la función $h(\bullet)$ que relaciona las variables de salida con las variables de estado, lo que resulta habitual en muchos casos.

Obtención del modelo de pequeña señal

Para obtener el modelo dinámico de pequeña señal se introduce una perturbación en el modelo (5.21) de la variable con respecto a la cual se desea determinar la función de transferencia, admitiendo que el resto de posibles variables de control o perturbaciones permanecen constantes. Por ejemplo, si se desea emplear la frecuencia como variable de control, introducimos una perturbación en la frecuencia tal y como se indica en (5.25).

$$\hat{\omega} = \omega_0 + \hat{\omega} \quad (5.25)$$

Admitiendo que la excitación permanece constante (5.26).

$$\langle u \rangle_k = \langle u_0 \rangle_k \quad (5.26)$$

La perturbación introducida provoca la siguiente variación en las variables de estado (5.27).

$$\langle \bar{x} \rangle_k = \langle \bar{x}_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k \quad (5.27)$$

Empleando (5.25) a (5.27) en el modelo dado por (5.21) tenemos la expresión

$$\frac{d}{dt} \left(\langle \bar{x}_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k \right) = (-jk(\omega_0 + \hat{\omega})I + A) \left(\langle \bar{x}_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k \right) + B \langle u_0 \rangle_k \quad (5.28)$$

Operando en (5.28) y despreciando términos de segundo orden e identificando la solución de régimen permanente dada por (5.23) se obtiene finalmente la ecuación (5.29).

$$\frac{d}{dt} \langle \hat{x} \rangle_k = (-jk\omega_0 I + A) \langle \hat{x} \rangle_k - jk\hat{\omega} I \langle \bar{x}_0 \rangle_k \quad (5.29)$$

Aplicando transformadas de Laplace a ambos miembros de la expresión (5.29) tenemos (5.30).

$$s \langle \bar{x} \rangle_k(s) = (-jk\omega_0 I + A) \langle \bar{x} \rangle_k(s) - jk\omega(s) I \langle \bar{x}_0 \rangle_k \quad (5.30)$$

De donde se obtienen las funciones de transferencia entre las variables de estado y la frecuencia, tal y como refleja (5.31).

$$\frac{\langle \bar{x} \rangle_k(s)}{\omega(s)} = - \left[(s + jk\omega_0) I - A \right]^{-1} jk I \langle \bar{x}_0 \rangle_k \quad (5.31)$$

La ecuación (5.31) proporciona finalmente las funciones de transferencia de pequeña señal que relacionan la perturbación en las variables de estado para una perturbación en la frecuencia de conmutación.

Siguiendo el mismo proceso pueden determinarse las funciones de transferencia entre las variables de estado y la excitación de entrada al inversor, en este caso se admite que la frecuencia permanece constante, se tiene (5.32)(5.33)(5.34).

$$\omega = \omega_0 \quad (5.32)$$

$$\langle \mathbf{u} \rangle_k = \langle \mathbf{u}_0 \rangle_k + \langle \hat{\mathbf{u}} \rangle_k \quad (5.33)$$

$$\langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k = \langle \bar{\mathbf{x}}_0 \rangle_k + \langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k \quad (5.34)$$

Operando de la misma manera se obtiene la siguiente ecuación diferencial (5.35).

$$\frac{d}{dt} \langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k = (-jk\omega_0 \mathbf{I} + \mathbf{A}) \langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k + \mathbf{B} \langle \hat{\mathbf{u}} \rangle_k \quad (5.35)$$

Aplicando transformadas de Laplace se tiene (5.36).

$$s \langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k (s) = (-jk\omega_0 \mathbf{I} + \mathbf{A}) \langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k (s) + \mathbf{B} \langle \hat{\mathbf{u}} \rangle_k (s) \quad (5.36)$$

Despejando se obtiene finalmente (5.37).

$$\frac{\langle \hat{\bar{\mathbf{x}}} \rangle_k (s)}{\langle \hat{\mathbf{u}} \rangle_k (s)} = [(s + jk\omega_0) \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} \quad (5.37)$$

La ecuación (5.37) proporciona las funciones de transferencia entre las variables de estado y la excitación.

Habitualmente las variables de estado no coincidirán con las variables de salida o de observación del circuito por lo que será necesario obtener las funciones de transferencia finales entre la frecuencia o la excitación y la variable o variables de salida. La relación entre las variables de estado y las de salida vendrá dada en muchos casos como indica (5.38)

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{h}(\langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k, \langle \mathbf{u} \rangle_k) \quad (5.38)$$

De donde (5.39)

$$\bar{\mathbf{y}}(s) = \left[\frac{\partial}{\partial \langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k} \mathbf{h}(\langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k, \langle \mathbf{u} \rangle_k) \right] \langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k (s) + \left[\frac{\partial}{\partial \langle \mathbf{u} \rangle_k} \mathbf{h}(\langle \bar{\mathbf{x}} \rangle_k, \langle \mathbf{u} \rangle_k) \right] \langle \mathbf{u} \rangle_k (s) \quad (5.39)$$

Empleando (5.39) en combinación con (5.31) y (5.37) se pueden determinar finalmente las funciones de transferencia que relacionan las variables de salida y las variables de control. Hay que recordar que las ecuaciones genéricas obtenidas en este apartado sólo son válidas si el sistema es lineal e invariante, de manera que pueda representarse de la forma (5.18), lo que

sucede por ejemplo en el caso de inversores resonantes. En el resto de casos deberá emplearse el método general, proporcionado por el modelo (5.17).

5.3. EJEMPLO DE APLICACIÓN: CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL DE LAMPARAS FLUORESCENTES PARA DIFERENTES NIVELES DE POTENCIA

5.3.1. ANÁLISIS DE LA INTERACCIÓN DEL SISTEMA LÁMPARA BALASTO

El primer paso para analizar la interacción del conjunto lámpara – balasto es obtener el modelo de pequeña señal. Uno de los métodos que puede ser utilizado para obtener el modelo dinámico de balastos resonantes es el basado en técnica de promediado generalizado multifrecuencia estudiada en el apartado anterior y en [5.4][5.5]. Este método permite obtener el modelo promediado de un convertidor de potencia incluyendo los efectos de los múltiples armónicos de corrientes y tensiones que circulan a través de sus elementos reactivos. El modelo dinámico obtenido de ésta forma se utilizará para estudiar la interacción entre el balasto y la lámpara caracterizada en el tema anterior.

Para ilustrar la metodología propuesta en este apartado, se empleará un inversor resonante de medio puente como el que se muestra en la Fig. 5.7. En primer lugar se obtendrá la función de transferencia en pequeña señal que relacionará la potencia de salida con la frecuencia de conmutación del inversor [5.9] y después se combinará con la característica de pequeña señal de la lámpara.

El modelo del arco en pequeña señal, puede ser expresado en términos de relación entre las envolventes de tensión y de corriente (5.40), o como una función de la proporción entre las variaciones en pequeña señal de la resistencia equivalente de la lámpara \hat{R} y la potencia de la misma \hat{P} . En este apartado usaremos esta última opción. No obstante, el paso de una a otra representación es sencillo. Usando la definición de la impedancia de pequeña señal:

$$\hat{v}/\hat{i} = Z_L(s) \quad (5.40)$$

La formulación alternativa R-P del modelo en pequeña señal puede ser derivada de la expresión (4.20) por medio de los cambios de variable reflejados en (5.41) y (5.42).

$$\hat{P} = I \cdot \hat{v} + V \cdot \hat{i} \quad (5.41)$$

$$\hat{R} = \frac{1}{I} \hat{v} - \frac{V}{I^2} \hat{i} \quad (5.42)$$

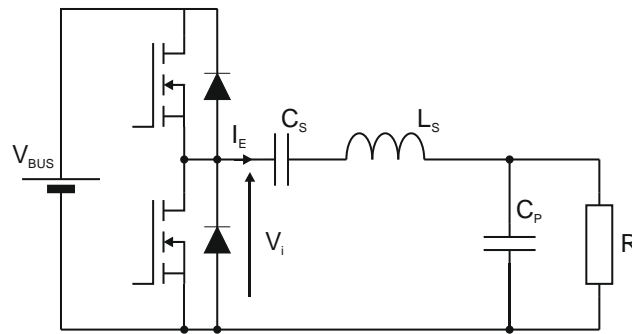


Fig. 5.7. Esquema simplificado del inversor resonante.

Operando las ecuaciones (4.20), (5.41) y (5.42), obtenemos la expresión (5.43) [5.11].

$$\frac{\hat{R}}{\hat{P}} = \Pi(s) = \frac{R}{P} \cdot \frac{-R + Z_L(s)}{R + Z_L(s)} \quad (5.43)$$

Ecuación que va a ser utilizada en apartados posteriores para analizar la interacción entre el conjunto lámpara – balasto.

Para obtener la función de transferencia de pequeña señal emplearemos la técnica del promediado generalizado multi-frecuencia [5.4][5.5]. La ecuación de estado mostrada en la ecuación (5.18) se puede redefinir conforme a (5.44).

$$A \cdot \frac{d}{dt} \bar{x}(t) + B \cdot \bar{x}(t) = \bar{u}_i \quad (5.44)$$

Las matrices A y B de la ecuación (5.44) se obtienen analizando el circuito equivalente de la Fig. 5.8.

De este modo la expresión (5.44) se transforma en la ecuación (5.45)

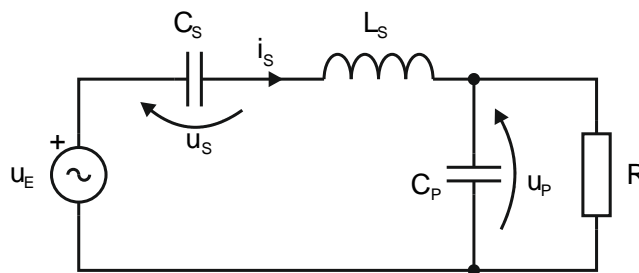


Fig. 5.8. Esquema equivalente del inversor resonante LCC-SP.

$$\begin{pmatrix} 0 & C_s & 0 \\ L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_p \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ u_s \\ u_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 1/R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ u_s \\ u_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ u_E \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.45)$$

Comparando la ecuación (5.44) con la expresión (5.45) vemos que se trata de un sistema lineal e invariante, donde las matrices A y B son las que se reflejan en las ecuaciones (5.46) y (5.47) respectivamente.

$$A = \begin{pmatrix} 0 & C_s & 0 \\ L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_p \end{pmatrix} \quad (5.46)$$

$$B = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ -1 & 0 & 1/R \end{pmatrix} \quad (5.47)$$

Puesto que lo que estamos estudiando es un inversor resonante, las variables de estado serán prácticamente senoidales, con bajo contenido en armónicos, por lo que no tienen parte de continua y la componente más importante es la componente fundamental o el armónico de primer orden.

