

# **CONFIABILIDAD DE LOS SISTEMAS DE ALUMBRADO PÚBLICO EN EL CONTEXTO DE LA *SMART GRID***

**JOSÉ MARÍA FLORES ARIAS**

LÍNEA DE INVESTIGACIÓN: INSTRUMENTACIÓN Y  
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

MEMORIA DE TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR

DIRECTORES:

**DR. D. FRANCISCO JOSÉ BELLIDO OUTEIRIÑO**

**DR. D. ANTONIO MORENO MUÑOZ**

CÓRDOBA, MARZO DE 2013

TITULO: *CONFIABILIDAD DE LOS SISTEMAS DE ALUMBRADO PÚBLICO EN  
EL CONTEXTO DE LA SMART GRID*

AUTOR: *JOSÉ MARÍA FLORES ARIAS*

---

© Edita: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Córdoba.  
Campus de Rabanales  
Ctra. Nacional IV, Km. 396 A  
14071 Córdoba

[www.uco.es/publicaciones](http://www.uco.es/publicaciones)  
[publicaciones@uco.es](mailto:publicaciones@uco.es)

---





## **TÍTULO DE LA TESIS:**

Confiabilidad de los Sistemas de Alumbrado Público en el Contexto de la *Smart Grid*

## **DOCTORANDO/A:**

José María Flores Arias

### **INFORME RAZONADO DE LOS DIRECTOR/ES DE LA TESIS**

(se hará mención a la evolución y desarrollo de la tesis, así como a trabajos y publicaciones derivados de la misma).

Los doctores Francisco José Bellido Outeiriño y Antonio Moreno Muñoz, profesores del Departamento de Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica de la Universidad de Córdoba, informan que el trabajo titulado “Confiabilidad de los Sistemas de Alumbrado Público en el Contexto de la *Smart Grid*” que presenta José María Flores Arias, Ingeniero en Automática y Electrónica Industrial, para optar al grado de Doctor por la Universidad de Córdoba ha sido realizado bajo nuestra dirección.

El trabajo presentado se justifica en la necesidad de actuar en el ámbito del alumbrado público para dotarlo de las claves tecnológicas que implica la *Smart Grid*: comunicaciones integradas, control avanzado, sensorizado y medición, incorporación de elementos avanzados en la red e interfaces que incluyan entornos de soporte y gestión. Estas acciones conllevan ineludiblemente el incremento en la confiabilidad de este servicio público.

El contenido de este trabajo abarca las citadas facetas pues presenta y propone actuaciones sobre la telegestión de los sistemas de alumbrado, tanto desde el punto de vista de toda la red como de los puntos de iluminación individualmente, con intervención tanto en el control del nivel de alumbrado como en la monitorización de sus parámetros de funcionamiento o el desarrollo de una interfaz que gestione dichas capacidades; asimismo, propone diferentes actuaciones sobre cómo aumentar la inmunidad de los sistemas de alumbrado público frente a eventos de tensión mediante la incorporación al sistema de alimentación de cabecera de la línea de suministro de un sistema de regulación como la adición a cada balasto de un compensador de huecos, todo ello enfocado a superar los límites mínimos de susceptibilidad que exigen las normas vigentes.

Para ello ha sido necesario un estudio exhaustivo y pormenorizado de las técnicas de comunicación y de gestión de los sistemas de alumbrado y de las topologías y circuitos empleados en la alimentación de las redes y puntos de alumbrado y la proposición de alternativas innovadoras que superan las capacidades tecnológicas existentes. Como complemento, y a fin de comprobar la adecuación de las propuestas desarrolladas en este trabajo, el doctorando ha desarrollado un sistema semiautomático de ensayo que permite verificar la adecuación a la normativa vigente

de los prototipos presentados y que puede emplearse para precertificar la conformidad a dicha norma de cualesquiera otros dispositivos.

Se prevé que los resultados derivados de esta tesis tengan transferencia directa en la industria ya que buena parte de los desarrollos y prototipos propuestos son plenamente funcionales y han sido desarrollados en el contexto de proyectos de investigación competitivos tanto del Ministerio de Ciencia e Innovación como de la Corporación Tecnológica de Andalucía.