Aplicamos por tanto la ecuación (5.21) con $K=1$, considerando como el nuevo vector de variables de estado a (5.48).

$$\langle \bar{x} \rangle_1 = \begin{pmatrix} \langle i_s \rangle_1 \\ \langle u_s \rangle_1 \\ \langle u_p \rangle_1 \end{pmatrix} \quad (5.48)$$

Usando la aproximación fundamental de la tensión cuadrada de entrada u_E , el vector excitación de la ecuación (5.45) se transforma en la ecuación (5.49).

$$\langle \bar{u}_i \rangle_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ \langle u_E \rangle_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.49)$$

La aplicación del método de promediado generalizado usando la aproximación fundamental permita convertir la expresión (5.44) en:

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_1 = (-j\omega \cdot I - A^{-1}(R) \cdot B(R)) \cdot \langle \bar{x} \rangle_1 + A^{-1}(R) \cdot \langle \bar{u}_i \rangle_1 \quad (5.50)$$

La función de transferencia del convertidor, para pequeñas perturbaciones sobre los parámetros del circuito, se puede calcular linealizando la expresión del modelo promediado generalizado de gran señal (5.50).

Los siguientes pasos van encaminados hacia la obtención del modelo de pequeña señal del inversor como una función de las perturbaciones existentes en el arco y reflejadas en la resistencia \hat{R} y en la potencia \hat{P} . La expresión resultante será combinada con el modelo de pequeña señal de la lámpara $\hat{R} - \hat{P}$ con la intención de analizar la interacción lámpara – balasto.

La ecuación fundamental que describe la dinámica del inversor es (5.50). Esta expresión puede ser reescrita de la forma que se representa en (5.51).

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_1 = E(R) \cdot \langle \bar{x} \rangle_1 + F(R) \cdot \langle \bar{u}_i \rangle_1 \quad (5.51)$$

Definiendo $E(R)$ y $F(R)$ como (5.52) y (5.53) respectivamente.

$$E(R) = (-j\omega I - A^{-1}(R) \cdot B(R)) \quad (5.52)$$

$$F(R) = A^{-1}(R) \quad (5.53)$$

Perturbando la ecuación (5.52) obtendríamos la ecuación (5.54).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle \hat{x} \rangle_1 &= E(R_0) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 + \frac{d}{dR} E(R)_{R=R_0} \cdot \langle \bar{x}_0 \rangle_1 \cdot \hat{R} + \\ &+ F(R_0) \cdot \langle \hat{u}_i \rangle_1 + \frac{d}{dR} F(R)_{R=R_0} \cdot \langle \bar{u}_{i_0} \rangle_1 \cdot \hat{R} \end{aligned} \quad (5.54)$$

Esta ecuación puede ser expresada también como refleja 5.55).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle \hat{x} \rangle_1 &= E(R_0) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 + (E_R(R_0) \cdot \langle \bar{x}_0 \rangle_1 + \\ &+ F_R(R_0) \cdot \langle \bar{u}_{i_0} \rangle_1) \cdot \hat{R} + F(R_0) \cdot \langle \hat{u}_i \rangle_1 \end{aligned} \quad (5.55)$$

Utilizando la notación (5.56) y (5.57).

$$E_R(R_0) = \frac{d}{dR} E(R)_{R=R_0} \quad (5.56)$$

$$F_R(R_0) = \frac{d}{dR} F(R)_{R=R_0} \quad (5.57)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la expresión 5.55) se obtiene (5.58).

$$\begin{aligned} \langle \hat{x} \rangle_1 &= (sI - E(R_0))^{-1} \cdot (E_R(R_0) \cdot \langle \bar{x}_0 \rangle_1 + \\ &+ F_R(R_0) \cdot \langle \bar{u}_{i_0} \rangle_1) \cdot \hat{R} + (sI - E(R_0))^{-1} \cdot F(R_0) \cdot \langle \hat{u}_i \rangle_1 \end{aligned} \quad (5.58)$$

Utilizando las siguientes definiciones (5.59) y (5.60).

$$G(s) = (sI - E(R_0))^{-1} \cdot (E_R(R_0) \cdot \langle \bar{x}_0 \rangle_1 + F_R(R_0) \cdot \langle \bar{u}_{i_0} \rangle_1) \quad (5.59)$$

$$H(s) = (sI - E(R_0))^{-1} \cdot F(R_0) \quad (5.60)$$

La ecuación (5.58) puede ser reescrita conforme a (5.61).

$$\langle \hat{x} \rangle_1 = G(s) \cdot \hat{R} + H(s) \cdot \langle \hat{u}_i \rangle_1 \quad (5.61)$$

La potencia del arco se puede calcular por medio de la corriente del arco i_{arc} . Esta corriente se puede expresar como una función de las variables de estado del circuito y sus derivadas (5.62).

$$i_{arc} = M \cdot \bar{x} + N \cdot \frac{d\bar{x}}{dt} \quad (5.62)$$

Operando la ecuación (5.62) utilizando para ello las perturbaciones de pequeña señal y la transformada de Laplace se obtiene (5.63).

$$\langle \hat{i}_{arc} \rangle_1 = (sN + j\omega N + M) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 \quad (5.63)$$

Definiendo $K(s)$ como (5.64).

$$K(s) = (sN + j\omega N + M) \quad (5.64)$$

La expresión (5.63) puede ser reescrita como (5.65).

$$\langle \hat{i}_{arc} \rangle_1 = K(s) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 \quad (5.65)$$

Separando las partes del complejo en reales e imaginarias obtenemos respectivamente (5.66) y (5.67).

$$\text{Re}(\langle \hat{i}_{arc} \rangle_1) = K_r(s) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 \quad (5.66)$$

$$\text{Im}(\langle \hat{i}_{arc} \rangle_1) = K_{im}(s) \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 \quad (5.67)$$

Despreciando los armónicos de potencia de orden superior, la potencia de arco puede ser calculado por la expresión

$$P = R \cdot (\text{Re} \langle i_{arc} \rangle_1)^2 + R \cdot (\text{Im} \langle i_{arc} \rangle_1)^2 \quad (5.68)$$

Linealizando la ecuación (5.68) y combinándola con las expresiones (5.66) y (5.67), obtenemos (5.69).

$$\begin{aligned} \hat{P} = & \left| \langle i_{arc_0} \rangle_1 \right|^2 \cdot \hat{R} + 2 \cdot R_0 \cdot [\text{Re} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_r(s) + \\ & + \text{Im} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_{im}(s)] \cdot \langle \hat{x} \rangle_1 \end{aligned} \quad (5.69)$$

Combinando la expresión (5.69) con el modelo del inversor (5.61) y con la función de transferencia de la lámpara (5.43) se obtiene la potencia con respecto a la tensión de entrada (5.70).

$$\frac{2R_0 \cdot \left(\text{Re} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_r(s) + \text{Im} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_{im}(s) \right) \cdot H(s)}{1 + \left[- \left| \langle i_{arc_0} \rangle_1 \right|^2 \cdot \Pi(s) - \left[2R_0 \cdot \left(\text{Re} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_r(s) + \text{Im} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_{im}(s) \right) \cdot G(s) \right] \cdot \Pi(s) \right]} \quad (5.70)$$

El término más relevante a la hora de analizar la estabilidad del sistema es la ganancia de lazo equivalente $Lg(s)$ que resulta ser la expresión (5.71).

$$\begin{aligned} Lg(s) = & - \left| \langle i_{arc_0} \rangle_1 \right|^2 \cdot \Pi(s) - \\ & - \left[2R_0 \cdot \left(\text{Re} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_r(s) + \text{Im} \langle i_{arc_0} \rangle_1 \cdot K_{im}(s) \right) \cdot G(s) \right] \cdot \Pi(s) \end{aligned} \quad (5.71)$$

5.3.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para validar la metodología propuesta en apartados anteriores, se ha diseñado y probado un prototipo de laboratorio [5.9]. El prototipo está basado en la topología de potencia descrita en el apartado anterior; la lámpara utilizada fue un fluorescente compacto Osram Dulux T/E 26W.

Las características dinámicas de la lámpara fueron expuestas en el Capítulo 4 apartado 4.3.2 y en la referencia [5.9]. Las características básicas del prototipo se resumen en la Tabla 5.1.

Características de las lámparas		
Modelo de la lámpara	Resistencia equivalente a 26W	
Osram Dulux T/E 26 w	173 Ω	
Parámetros del circuito		
C_s	C_p	L_s
5,8 nF	5,8 nF	861,4 μ H
Condiciones del test		
Frecuencia de conmutación		V_g
100 kHz		235-39,3V

Tabla 5.1. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizados en la configuración experimental.

El prototipo está diseñado para trabajar a la frecuencia natural de resonancia del tanque resonante LCC. La variación de la potencia de salida se consigue variando la tensión de entrada del inversor. De esta forma, el comportamiento estático del circuito es una tensión controlada por una fuente de corriente. Sin embargo, como el comportamiento dinámico de la lámpara y del circuito es dependiente de la potencia, el sistema podría alcanzar un estado inestable para alguna potencia de trabajo.

Para determinar el margen de estabilidad del sistema lámpara – balasto se utiliza el criterio de Nyquist. En la Fig. 5.9 se muestra el diagrama polar de la expresión (5.71) para tres diferentes niveles de potencia. Como se puede apreciar, el sistema lámpara – balasto se vuelve inestable cuando la potencia de salida se reduce por debajo de 9,5W. El sistema presenta un polo complejo inestable a una frecuencia ligeramente por debajo de 5 kHz. Este polo proporcionara una fuerte oscilación a ésta frecuencia cuando la potencia sobrepasa el límite de 9,5W.

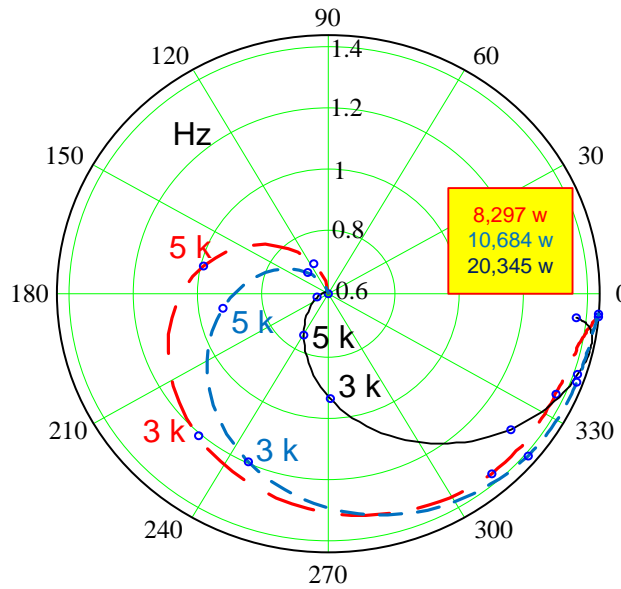


Fig. 5.9. Diagrama polar del lazo de ganancia del sistema lámpara – balasto.

Por tanto, el modelo propuesto predice una estabilidad del sistema lámpara – balasto para un rango de potencias que abarca desde la potencia nominal hasta el valor de 9,5W.

La Fig. 5.10 muestra las tensiones y corrientes medidas con el prototipo de laboratorio cuando la lámpara trabaja a su potencia nominal de 26W. Como se puede apreciar por las formas, el sistema permanece perfectamente estable como el modelo propuesto había adelantado.

Si gradualmente bajamos la potencia de la lámpara se observa que la tensión y la corriente en la lámpara oscilan notablemente a 9,48W. Este valor es una muy buena aproximación respecto a la potencia que había anticipado el modelo.

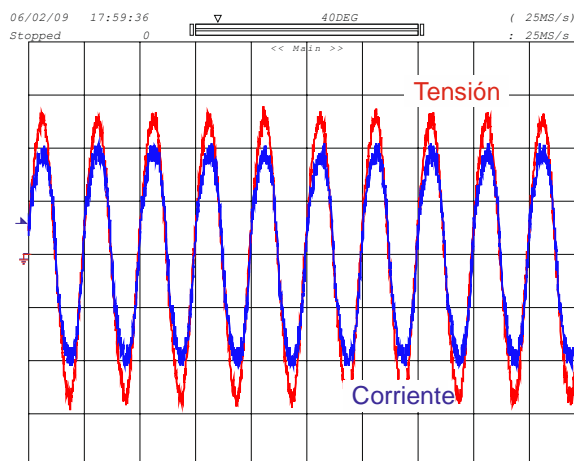


Fig. 5.10. Tensión y corriente en la lámpara a potencia nominal. (Tensión: 50V/div, corriente: 200mA/div, tiempo: 10µs/div)

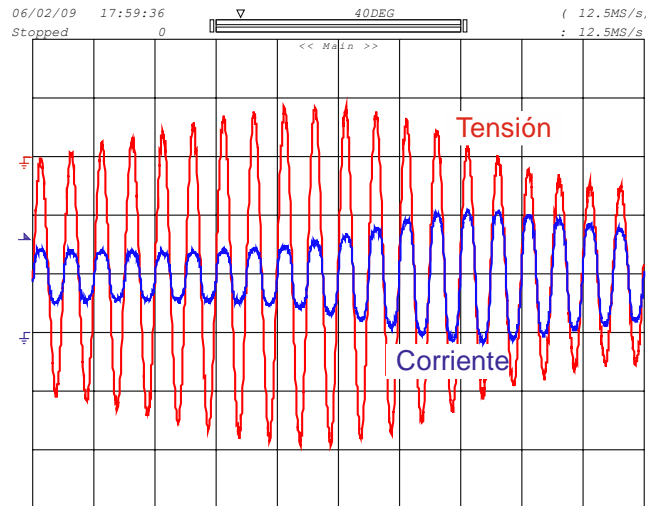


Fig. 5.11. Tensión y corriente en la lámpara a 8,72W. (Tensión: 100V/div, corriente: 100mA/div, tiempo: 20µs/div)

La Fig. 5.11 muestra la tensión y la corriente de lámpara cuando la potencia de salida se ha reducido hasta un valor de 8,72W. Como se puede observar, ambos valores presentan una fuerte oscilación. La frecuencia de ésta oscilación es ligeramente inferior a 5 kHz. Este valor también está en consonancia con lo esperado (ver Fig. 5.9).

A pesar de la buena concordancia entre las predicciones teóricas y los resultados prácticos, no debemos de olvidar que en este caso no estamos considerando la aportación del electrodo, lo que sin ninguna clase de duda, puede modificar el funcionamiento de la lámpara, especialmente, cuando nos encontramos ante un proceso de reducción de potencia. Además, no caldear los electrodos puede resultar muy perjudicial para la misma. Por éste motivo, para los casos que se estudian en los apartados que a continuación se describen, se tendrán en cuenta en el modelo.

5.4. IMPEDANCIA DE LOS ELECTRODOS

5.4.1. CIRCUITOS DE CALDEO Y SUS CARACTERISTICAS

Tradicionalmente, el caldeo de los electrodos se realiza mediante dos métodos bien diferenciados: el precalentamiento por corriente y el precalentamiento por tensión.

El caldeo por corriente típico es el mostrado en la Fig. 5.1, éste como se comentó en el apartado 5.2 plantea numerosos problemas a la hora de cumplir con la normativa, siendo una variante del mismo el mostrado en la figura Fig. 5.5, que viene a solucionar los mencionados problemas dando un grado de libertad más a la hora del diseño.

El caldeo por tensión más común es el representado en la Fig. 5.12 en la que, como se puede observar, el número de grados de libertad aumenta, resultando más sencillo la consecución de los parámetros establecidos por las normas en la fase de precalentamiento, y presentando una configuración más versátil para la obtención de la línea SoS más adecuada en cada momento.

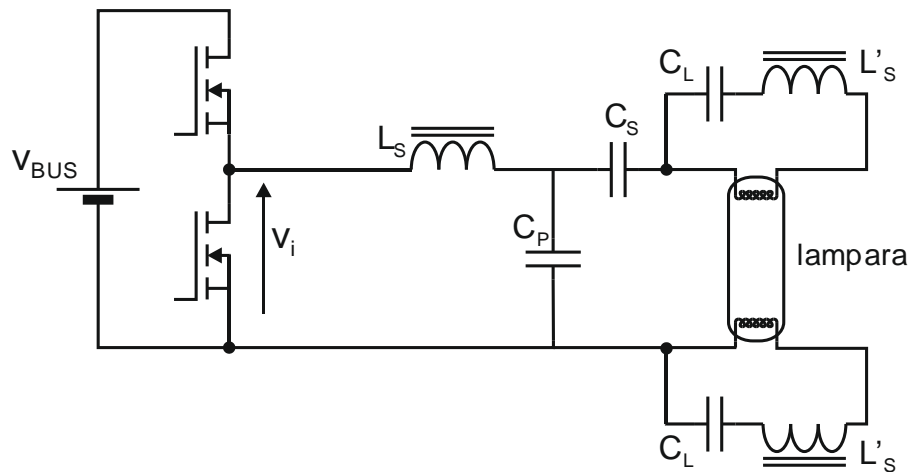


Fig. 5.12. Configuración más habitual del caldeo por tensión.

5.4.2. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE UN INVERSOR LCC-SP UTILIZANDO LA CORRIENTE PARA EL CALDEO DE LOS ELECTRODOS

Las características de algunas lámparas fluorescentes hacen imposible diseñar el inversor resonante estándar LCC-SP y a la vez cumplir con las limitaciones impuestas por la norma IEC 60901 (ver Fig. 5.1). Tal y como se comentó en apartados anteriores, en algunos diseños, el condensador paralelo resultante C_p grande y la corriente del electrodo podría resultar excesiva. En estos casos, tal y como se puede observar en la Fig. 5.13, la corriente de caldeo del electrodo puede ser reducida dividiendo el condensador paralelo en dos [5.11]. Este circuito será el que se utilice para ilustrar la técnica del promediado generalizado multifrecuencia como análisis de estabilidad de un balasto resonante.

La Fig. 5.14 muestra el diagrama del circuito equivalente de un tanque resonante con el condensador paralelo dividido [5.11].

El circuito equivalente de la lámpara incluye la resistencia equivalente de arco R , y las resistencias del electrodo r_1 y r_2 [5.14].

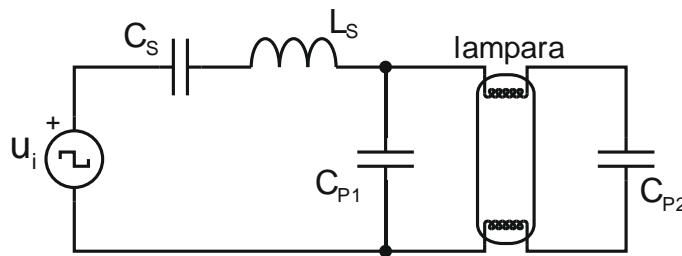


Fig. 5.13. Tanque resonante LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con el condensador paralelo dividido.

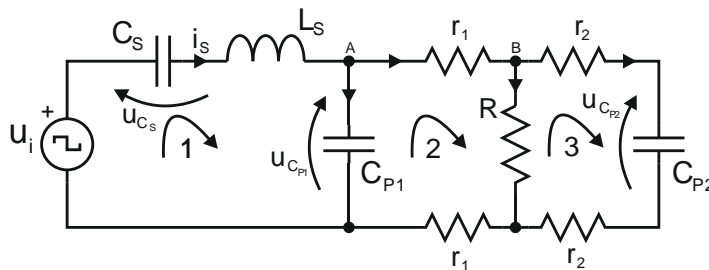


Fig. 5.14. Circuito equivalente simplificado de un tanque resonante LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con el condensador paralelo dividido.

Para realizar el análisis del circuito de la Fig. 5.14 se van a considerar como variables de estado los parámetros que a continuación se relacionan:

- Tensión en el condensador serie, u_{C_S}
- Tensión en el condensador paralelo previo al circuito equivalente de la lámpara, $u_{C_{P1}}$
- Tensión en el condensador paralelo posterior al circuito equivalente de la lámpara $u_{C_{P2}}$
- Corriente que circula por condensador serie, i_S

Centrándonos en los nudos A y B del circuito de la Fig. 5.14 se puede comprobar que las corrientes que circulan por las resistencias r_1 y R son las mostradas en las expresiones (5.72) y (5.73), respectivamente.

$$i_S - C_{P1} \cdot \frac{du_{C_{P1}}}{dt} \quad (5.72)$$

$$i_S - C_{P1} \cdot \frac{du_{C_{P1}}}{dt} - C_{P2} \cdot \frac{du_{C_{P2}}}{dt} \quad (5.73)$$

Por otra parte, si analizamos el circuito de la Fig. 5.14 por el método de las mallas, teniendo en cuenta las expresiones (5.72) y (5.73), se puede concluir que las ecuaciones representativas de cada una de ellas son las mostradas en las expresiones (5.74) - (5.76).

$$\text{Malla 1} \quad -L_S \cdot \frac{di_S}{dt} - u_S - u_{C_{P1}} = -u_i \quad (5.74)$$

$$\begin{aligned} \text{Malla 2} \quad & C_{P1} \cdot (2 \cdot r_1 + R) \cdot \frac{du_{C_{P1}}}{dt} + R \cdot C_{P2} \cdot \frac{du_{C_{P2}}}{dt} + \\ & + u_{C_{P1}} - (2 \cdot r_1 + R) \cdot i_S = 0 \end{aligned} \quad (5.75)$$

$$\begin{aligned} \text{Malla 3} \quad & -R \cdot C_{P1} \cdot \frac{du_{C_{P1}}}{dt} - (R \cdot C_{P2} + 2 \cdot r_2 \cdot C_{P2}) \cdot \frac{du_{C_{P2}}}{dt} - \\ & - u_{C_{P2}} + R \cdot i_S = 0 \end{aligned} \quad (5.76)$$

Teniendo en cuenta que la corriente i_S que circula por el condensador serie C_S es la expresada en la ecuación (5.77).

$$C_S \cdot \frac{du_S}{dt} - i_S = 0 \quad (5.77)$$

Tendremos que la ecuación con las variables de estado correspondiente al circuito de la Fig. 5.14 es la expresada en (5.78).