En relación con los resultados publicados de este trabajo podemos relacionar los siguientes en orden cronológico inverso:

#### Revistas:

- **J. M. Flores-Arias**, F. Domingo-Perez, A. Moreno-Munoz, J. J. G. De La Rosa, and V. Pallares, "Voltage Dips Test System According to IEC 61000-4-11," *International Journal of Computer and Electrical Engineering* vol. 5, no. 1, pp. 115-119, 2013. ISSN: 1793-8163.
- Bellido-Outeirino, F.J.; **Flores-Arias, J.M.**; Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; Moreno-Munoz, A.; , "Building lighting automation through the integration of DALI with wireless sensor networks," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.1, pp.47-52, February 2012. ISSN: 0098-3063. doi: 10.1109/TCE.2012.6170054
- F Domingo-Perez; A Gil-de-Castro; **JM Flores-Arias**; FJ Bellido-Outeirino; A Moreno-Munoz; , "Low-rate wireless personal area networks applied to street lighting", *Lighting Research and Technology*, February 2013; vol. 45, 1: pp. 90-101. (Print ISSN: 1477-1535), first published on December 14, 2011 (Online ISSN: 1477-0938). doi: 10.1177/1477153511431129

#### Congresos:

- Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; **Flores-Arias, J.M.**; Bellido-Outeirino, F.J.; Moreno-Munoz, A.; "Lighting control system based on DALI and wireless sensor networks," *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012 IEEE PES* , vol., no., pp.1-6, 16-20 Jan. 2012. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175666
- Outeirino, F.J.B.; Domingo-Perez, F.; del Rocio Gil-de-Castro, A.; **Flores Arias, J.**; Moreno-Munoz, A.; , "In-building lighting management system with wireless communications," *Consumer Electronics (ICCE), 2012 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.83-85, 13-16 Jan. 2012. doi: 10.1109/ICCE.2012.6161751
- Domingo-Pérez, Francisco; **Flores-Arias, José María**; Moreno-Muñoz, Antonio; Pallares-López, Víctor; Gil de Castro, Aurora; Moreno-García, Isabel María; González de la Rosa, JuanJosé; "Virtual Instrumentation Applied to Electromagnetic Compatibility Testing", *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering Volume 82*, 2012, pp 30-38, ISBN: 978-3-642-32303-4. doi: 10.1007/978-3-642-32304-1\_4
- **Flores-Arias, J.-M.**; Moreno-Muñoz, A.; Domingo-Perez, F.; Pallares-Lopez, V.; Gutierrez, D.; , "Voltage regulator system based on a PWM AC chopper converter," *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.468-473, 27-30 June 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984070
- Domingo-Perez, F.; **Flores-Arias, J.M.**; Moreno-Munoz, A.; de la Rosa, J.J.G.; Gil-de-Castro, A.; Pallares-Lopez, V.; Moreno-Garcia, I.; , "Electromagnetic compatibility test system," *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop* , vol., no., pp.62-67, 1-3 June 2011. doi: 10.1109/CPE.2011.5942208

- **Flores-Arias, J.-M.**; Moreno-Munoz, A.; Real-Calvo, R.; Sanchez, J.R.; “Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper,” Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on, vol., no., pp.3304-3307, 4-7 July 2010. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637659
- Moreno-Munoz, Antonio; **Flores, J. M.**; Oterino, D.; de la Rosa, Juan J. G.; , “Power line conditioner based on CA PWM Chopper,” Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.2454-2456, 4-7 June 2007. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374992

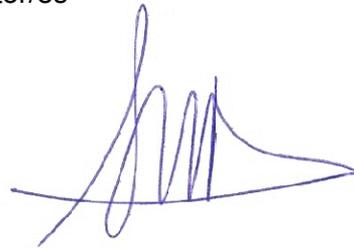
Por todo ello, se autoriza la presentación de la tesis doctoral.