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -L_S \\ 0 & C_{P1} \cdot (2 \cdot r_1 + R) & R \cdot C_{P2} & 0 \\ 0 & -R \cdot C_{P1} & -C_{P2} \cdot (2 \cdot r_2 + R) & 0 \\ C_S & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_S \\ u_{CP1} \\ u_{CP2} \\ i_S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -(2r_1 + R) \\ 0 & 0 & -1 & R \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_S \\ u_{CP1} \\ u_{CP2} \\ i_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -u_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.78)$$

Esta ecuación es la matriz de coeficientes detallada en (5.44). Proporciona las matrices A y B de la mencionada expresión. Ambas matrices son necesarias para calcular la ganancia de lazo de la ecuación (5.71).

Teniendo en cuenta que la corriente de arco es la reflejada por la ecuación (5.77), y convirtiendo ésta a la forma matricial, quedaría la expresión (5.79).

$$(0 \quad -C_{P1} \quad -C_{P2} \quad 0) \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_S \\ u_{CP1} \\ u_{CP2} \\ i_S \end{pmatrix} + (0 \quad 0 \quad 0 \quad 1) \cdot \begin{pmatrix} u_S \\ u_{CP1} \\ u_{CP2} \\ i_S \end{pmatrix} = i_{arc} \quad (5.79)$$

Identificando términos entre las ecuaciones (5.62) y (5.79), vemos que las matrices M y N son las mostradas en (5.80) y (5.81).

$$M = (0 \quad 0 \quad 0 \quad 1) \quad (5.80)$$

$$N = (0 \quad -C_{P1} \quad -C_{P2} \quad 0) \quad (5.81)$$

El modelo de pequeña señal, doble polo complejo – doble cero real descrito en la tabla 4.7 del Capítulo 4 y en las referencias [5.10] [5.12], y el circuito de la Fig. 5.13 con los parámetros que se resumen en la Tabla 5.2, se obtiene la ganancia de lazo de la expresión (5.71) como una función de la potencia de la lámpara.

Características de la lámpara			
Modelo de lámpara		Resistencia equivalente a 26 W	
Osram Dulux T/E 26 W		163 Ω	
Parámetros del circuito			
C_s	C_{P1}	C_{P2}	L_s
15 nF	5,5 nF	8,6 nF	2,2 mH
Condiciones del test			
Frecuencia de conmutación		V_g	
39 kHz		210-30V	

Tabla 5.2. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-SP con control de tensión

El diagrama de Nyquist de la ganancia de lazo del sistema lámpara – balasto se representa en la Fig. 5.15. Como se puede comprobar, para la potencia de 21W el sistema es perfectamente estable; mientras que cuando la potencia de salida es reducida hasta un valor de 10W la condición de estabilidad se pierde y la potencia de salida presentará un comportamiento oscilante.

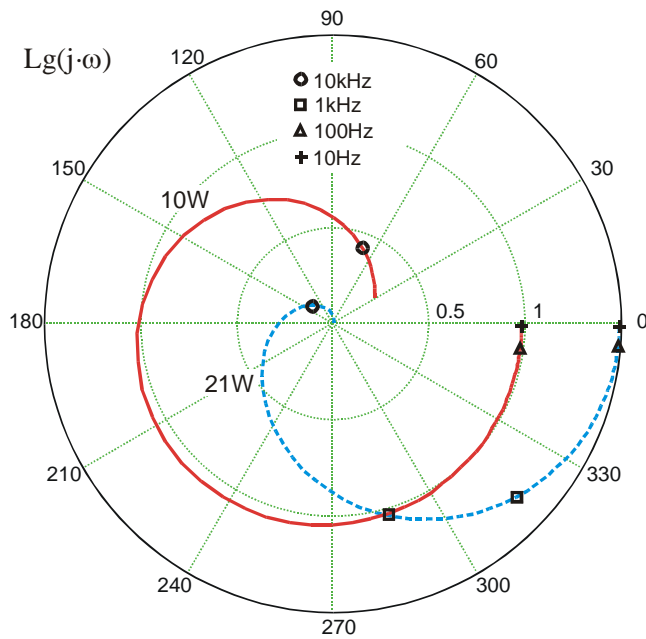


Fig. 5.15. Diagrama de Nyquist de la ganancia de lazo equivalente a 10W y a 21W.

5.4.3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE UN INVERSOR LCC-SP UTILIZANDO LA TENSIÓN PARA EL CALDEO DE LOS ELECTRODOS

Uno de las configuraciones más comúnmente utilizadas en balastos con el nivel de potencia de salida controlado son los circuitos inversores resonantes LCC-PS utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos (ver Fig. 5.16). El caldeo de los electrodos se realiza por medio de los dos devanados del secundario de la bobina resonante. La relación de espiras entre el primario y los dos devanados del secundario, junto con el condensador de acoplamiento C_L hace posible que el inversor diseñado cumpla con las especificaciones del estándar IEC 60901.

El control del circuito se realizará por medio de la frecuencia y para el análisis de su estabilidad se empleará el método del promediado generalizado multifrecuencia.

La Fig. 5.17 muestra el esquema equivalente simplificado del circuito inversor resonante LCC-PS. Los tres devanados de la bobina se modelan como una bobina magnetizante L_S y un transformador ideal con una relación de espiras $N_1 / N_2 / N_2$.

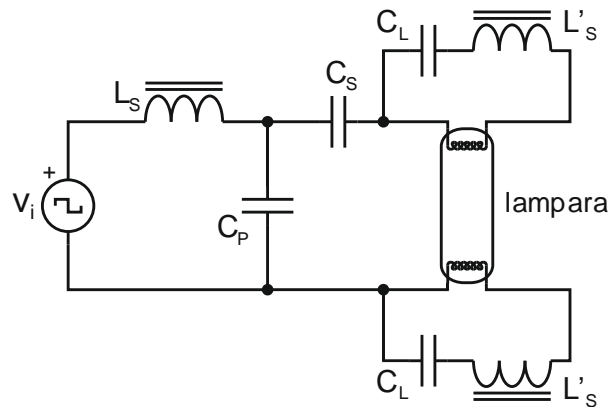


Fig. 5.16. Tanque resonante LCC-PS utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos.

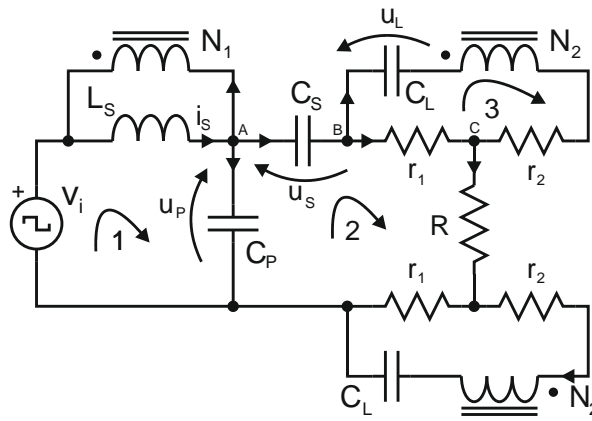


Fig. 5.17. Circuito equivalente simplificado del tanque resonante LCC-PS utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos.

Utilizando el mismo procedimiento que en el apartado anterior y considerando como variables de estado:

- Tensión en el condensador serie, u_S
- Tensión en el condensador paralelo, u_P
- Tensión en el condensador del circuito de caldeo u_L
- Corriente que circula por la bobina L_S , i_S

Centrándonos en los nudos A y B del circuito de la Fig. 5.17 se puede comprobar que las corrientes que circulan por la bobina L_S y por la resistencia r_1 son las mostradas en las expresiones (5.82) y (5.83), respectivamente.

$$i_S = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot C_L \cdot \frac{du_L}{dt} + C_S \cdot \frac{du_S}{dt} + C_P \cdot \frac{du_P}{dt} \quad (5.82)$$

$$C_S \cdot \frac{du_S}{dt} - C_L \cdot \frac{du_L}{dt} \quad (5.83)$$

Por otra parte, si analizamos el circuito de la Fig. 5.17 por el método de las mallas, teniendo en cuenta las expresiones (5.82) y (5.83), se puede concluir que las ecuaciones representativas de cada una de ellas son las mostradas en las expresiones (5.84) - (5.86).

$$\text{Malla 1} \quad -L_S \cdot \frac{di_S}{dt} - u_P = -u_i \quad (5.84)$$

$$\begin{aligned}
 \text{Malla 2} \quad & u_P - u_S - 2 \cdot r_1 \cdot \left(C_S \cdot \frac{du_S}{dt} - C_L \cdot \frac{du_L}{dt} \right) - \\
 & - R \cdot C_S \cdot \frac{du_S}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{5.85}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Malla 3} \quad & r_2 \cdot C_L \cdot \frac{du_L}{dt} + u_L + \frac{N_2}{N_1} \cdot L_S \cdot \frac{di_S}{dt} - \\
 & - r_1 \cdot \left(C_S \cdot \frac{du_S}{dt} - C_L \cdot \frac{du_L}{dt} \right) = 0
 \end{aligned} \tag{5.86}$$

Operando obtenemos las ecuaciones del sistema (5.87) - (5.90).

$$C_S \cdot \frac{du_S}{dt} + C_P \cdot \frac{du_P}{dt} - 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot C_L \cdot \frac{du_L}{dt} + -i_S = 0 \tag{5.87}$$

$$(-2 \cdot r_1 \cdot C_S - R \cdot C_S) \cdot \frac{du_S}{dt} + 2 \cdot r_1 \cdot C_L \cdot \frac{du_L}{dt} + u_P - u_S = 0 \tag{5.88}$$

$$-r_1 \cdot C_S \cdot \frac{du_S}{dt} + (r_1 \cdot C_L + r_2 \cdot C_L) \cdot \frac{du_L}{dt} + \frac{N_2}{N_1} \cdot L_S \cdot \frac{di_S}{dt} + u_L = 0 \tag{5.89}$$

$$L_S \cdot \frac{di_S}{dt} + u_P = u_i \tag{5.90}$$

Asumiendo una perfecta simetría entre los circuitos de caldeo de ambos electrodos, la ecuación de las variables de estado será la expresada en (5.91).

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} C_S & C_P & 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot C_L & 0 \\ -C_S \cdot (2 \cdot r_1 + R) & 0 & 2 \cdot r_1 \cdot C_L & 0 \\ -r_1 \cdot C_S & 0 & C_L \cdot (r_1 + r_2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_S \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_S \\ u_P \\ u_L \\ i_S \end{pmatrix} + \\
 & + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_S \\ u_P \\ u_L \\ i_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ u_i \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.91}$$

Operando de la misma forma que en el apartado anterior obtenemos la expresión matricial de la corriente de arco (5.92).

$$(C_s \ 0 \ 0 \ 0) \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_s \\ u_p \\ u_L \\ i_s \end{pmatrix} + (0 \ 0 \ 0 \ 0) \cdot \begin{pmatrix} u_s \\ u_p \\ u_L \\ i_s \end{pmatrix} = i_{arc} \quad (5.92)$$

Identificando términos entre las ecuaciones (5.62) y (5.92), vemos que las matrices M y N son las mostradas en (5.93) y (5.94).

$$M = (0 \ 0 \ 0 \ 0) \quad (5.93)$$

$$N = (C_s \ 0 \ 0 \ 0) \quad (5.94)$$

Las expresiones (5.91), (5.93) y (5.94) se utilizarán para obtener la ganancia de lazo de la ecuación (5.71). La Fig. 5.18 representa el diagrama polar de la ganancia de lazo utilizando la misma lámpara que en el apartado anterior. Los parámetros del circuito se resumen en la Tabla 5.3. La línea de puntos muestra que para una potencia de 21W y 30,8 kHz el diagrama de Nyquist presenta una respuesta estable.

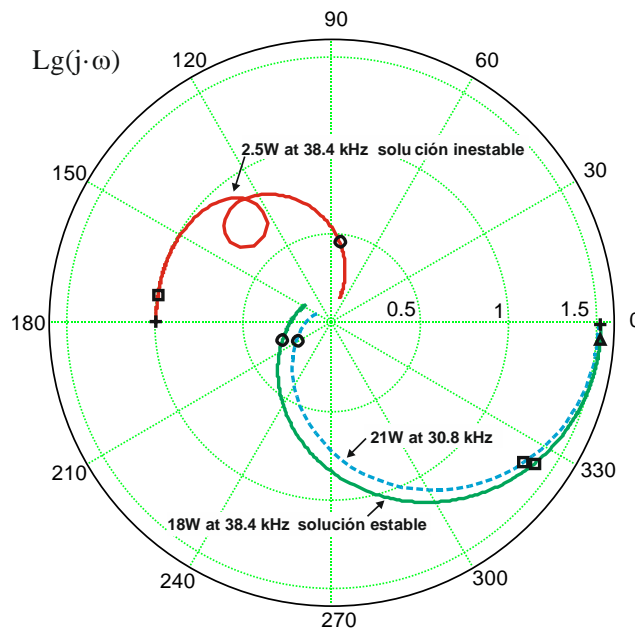


Fig. 5.18. Diagrama de Nyquist de la ganancia de lazo equivalente a 30,8 kHz y a 38,4kHz.

Cuando se utiliza el control de frecuencia puede haber dos posibles soluciones para algunas frecuencias de trabajo: una estable y otra inestable (ver Fig. 5.4). El diagrama de Nyquist encontrado cuando estas dos soluciones existen también se puede ver en la Fig. 5.18.

Características del ensayo			
Modelo de lámpara		Relación de vueltas del devanado de caldeo	
Osram Dulux T/E 26 W		46	
Parámetros del circuito			
C_S	C_P	C_L	L_S
100 nF	6,8 nF	220 nF	3,2 mH
Condiciones del test			
Frecuencia de conmutación		V_g	
28 - 50 kHz		400V	

Tabla 5.3. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-PS con control de frecuencia.

En este caso, el modelo no predice una oscilación inestable cuando la potencia de salida de la lámpara se está disminuyendo. Sin embargo, hay una potencia mínima de 10,5W por debajo de la cual no hay una solución factible y la lámpara se apagará.

5.4.4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para validar los resultados teóricos, se han desarrollado dos prototipos de laboratorio. El primer prototipo fue diseñado de acuerdo con las especificaciones dadas en el apartado 5.5.2. Las lámparas utilizadas fueron fluorescentes compactos de la casa Osram y del tipo Dulux T/E 26W. El inversor trabajaba a la frecuencia natural de resonancia del tanque LCC-SP (esto es 39 KHz). La tensión de salida del inversor fue variada entre 210V y 30 V para controlar la potencia de la lámpara.

La Fig. 5.19 y la Fig. 5.20 muestran la tensión y la corriente de la lámpara para este primer prototipo. El análisis hecho en el apartado 5.5.2 anticipó un comportamiento inestable si la potencia de la lámpara era disminuida por debajo de 10,5W. La Fig. 5.19 refleja las formas de onda estables medidas en la lámpara para una potencia de 26W y la Fig. 5.20 muestra la fuerte oscilación que puede ser encontrada cuando la potencia de la lámpara se reduce hasta un valor de 9,5W.

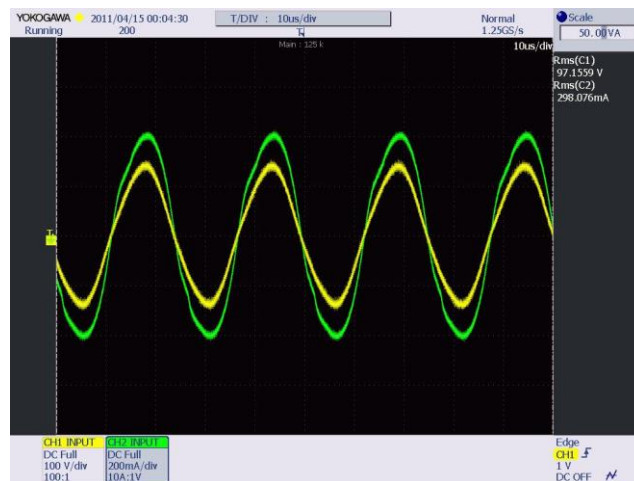


Fig. 5.19. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo estable medido a 26W.

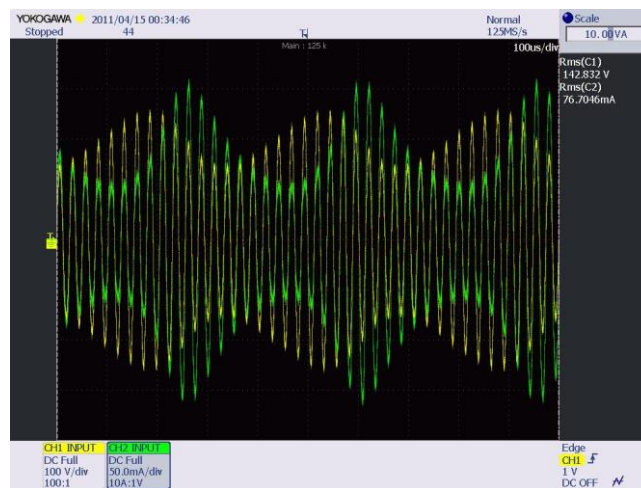


Fig. 5.20. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo inestable medido a 9,5W.

El segundo prototipo fue desarrollado con las especificaciones aportadas en el apartado 5.5.3, resumidas en la Tabla 5.3, para un inversor LCC-PS con la frecuencia controlada. El análisis hecho en el apartado 5.5.3 predecía un comportamiento estable entre 26W y 10,5W y que la lámpara se apagaría para valores de potencia más pequeños a este último.

Los resultados experimentales arrojan que la lámpara se apaga para una potencia 10,8W, valor que está muy próximo al adelantado en los estudios previos.

5.4.5. ANÁLISIS DEL EFECTO DE LA TEMPERATURA AMBIENTE EN EL RANGO DE ESTABILIDAD

La Fig. 5.21 muestra el esquema simplificado del circuito utilizado para el desarrollo de este punto [5.13]. Como en ocasiones anteriores, este circuito trabaja a la frecuencia natural de resonancia y los diferentes niveles de potencia de salida se consiguen cambiando la tensión de corriente continua del bus V_{BUS} . Asimismo, el condensador paralelo se ha dividido en C_{P1} y C_{P2} con la intención de proporcionar una corriente de caldeo cercana a la del objetivo sugerida por el estándar IEC 60901 para este tipo de lámpara.

Por otra parte la Fig. 5.14 muestra el diagrama equivalente del tanque resonante LCC-SP con el condensador paralelo dividido. En la Fig. 5.14, la lámpara ha sido sustituida por su circuito equivalente, incluyendo la resistencia de arco R y las resistencias de los electrodos r_1 y r_2 .

La ecuación de espacio de estados de este circuito viene expresada en (5.91). Esta ecuación es la representación matricial de (5.44).

Como se vio en el punto anterior, estas matrices se utilizan para calcular la ganancia de lazo, y las expresadas en (5.93) y (5.94) para calcular la corriente de arco en función de las variables del espacio de estados.

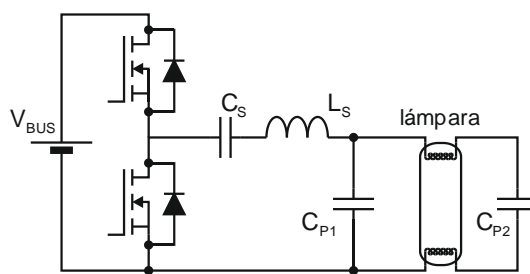


Fig. 5.21. Diagrama de un inversor resonante de medio puente con el condensador de caldeo dividido.

Utilizando el modelo descrito en las ecuaciones (4.20) – (4.26) y los parámetros resumidos en la Tabla 5.4, se obtiene la ganancia de lazo (5.71) como una función de la potencia de la lámpara y de la temperatura ambiente.

Características de la lámpara			
Modelo de lámpara		Resistencia equivalente a 26 W	
Osram Dulux T/E 26 W		370 Ω	
Parámetros del circuito			
C_S	C_{P1}	C_{P2}	L_S
12 nF	8.2 nF	19 nF	9,5 mH
Condiciones del test			
Frecuencia de conmutación		V_g	
18 kHz		190-28V	

Tabla 5.4. Parámetros del circuito y condiciones del test utilizadas en el análisis del inversor resonante LCC-SP con control de tensión.