Córdoba, 15 de marzo de 2013

Firma del/de los director/es



Fdo.: Fco. José Bellido Outeiriño



Fdo.: Antonio Moreno Muñoz



## Índice de contenidos

1	Introducción .....	1
1.1	Alumbrado público y <i>Smart Grid</i> .....	3
1.2	El balasto en el sistema de alumbrado .....	4
1.3	La telegestión de los sistemas de alumbrado .....	5
1.4	Objetivos .....	7
2	Antecedentes .....	9
2.1	La gestión del alumbrado público .....	9
2.2	Estructura de los sistemas de gestión de alumbrado .....	10
2.2.1	Topología de la red .....	11
2.2.2	El nivel físico de las comunicaciones .....	11
2.2.3	El nivel de protocolo en las comunicaciones .....	14
2.2.3.1	Protocolos estándares de comunicación .....	14
2.2.3.1.1	TCP/IP .....	14
2.2.3.1.2	IEEE 802.15.4–ZigBee® .....	14
2.2.3.2	Protocolos de comunicación empleados en gestión de alumbrado .....	15
2.2.3.2.1	0–10 V .....	15
2.2.3.2.2	<i>Building Automation and Control Network</i> (BACnet®) .....	16
2.2.3.2.3	<i>Digital Addressable Lighting Interface</i> (DALI™) .....	17
2.2.3.2.4	LonWorks® .....	17
2.2.3.3	Protocolos estándares de comunicación con aplicación en la gestión de alumbrado .....	18
2.2.3.3.1	6LoWPAN .....	18
2.2.3.3.2	EnOcean® .....	19
2.2.3.3.3	KNX® .....	19
2.3	Estado actual de la técnica en gestión de alumbrado .....	20
2.4	Estructuras empleadas para el control de iluminación .....	21
2.4.1	Bloques funcionales .....	21
2.4.2	Cableado de control de atenuación de iluminación .....	23
2.4.2.1	Tecnología de 2 conductores .....	23
2.4.2.2	Tecnología de 3 conductores .....	25
2.4.2.3	Tecnología de 4 conductores .....	25
2.5	El balasto .....	27
2.5.1	Balasto electromagnético .....	28
2.5.2	Balasto electrónico .....	29
2.6	El bloque rectificador .....	29
2.6.1	La necesidad de corregir el factor de potencia .....	31
2.6.1.1	Soluciones pasivas .....	31
2.6.1.2	Soluciones activas .....	32
2.6.1.2.1	De baja frecuencia .....	32
2.6.1.2.2	De alta frecuencia .....	33
2.6.1.2.2.1	Topologías con MAP no regenerativas .....	33
2.6.1.2.2.2	Topologías con MAP regenerativas .....	34
2.6.1.2.2.3	MAP con estructuras resonantes de conmutación suave: minimización de pérdidas .....	35
2.6.1.2.2.4	Topologías con MAP avanzadas .....	35
2.6.1.2.2.5	Nuevas vías .....	37
2.7	El PWM PFC Boost Rectifier como prerregulador de un balasto .....	37
2.7.1	PWM Boost PFC: principio de funcionamiento .....	38
2.7.2	PWM Boost PFC: modos de control .....	39
2.7.2.1	Modo de conducción continuo, CCM ( <i>continuous conduction mode</i> ) .....	39

2.7.2.2	Modo de conducción discontinuo, DCM ( <i>discontinuous conduction mode</i> )	40
2.7.2.3	Modo de conducción crítico, CRM ( <i>critical conduction mode</i> )	41
2.7.2.4	Modo de conducción intercalado, ICM ( <i>interleaved conduction mode</i> )	41
2.7.3	PWM Boost PFC: criterios funcionales y de diseño	42
2.8	Estado actual de la técnica en controladores de PWM Boost PFCs aplicados a iluminación	43
2.9	Alteraciones en la red de suministro que afectan al alumbrado: compatibilidad electromagnética	44
2.10	Estado de la técnica en la mitigación de las perturbaciones en la red de suministro del alumbrado	49
2.10.1	Sistemas de compensación en cabecera	50
2.10.2	Mejora de la inmunidad del prerregulador	50
3	Materiales y métodos	53
3.1	Sistema de telegestión de alumbrado público	53
3.1.1	Balasto con interfaz digital	53
3.1.2	Sistema de comunicaciones	54
3.1.3	Desarrollo funcional	56
3.1.4	Adecuación del estándar tecnológico elegido, para la generación y gestión de la comunicación inalámbrica	57
3.1.5	Diseño de la solución técnica	62
3.1.6	Elección de un sistema de interfaz para comunicaciones y control de entradas/salidas	67
3.1.7	Mejora del sistema de comunicaciones	70
3.1.7.1	Módulos DZ–ZB–Gx [131]	70
3.1.7.2	Modificación del sistema de gestión propuesto	72
3.1.7.3	Modificación de la solución técnica	73
3.1.7.4	Modificación de la interfaz de usuario	81
3.2	Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión	84
3.2.1	Solución de cabecera: Compensador de tensión basado en un troceador de CA	85
3.2.1.1	Medidor rápido de valor RMS	89
3.2.1.2	Integración del troceador de CA y del medidor RMS rápido propuestos	92
3.2.2	Solución para el balasto del punto de luz: PWMBR realimentado para compensación de desenergización	94
3.3	Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2	98
3.3.1	Instrumental empleado	98
3.3.1.1	Generador de huecos de tensión	98
3.3.1.2	Osciloscopio USBScope50	100
3.3.1.3	Osciloscopio TiePie® Handyscope HS4–DIFF–50	100
3.3.2	Instrumentos virtuales	101
3.3.2.1	Usbscope50.vi	101
3.3.2.1.1	Configuración.vi	110
3.3.2.1.2	Disparo.vi	112
3.3.2.1.3	Adq_bloques.vi	113
3.3.2.2	FFT.vi	115
3.3.2.3	Gen_huecos.vi	118
3.3.3	Diseño de ensayos	124