El diagrama de Nyquist del sistema lámpara – balasto para cuatro temperaturas diferentes y para dos niveles de potencia es el reflejado en la Fig. 5.22. Como se puede apreciar, el sistema para 21W es perfectamente estable para todo el rango de temperaturas estudiado, sin embargo, cuando la potencia de salida es reducida por debajo de 12W la estabilidad del conjunto se pierde para una temperatura de 15°C. Por lo que el rango de potencias que se puede obtener con este diseño está fuertemente condicionado por la temperatura ambiente.

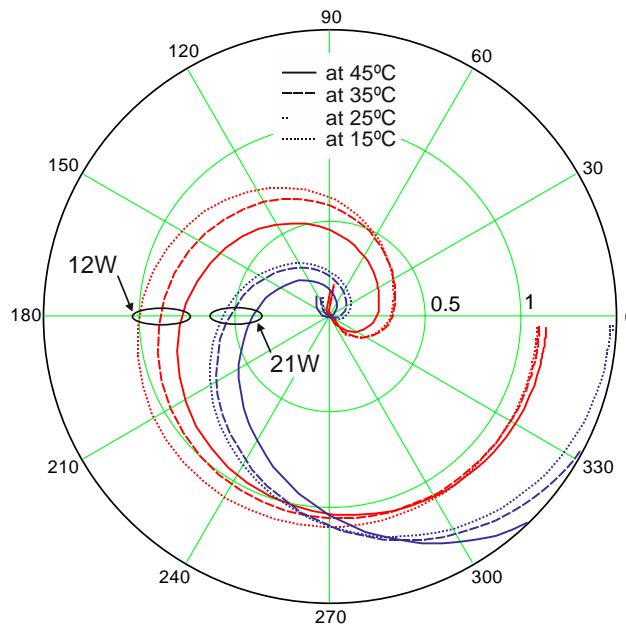


Fig. 5.22. Diagrama de Nyquist la ganancia de lazo equivalente para 10W y para 21W.

Para validar el análisis anterior se ha confeccionado un prototipo de laboratorio. El circuito se diseñó con las especificaciones dadas en párrafos anteriores. La lámpara utilizada fue un fluorescente compacto de la casa Osram modelo Dulux T/E 26W y la frecuencia de resonancia del tanque se estableció para 18kHz. La tensión de entrada del inversor para controlar la potencia de la lámpara se mantuvo en el rango de 190V hasta 28V.

La Fig. 5.23 y la Fig. 5.24 muestran la corriente y la tensión de la lámpara obtenidas a 15°C y a 21W y 15W respectivamente. El análisis hecho en los párrafos anteriores anticipaba un comportamiento inestable cuando la potencia de la lámpara se reducía por debajo de 12W para una temperatura ambiente de 15°C. La Fig. 5.23 muestra las formas de onda medidas cuando la lámpara trabajaba a una potencia de 21W y como se puede observar su comportamiento era perfectamente estable. Sin embargo cuando la potencia de salida es reducida hasta 15W las formas de onda de las corrientes y tensiones presentan un alto grado de inestabilidad, ver Fig. 5.24. Por lo que tal y como sospechábamos la inestabilidad aparece para potencias próximas a los 12W predichos en el modelo estudiado.

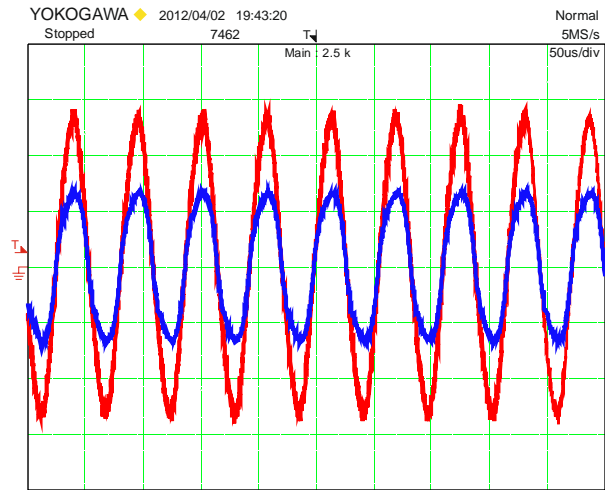


Fig. 5.23. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo estable medido a 21W.

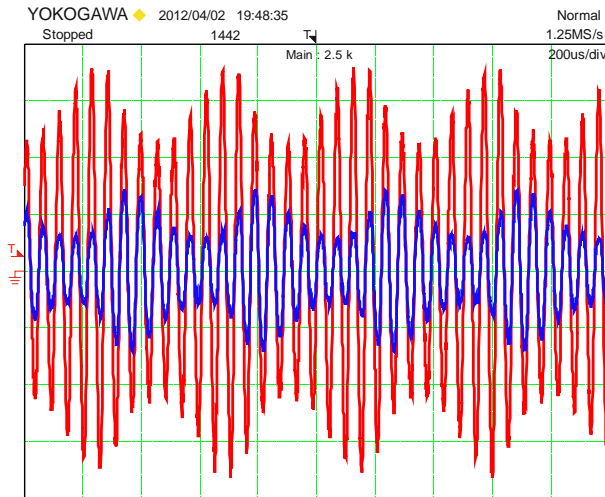


Fig. 5.24. Tensión y corriente en la lámpara con la configuración del tanque LCC-SP utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos y con control por tensión. Punto de trabajo inestable medido a 15W.

REFERENCIAS

- [5.1] Ben-Yaakov S., Glozman S., Rabinovici R.. “Envelope Simulation by SPICE Compatible Models of Electric Circuits Driven by Modulated Signals”, IEEE Applied Power Electronics Conference, Conference Proceedings, Feb. 2000.
- [5.2] Deng E., Cuk, S.: "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, vol.2, no., pp.1050-1056 vol.2, 23-27 Feb 1997.
- [5.3] J. Ribas, J.M. Alonso, E.L. Corominas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades. “Design Considerations for Optimum Ignition and Dimming of Fluorescent Lamps Using a Resonant Inverter Operating Open Loop”. IEEE IAS Rec., 1998, Saint Louis, US.
- [5.4] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, G. C. Verghese. “Generalized Averaging Technique for Power Conversion Circuits”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, April 1991.
- [5.5] V. A. Caliskan, G. C. Verghese, A. M. Stankovic, “Multifrequency Averaging of DC/DC Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, January 1999.
- [5.6] Middlebrook R. D., Cuk S. “A General Unified Approach to Modeling Switching Power Converter Stages” IEEE PESC Rec., 1976, pp. 18-34.
- [5.7] J. Ribas, J.M. Alonso, E.L. Corominas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades. “Analysis of Lamp-Ballast Interaction Using the Multi-Frequency Averaging Technique”. IEEE PESC Rec., 2001, Vancouver, Canada.
- [5.8] J.M. Alonso, M.A. Dalla-Costa, J. Cardesin, J.A. Martin-Ramos, J. Garcia-Garcia. “Small-Signal Modeling of Discharge Lamps Through Step Response and Its Application to Low-Frequency Square-Waveform Electronic Ballasts”. IEEE Transactions on Power Electronics. Volume: 22, Issue: 3, Special Section on Lighting Applications, May 2007.
- [5.9] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, J.M. Alonso, J. Garcia-Garcia; “Small Signal Characterization of Fluorescent Lamps in Dimmed Operation”; Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Porto, Portugal, November 2009

- [5.10] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; “Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function”; IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011.
- [5.11] J.Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas: “Using a power-dependent small-signal model for stability analysis in resonant dimming ballasts for fluorescent lamps”, Proceedings of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, November 2011.
- [5.12] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; “Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 1, pp. 341-347, Jan 2013.
- [5.13] J. Ribas, R.E. Diaz, A.J. Calleja, J. Garcia, E. Lopez-Corominas, J. Cardesin: ”Temperature effects on the small-signal characteristics of fluorescent lamps”, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , 25-28 Oct. 2012 Montreal.
- [5.14] J. Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, E.L. Corominas, J. García; “Electrode Characterization in Dimmed Operation of Fluorescent Lamps”, Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Phoenix, USA, November 2010.

Capítulo 6

Conclusiones, aportaciones y futuros líneas de investigación

En este capítulo final se comentan las principales conclusiones extraídas en el presente trabajo de Tesis Doctoral. En primer lugar se exponen las aportaciones más importantes realizadas en el documento, para a continuación apuntar algunas sugerencias para futuras líneas de trabajo o investigación en el campo del modelado de lámparas fluorescentes.

6.1 CONCLUSIONES Y APORTACIONES

En los próximos años se espera que los sistemas basados en lámparas fluorescentes, con un alto grado de eficiencia, sean dominantes en soluciones de iluminación debido a su coste efectivo. La flexibilidad que se presume se va a exigir a los equipos modernos de iluminación a base de lámparas fluorescentes, requerirá de un intenso uso de balastos electrónicos, puesto que este tipo de balastos ofrece un control electrónico con un nivel de adaptabilidad que no es posible conseguir cuando lo que se utiliza son balastos magnéticos tradicionales. Por esta razón, hay una oportunidad clara para investigar y desarrollar nuevos modelos que permitan predecir el comportamiento del conjunto lámpara – balasto, especialmente cuando el sistema trabaje en un proceso de dimming.

El trabajo presentado comienza con una descripción de las características básicas de las fuentes de producción de luz, su constitución física y los principios de funcionamiento de las lámparas más usuales. Asimismo, en el Capítulo 1, se describen las características eléctricas de las diferentes lámparas incidiendo en los aspectos que resultan más críticos para el diseño de los sistemas de alimentación.

En el Capítulo 2 se realiza una profunda revisión del estado del arte en lo que respecta al modelado de las lámparas fluorescentes. El Capítulo se divide en dos partes bien diferenciadas: modelos de la descarga y modelos de los electrodos. En la primera parte se realiza un recorrido por los modelos estáticos, dinámicos de gran señal y dinámicos de pequeña señal, prestando especial atención a estos últimos y más concretamente al modelo de Deng y Cuk [6.1] así como a todos los estudios derivados de éste [6.2]. La segunda parte se centra en el comportamiento de los electrodos, analizando las diferentes fases por las que atraviesan desde la ignición hasta el régimen permanente. En éste apartado también se introduce la normativa existente. Normativa que regula el uso de las lámparas cuando estas trabajan en modo dimming y que establece la manera más idónea de incluir a los electrodos en el circuito equivalente de la lámpara. Finalmente se introduce el método de cálculo de las líneas SoS desarrollado por Dorleijn y Goud [6.3].

En el Capítulo 3 se describe la caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes cuando su potencia de salida está regulada. En primer lugar se detalla las configuraciones utilizadas para la caracterización, empezando por aquella que lo que pretende realmente es evitar que la presencia de los electrodos compense parcialmente la impedancia incremental

negativa de la lámpara, para continuar con el análisis del circuito que incorpora el comportamiento de los electrodos. En los siguientes apartados del capítulo se describe:

- El hardware del sistema de adquisición de datos.
- El programa específico desarrollado en LabView para controlar el proceso.

En el Capítulo 4, inicialmente se realiza un repaso a los ensayos realizados, resaltando el tipo de lámpara, el tratamiento de los electrodos y las condiciones ambientales en las que se desarrollaron los mismos. En los apartados siguientes del capítulo se exponen las aportaciones que la presente tesis doctoral realiza al modelado de pequeña señal de lámparas fluorescentes y que como resumen se enumeran a continuación:

- Caracterización dinámica en pequeña señal de lámparas fluorescentes con la potencia de salida regulada [6.4]. Basándose en el modelo polo – cero se consigue un procedimiento sistemático para la obtención del modelo de pequeña señal dependiente de la potencia de salida de la lámpara. El procedimiento es utilizado para obtener el modelo de una lámpara fluorescente compacta de 26W. Así mismo, se ha determinado el rango de dimming de un balasto resonante con la tensión controlada.
- Caracterización de los electrodos de lámparas fluorescentes con la potencia de salida regulada [6.5]. Se ha conseguido un procedimiento para la obtención de la resistencia equivalente del electrodo de una lámpara fluorescente, trabajando a niveles de potencia reducida. El procedimiento se ha utilizado para la caracterización de los electrodos de una lámpara fluorescente Philips TL5-HE de 14W la cual fue envejecida 100 horas utilizando un balasto electrónico comercial. La caracterización se ha enfocado hacia la consecución de la relación entre el valor del cuadrado de la suma de las corrientes que circulan por los terminales y la resistencia equivalente del electrodo. Se ha comprobado que, manteniendo constante la línea SoS, el desfase entre la corriente de descarga y la corriente de caldeo i_{LL} tiene un efecto relativamente bajo sobre las resistencias del electrodo hasta llegado a un valor límite (aproximadamente $\varphi = 90^\circ$) donde i_{LL} e i_{LH} se hacen iguales y a partir de ahí las curvas se intercambian. Así mismo se ha constatado que la suma de las resistencias r_1 y r_2 dependen principalmente del valor de SoS teniendo una relación prácticamente lineal.
- Modelo en pequeña señal dependiente de la potencia para lámparas fluorescentes basado en una función de transferencia con un doble polo complejo doble cero real [6.6] [6.7].

El modelo tradicional de pequeña señal para lámparas fluorescentes con un único polo y un único cero presenta una desviación significativa para altas frecuencias de perturbación (5 – 20 KHz), siendo este efecto especialmente relevante para bajas potencias de salida. En ésta parte del Capítulo 4 se presenta una nueva función de transferencia con un doble cero – doble polo como modelo dinámico de la lámpara con un elevado grado de aproximación, incluso para bajos niveles de potencia. La mejor aproximación se ha conseguido utilizando dos ceros reales y dos polos complejos. Este procedimiento, propuesto para la caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes, fue utilizado para caracterizar una Osram T/E 26W compacta. Todos los términos de la función de transferencia (ganancia estática, polos y ceros) han sido calculados para diferentes niveles de potencia. Las expresiones polinómicas encontradas han sido utilizadas para aproximar los términos anteriores como funciones dependientes de la potencia. El procedimiento permite obtener la resistencia equivalente del electrodo, esta característica ha sido empleada para medir los efectos de la corriente de caldeo extra, impuesta por la IEC60901, durante el proceso de dimming. De acuerdo con los datos experimentales, es posible concluir que las resistencias del electrodo están apenas afectadas por las señales de perturbación en el rango de 50Hz – 20KHz. Igualmente, se ha demostrado que el valor de SoS tiene un pequeño efecto sobre el comportamiento de la descarga en pequeña señal.

- Efectos de la temperatura sobre el modelo de pequeña señal de una lámpara fluorescente [6.9]. En este punto, se ha constatado que la temperatura ambiente tiene un impacto importante sobre las características de pequeña señal de las lámparas fluorescentes. Para demostrar lo anterior, se han obtenido las características en pequeña señal de una lámpara fluorescente compacta de 26W. Para cada nivel de potencia y temperatura ambiente, los parámetros de la función de transferencia de doble polo doble cero obtenidos son aproximados como funciones de la potencia y de la temperatura utilizando expresiones polinómicas.
- En el último apartado del Capítulo 4 se dedica a la comparación de las características de varias lámparas del mismo modelo y fabricante para estimar los efectos de la dispersión de características. Se ha observado que, si bien el efecto de la temperatura suele ser más acusado en el rango entre 15°C y 45°C, el efecto de la dispersión no resulta desdeñable.

El Capítulo 5 se ha dedicado a la parte de aplicaciones desarrolladas. El capítulo comienza con las consideraciones de diseño para balastos resonante de alta frecuencia con la potencia de

salida regulada [6.8], continuando con la descripción detallada del método promediado generalizado para el análisis del comportamiento dinámico de inversores resonantes. En éste punto se hace una introducción al método desarrollado por Sanders [6.10] para solventar algunos problemas del procedimiento clásico del promediado de Middlebrook y Cuk [6.11] y complementado por V.A. Caliskan en el año 1.999 [6.12]. Se desarrolla la metodología del estudio dinámico, la aplicación al modelado de estados y la particularización a los sistemas invariantes lineales.

El capítulo continúa con la realización de un ejemplo de aplicación de caracterización en pequeña señal de lámparas fluorescentes para diferentes niveles de potencia [6.4]]. Para ello se realiza en primer lugar el análisis de la interacción balasto – lámpara para proseguir con los resultados experimentales encontrados para una lámpara Osram Dulux T/E 26W. En ellos se puede apreciar, por medio del criterio de Nyquist, el margen de estabilidad del conjunto balasto – lámpara, así como las corrientes y tensiones medidas con el prototipo de laboratorio cuando la lámpara trabaja a su potencia nominal y cuando la potencia de salida ha sido reducida hasta un valor de 8,72W. Reflejando todos los resultados experimentales recogidos una muy buena sintonía con los calculados previamente.

El Capítulo 5 prosigue con un análisis de estabilidad utilizando un modelo de pequeña señal doble polo – doble cero en un balasto resonante con la potencia de salida regulada [6.6]][6.7]]. En éste apartado se comienza con el estudio del modelo dinámico, se continua con el análisis de la interacción del sistema lámpara – balasto (aplicando la técnica del promediado generalizado multi-frecuencia), se sigue con el análisis de estabilidad de un inversor LCC-SP (diagrama de Nyquist) utilizando la corriente para el caldeo de los electrodos utilizando una lámpara Osram Dulux T/E 26W, asimismo se realiza un análisis de estabilidad de un inversor LCC-SP (diagrama de Nyquist) utilizando la tensión para el caldeo de los electrodos y se finaliza con la presentación de los resultados experimentales. Para validar los resultados se han construido dos prototipos de acuerdo con las especificaciones dadas en los apartados 5.3 y 5.4. Concluyendo que con el primer prototipo se constata lo que previamente se anticipó y es un comportamiento inestable para potencias por debajo de 10,5W mientras que con el segundo prototipo se comprueba que la lámpara presenta un valor estable entre 26W y 10.5W apagándose para valores más pequeños de éste último.

Para finalizar el Capítulo 5 se realiza un análisis del efecto de la temperatura ambiente en el rango de estabilidad [6.9]] para lo cual, al igual que en otras ocasiones, se utiliza un balasto conformado por un inversor resonante de medio puente trabajando a su frecuencia natural con

el condensador paralelo dividido para alimentar una lámpara Osram Dulux T/E 26W. Se construye el diagrama de Nyquist del conjunto lámpara – balasto para cuatro temperaturas diferentes y para dos niveles de potencia distintos encontrando que el sistema es perfectamente estable para 21W y que cuando la potencia de salida se reduce hasta 12W la estabilidad del conjunto se pierde para una temperatura de 15°C. El prototipo construido demuestra que para 21W el comportamiento es el esperado y que la inestabilidad comienza cuando la potencia es reducida a 15W estando este último dato en sintonía con lo predicho previamente.

6.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Durante la realización del presente trabajo doctoral surgieron múltiples ideas sobre futuros desarrollos estrechamente relacionados con los descritos en capítulos anteriores. A continuación se describen algunos de los que se consideran de mayor interés. Varios de ellos se encuentran actualmente en fase de experimentación y, previsiblemente, darán lugar a diversas publicaciones en un futuro próximo.

6.2.1 ESTUDIO DE LOS EFECTOS DE LA DISPERSIÓN Y DEL ENVEJECIMIENTO EN LA CARACTERÍSTICA DE PEQUEÑA SEÑAL

En el Capítulo 4 del presente documento se obtuvieron las características de varias unidades de un mismo modelo de lámpara compacta, de igual potencia nominal y de un único fabricante, todas ellas envejecidas 100 horas, y se comprobó que el efecto de la dispersión es notablemente elevado. En los ensayos se pudo constatar que el rango de variación de las características de pequeña señal es del mismo orden que el obtenido comparando las características estáticas de dichas lámparas.

Esto hace que, para poder obtener un modelo de referencia y una estimación del rango de variación máximo de los parámetros del mismo, sea necesario ensayar un elevado número de lámparas de cada modelo y potencia. Debido a la complejidad y duración de los ensayos utilizados en este trabajo el tiempo que requeriría este estudio es muy elevado.

Otro aspecto que no fue tenido en cuenta en el presente trabajo y que podría tener un impacto notable es el efecto del envejecimiento de las lámparas en el comportamiento dinámico. Las lámparas fluorescentes modernas pueden superar las 20.000 horas de vida útil, lo que haría necesario varios años de ensayos para comprobar los efectos del envejecimiento. No obstante, los resultados que se obtendrían de estos ensayos podrían ser una fuente de información excepcionalmente útil para el diseño de balastos electrónicos.

6.2.2 POSIBLES MEJORAS EN EL MODELADO DE LOS ELECTRODOS

El modelo propuesto para los electrodos en el Capítulo 4 asume que estos se comportan como una resistencia pura. No obstante, tal y como se vio en el Capítulo 2, su construcción física habitual es una doble espiral, por lo que siempre existirá una cierta inductancia parásita. Despreciar este efecto es una aproximación válida en el caso de lámparas de baja densidad de

corriente (como por ejemplo lámparas tubulares TL5 HE). En estas lámparas, la resistencia del electrodo es el factor dominante y el efecto de su inductancia parásita resulta poco relevante. No obstante, para lámparas de mayor densidad de corriente, esta inductancia puede provocar errores notables en el cálculo de la impedancia de los electrodos a alta frecuencia. De hecho, una compensación incorrecta de la inductancia del cableado y de los electrodos puede dar lugar a valores negativos de resistencia, aun tratándose de inductancias extremadamente bajas.