3.3.3.1	Test de huecos.....	124
3.3.4	Módulos de evaluación .....	127
4	Resultados.....	129
4.1	Sistema de telegestión de alumbrado público.....	129
4.1.1	Creación de la estructura de comunicaciones .....	129
4.1.2	Comunicación de comandos DALI™ entre el nodo y el balasto.....	129
4.2	Reducción de la susceptibilidad del PWMBR.....	135
4.2.1	Compensador de tensión basado en un troceador de CA.....	135
4.2.1.1	Medidor rápido del valor RMS.....	138
4.2.1.2	Troceador de CA y medidor rápido del valor RMS propuestos integrados.....	141
4.2.2	Convertidor realimentado para compensación de desenergización .....	142
4.3	Sistema semiautomático de verificación de cumplimiento de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11, susceptibilidad, y 3–2, emisión de EMI.....	143
4.3.1	Tests de huecos, curvas de susceptibilidad y diagramas Mag–Dur.....	143
4.3.2	Test de huecos conforme a norma 61000–4–11 .....	147
4.3.2.1	Ensayos en modo de conducción continua .....	148
4.3.2.1.1	Equipo sometido a ensayo: UCC28019EVM .....	148
4.3.2.1.2	Equipo sometido a ensayo: UCC28514EVM .....	150
4.3.2.1.3	Equipo sometido a ensayo: UCC28070EVM .....	151
4.3.2.2	Ensayos en modo de conducción discontinua.....	153
4.3.2.2.1	Equipo sometido a ensayo: UCC3817EVM .....	153
4.3.2.2.2	Equipo sometido a ensayo: UCC38500EVM .....	155
4.3.2.3	Ensayos en modo de conducción crítico.....	157
4.3.2.3.1	Equipo sometido a ensayo: UCC28061EVM .....	157
4.3.2.3.2	Equipo sometido de ensayo: UCC38050EVM .....	159
4.4	Publicaciones resultantes de este trabajo .....	160
4.4.1	Del “Sistema de telegestión de alumbrado público” .....	160
4.4.2	De la “Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión” .....	161
4.4.3	Del “Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2”.....	161
5	Conclusiones.....	163
5.1	Sistema de telegestión de alumbrado público.....	163
5.2	Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión	164
5.3	Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2	165
6	Futuras líneas de investigación.....	167
6.1	Sistema de telegestión de alumbrado público.....	167
6.2	Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión	167
6.3	Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2	167
	Referencias.....	169
	Anexo de Publicaciones	



## Índice de figuras

Figura 1: Infraestructura de comunicaciones para las <i>Smart Grids</i> [6] .....	2
Figura 2: Esquema de un sistema de telegestión [30].....	5
Figura 3: Estructura de las redes eléctricas de las instalaciones de alumbrado público [31].....	6
Figura 4: Pila de niveles del modelo OSI [36, 37].....	10
Figura 5: Topologías de red básicas [38].....	11
Figura 6: Arquitectura básica de un sistema de control de iluminación [38] .....	21
Figura 7: Interruptor de línea de alimentación empotrado para lámpara incandescente [38].....	22
Figura 8: Interruptor empotrado para lámpara fluorescente [38] .....	22
Figura 9: Regulador empotrado para lámpara MR16 [38] .....	22
Figura 10: Regulador empotrado para lámpara fluorescente [38].....	22
Figura 11: Sistema de regulación DALI™ para lámpara fluorescente [38] .....	23
Figura 12: Sistema regulación para lámpara LED [38] .....	23
Figura 13: Diagrama de conexión de un regulador de control (a) de fase a dos hilos para lámpara incandescente a tensión de red, (b) de fase a dos hilos para lámpara incandescente de baja tensión, (c) de extinción a dos hilos para lámpara incandescente de 12 V (el transformador se diseña <i>ex profeso</i> ) y (d) de extinción a dos hilos para lámpara fluorescente [38] .....	24
Figura 14: Diagrama de conexión de un regulador de control de fase a tres hilos para lámpara fluorescente [38] .....	25
Figura 15: Diagrama de conexión de un regulador 0–10 V para lámpara incandescente [38].....	26
Figura 16: Diagrama de conexión de un regulador DALI™ para lámpara fluorescente [38].....	27
Figura 17: Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas de baja frecuencia [54].	28
Figura 18: Bloques funcionales de un balasto electrónico [54].....	29
Figura 19: Clasificación de rectificadores monofásicos [54, 56]. .....	30
Figura 20: Clasificación de PFCs en base a la norma IEC 61000–3–2 [52].....	31
Figura 21: Filtros inductivo–capacitivos para la adecuación del FP [54, 57]. .....	31
Figura 22: Filtros (a) LC sintonizado [54], (b) resonante paralelo y (c) serie para corrección del FP [58].....	32
Figura 23: Circuito <i>valley–fill</i> [54]. .....	32
Figura 24: Corrector activo del FP en baja frecuencia (a) posterior [60] o (b) anterior [57] al rectificador. ....	33
Figura 25: Rectificador <i>boost</i> , esquema básico .....	34
Figura 26: Doblador de tensión, esquema básico. ....	34
Figura 27: Rectificador en puente, esquema básico .....	35
Figura 28: Topología básica de entrelazado (a) con [68] y (b) sin puente rectificador [66].....	36
Figura 29: Convertidor CC/CC mono–etapa en paralelo propuesto por [69].....	36
Figura 30: Topología multietapa propuesta en [71].....	37
Figura 31: Topología simplificada de un balasto electrónico construido con un convertidor PWM <i>Boost</i> PFC [54].....	38
Figura 32: Convertidor PWM <i>boost</i> PFC: (a) topología y circuito equivalente cuando (b) el interruptor conduce o (c) está bloqueado [54] .....	38
Figura 33: Circuito equivalente de un convertidor PWM <i>Boost</i> PFC sin puente de diodos en el semiciclo de entrada (a) positivo y (b) negativo [54]. .....	39
Figura 34: Convertidor PWM <i>Boost</i> PFC: (a) topología y circuito equivalente cuando (b) el interruptor conduce o (c) está bloqueado [54]. .....	40