La Fig. 6.1 muestra los resultados de una de las pruebas realizadas para compensar la inductancia de los electrodos. Para obtener los valores de esta gráfica, se ha asumido un comportamiento equivalente al de una resistencia y una inductancia en serie. Como estimación del valor de la inductancia del electrodo se ha usado el valor medido en frío mediante un analizador de impedancias. En esta figura se observa que el efecto de la inductancia provoca desviaciones en el cálculo de la resistencia serie de los electrodos, tanto mayores cuanto más baja es la corriente de arco.

También en el Capítulo 4 se comprobó que, aun manteniendo constante el valor de SoS, la fase relativa de las corrientes que circulan por los terminales del electrodo tiene un importante efecto en el cálculo de las resistencias r_1 y r_2 .

Por todo esto, una de las líneas para trabajos futuros derivadas del presente trabajo doctoral consiste en el estudio de técnicas y modelos que tengan en cuenta las inductancias parásitas de los electrodos y la fase relativa de las corrientes.

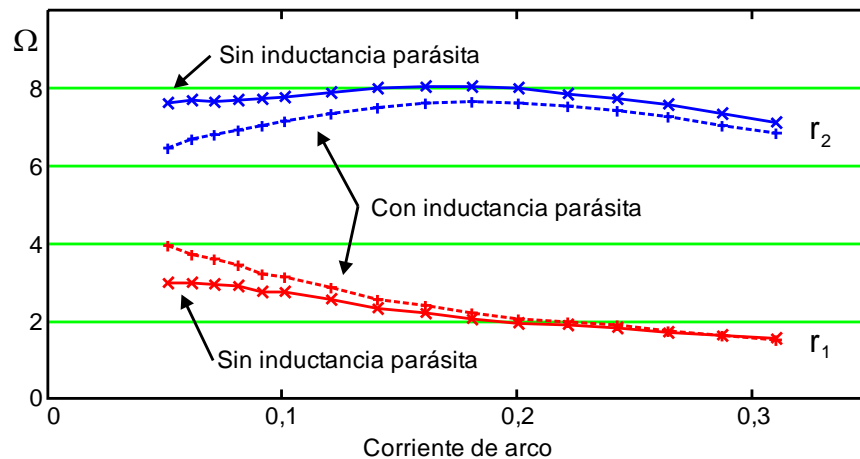


Fig. 6.1. Efecto de las inductancias parásitas de los electrodos en una lámpara TL5-HO de 24W

El empleo de lámparas con electrodos visibles (lámparas de rayos ultravioletas sin fósforos) podría ser usado para comprobar el efecto del balance de corriente del electrodo en la posición del punto caliente. Empleando un filtro de ultravioleta sería posible visualizar el punto caliente con la lámpara en funcionamiento y, de este modo, comprobar empíricamente cómo afecta el balance de corrientes a su posición.

6.2.3 EMPLEO DE LAS CARACTERÍSTICAS DE PEQUEÑA SEÑAL PARA LA DETECCIÓN AUTOMÁTICA DE LÁMPARA

Actualmente existen en el mercado una enorme variedad de modelos de lámparas fluorescentes con dimensiones y potencias muy distintas. La mayoría de estos modelos tiene especificaciones de funcionamiento diferentes, lo que hace necesario disponer de un balasto distinto para cada tipo de lámpara. Este hecho encarece de forma notable el mantenimiento de los sistemas de iluminación basados en lámparas fluorescentes, ya que hace necesario almacenar repuestos de balastos para cada modelo de lámpara presente en la instalación.

Desde hace varios años, los principales fabricantes de balastos electrónicos comercializan algunos modelos que se adaptan de forma automática a las características de la lámpara conectada. Normalmente, estos equipos encienden la lámpara a un nivel de referencia y después miden las tensiones y corrientes para discriminar entre varios tipos de fluorescentes y adaptar la potencia al valor adecuado. Estos balastos están diseñados para detectar y adaptar las señales que alimentan la lámpara dentro de un listado limitado de modelos. Si se conecta una lámpara no incluida en el listado indicado por el fabricante del balasto, la detección no funciona de forma correcta y el nivel de potencia podría ser muy diferente al deseado. La principal dificultad para el diseño de balastos electrónicos con detección automática de lámpara radica en la similitud que pueden tener las tensiones y corrientes de algunos modelos de fluorescentes.

Una de las líneas de investigación propuesta para futuros trabajos consiste en aprovechar algunos de los resultados descritos en el presente documento para desarrollar nuevas técnicas para la detección automática de lámpara en balastos electrónicos.

Actualmente, el grupo CE3I2 (Grupo de Conversión Eficiente de Energía, Electrónica Industrial e Iluminación de la Universidad de Oviedo) del que formo parte, trabajando conjuntamente con investigadores del grupo GEDRE (Grupo de Estudios e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos de la Universidad Federal de Santa María – Brasil) e investigadores del Instituto Politécnico de Coímbra en Portugal, estudian procedimientos para mejorar la

detección automática de lámpara mediante el empleo de la característica dinámica de pequeña señal.

Uno de los procedimientos en fase de estudio consiste en usar el incremento de orden que presenta la función de transferencia de pequeña señal cuando la lámpara funciona a potencia reducida. A potencia nominal, la lámpara sigue un comportamiento equivalente a la función de transferencia polo – cero; pero cuando funciona a potencia reducida la dinámica cambia y se requiere una función de mayor orden para ajustar el modelo. Este efecto fue descrito en el Capítulo 4 y es común a todas las lámparas ensayadas independientemente de la temperatura de trabajo.

El sistema actualmente en fase de pruebas permite encender una lámpara desconocida a una potencia de referencia y estimar a posteriori cuánto hay que variar esta potencia para llegar al valor nominal correspondiente.

6.2.4 APLICACIÓN DE LOS MODELOS PROPUESTOS EN OTRAS CONFIGURACIONES DE POTENCIA

La mayor parte de los balastos electrónicos de alta frecuencia comercializados actualmente disponen de un inversor resonante como etapa de salida. Este tipo de circuitos proporciona una señal aproximadamente senoidal para alimentar la lámpara, lo cual permite un funcionamiento optimizado de la misma a la vez que proporciona un bajo nivel de ruido electromagnético.

En el Capítulo 5 del presente trabajo se han planteado varios ejemplos de aplicación basados en las configuraciones de inversor resonante más comúnmente empleadas. No obstante, existen otras configuraciones resonantes en las cuales el estudio de la interacción balasto – lámpara resulta de especial interés, tales como los inversores resonantes basados en inductancias variables [6.13]. En este tipo de circuitos, el control de la potencia de salida se realiza modificando el valor de la inductancia resonante usando técnicas de saturación parcial del núcleo. Estos sistemas permiten regular la potencia usando una excursión mínima de la frecuencia de trabajo y, de este modo, permiten optimizar el diseño tanto de las etapas de potencia como de los filtros. No obstante, el control de este tipo de configuraciones resulta complejo. Por todo esto, una de las líneas de trabajo futuro que se plantea es el empleo de los modelos descritos en el Capítulo 4 para implementar técnicas de control en bucle cerrado que permitan ampliar el margen de regulación sin por ello comprometer la estabilidad del sistema balasto – lámpara.

Otro de las líneas de trabajo propuestas consiste en estudiar la aplicación de los modelos descritos para configuraciones de salida no resonantes.

6.2.5 BÚSQUEDA DE ALTERNATIVAS DE MEJORA DE LOS MODELOS PROPUESTOS

En el presente trabajo se comprobó que el modelo polo – cero sencillo no es capaz de predecir con exactitud el comportamiento de la lámpara a baja potencia. Por este motivo se propuso el empleo de un modelo doble-polo doble-cero. No obstante, en algunas lámparas se observó que para frecuencias de perturbación elevadas (más de 12 kHz) y trabajando a potencias muy reducidas aparecen comportamientos de pequeña señal que requerirían un modelo de mayor orden para un mejor ajuste. Por ello se plantea como una posible línea para futuros trabajos el estudio de modelos de pequeña señal basados en funciones de transferencia de mayor orden (triple-polo triple-cero o superior) para mejorar el ajuste a potencias muy bajas.

Otra línea de trabajo interesante sería estudiar la posible relación entre las estriaciones y el comportamiento en pequeña señal. Las estriaciones es un fenómeno asociado a la aparición de ondas estacionarias de presión en el interior de la lámpara y suele aparecer cuando trabajan a potencia reducida y baja temperatura ambiente.

REFERENCIAS

- [6.1] Deng E., Cuk, S.: "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, vol.2, no., pp.1050-1056 vol.2, 23-27 Feb 1997.
- [6.2] Javier Ribas Bueno: "Control optimizado de balastos electrónicos. Modelado estático y dinámico de inversores resonantes y lámparas de descarga." Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Septiembre 2001.
- [6.3] J.W.F. Dorleijn, L.H. Goud: "Standardisation of the static resistances of fluorescent lamp cathodes and new data for preheating". Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Volume:1) Pages: 665 – 672.
- [6.4] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, J.M. Alonso, J. Garcia-Garcia; "Small Signal Characterization of Fluorescent Lamps in Dimmed Operation"; Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Porto, Portugal, November 2009.
- [6.5] J. Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, E.L. Corominas, J. García; "Electrode Characterization in Dimmed Operation of Fluorescent Lamps", Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Phoenix, USA, November 2010.
- [6.6] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; "Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function"; IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011.
- [6.7] R.E. Diaz, J. Ribas, A.J. Calleja, M. Rico-Secades, J. Garcia, D. Gacio; "Power-dependent small-signal model for fluorescent lamps based on a double-pole double-zero transfer function"; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 1, pp. 341-347, Jan 2013.
- [6.8] J.Ribas, R.E. Díaz, A.J. Calleja, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas: "Using a power-dependent small-signal model for stability analysis in resonant dimming ballasts for fluorescent lamps", Proceedings of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, November 2011.

- [6.9] J. Ribas, R.E. Diaz, A.J. Calleja, J. Garcia, E. Lopez-Corominas, J. Cardesin: "Temperature effects on the small-signal characteristics of fluorescent lamps", IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , 25-28 Oct. 2012 Montreal.
- [6.10] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, G. C. Verghese. "Generalized Averaging Technique for Power Conversion Circuits". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, April 1991.
- [6.11] Middlebrook R. D., Cuk S. "A General Unified Approach to Modeling Switching Power Converter Stages" IEEE PESC Rec., 1976, pp. 18-34.
- [6.12] V. A. Caliskan, G. C. Verghese, A. M. Stankovic, "Multifrequency Averaging of DC/DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, January 1999.
- [6.13] Marina Mendes Sargento Domingues Perdigão: "Research and Development on New Control Techniques for Electronic Ballasts based on Magnetic Regulators". Ph. D. Thesis, September 2011. Universidade de Coimbra.