Figura 35: Formas de onda (red, disparo, y corriente de entrada) y detalle de la corriente en un ciclo de conmutación en un convertidor con DCM [54].	40
Figura 36: Estadios de funcionamiento de un convertidor en CRM referidos al ciclo de trabajo y la corriente de entrada [54].	41
Figura 37: Diagramas Mag–Dur de definición de eventos según (a) UNE EN 50160 [98] y (b) IEEE Std 1159–2009 [99].	45
Figura 38: Propuesta de etiqueta de inmunidad a los huecos de tensión propuesta en [102].	46
Figura 39: Esquema básico de la curva de tolerancia de un equipo [94].	47
Figura 40: Curva (a) CBEMA e (b) ITIC adaptadas para 50Hz [105].	47
Figura 41: Curvas de ensayo de 61000–4–11 [106].	48
Figura 42: Comparación de las curvas de susceptibilidad CBEMA, ITIC y SEMI (y otra) en un diagrama Mag–Dur [104].	49
Figura 43: Modelo de divisor de tensión de un hueco [26].	49
Figura 44: OSRAM® POWERTRONIC PTo 70/220–240 3DIM [122].	54
Figura 45: DIGI® XBee–Pro 868 [126].	55
Figura 46: Wasmote® (a) y Wasmote® Gateway (b).	56
Figura 47: Esquema del sistema de telegestión.	57
Figura 48: Estructura jerárquica (árbol).	58
Figura 49: Codificación Manchester Diferencial para un '1' lógico [41].	58
Figura 50: Estructura y temporización de trama <i>forward</i> [41].	59
Figura 51: Estructura y temporización de una trama <i>backward</i> [41].	59
Figura 52: Ejemplo de temporización de una secuencia de tramas [41].	59
Figura 53: Rango de tensiones DALI™ [41].	60
Figura 54: Circuito de adaptación de nivel de señales entre Wasmote® (ATmega1281) y DALI™.	60
Figura 55: Tramas DALI™ ( <i>forward</i> y <i>backward</i> ) para una petición de estado.	62
Figura 56: Diagrama de flujo del programa implementado en Wasmote®.	63
Figura 57: Estructura de trama de la interfaz de programación de aplicaciones ( <i>application programming interface</i> , API) ZigBee® de XBee® [130].	64
Figura 58: Estructura de la trama de instrucción DALI™ de (a) nivel de potencia de arco y (b) comando de configuración o petición.	65
Figura 59: Estructura de la trama de red para la búsqueda de vecinos.	65
Figura 60: Trama de red – Creación de estructura jerárquica.	65
Figura 61: Trama de red – Envío en sentido descendente.	65
Figura 62: Trama de red – Envío en sentido ascendente.	65
Figura 63: Trama de red – Asignación de nodo de nivel superior y nivel de profundidad.	66
Figura 64: Zona superior de la interfaz.	67
Figura 65: Zona central de la interfaz.	68
Figura 66: Vista completa de la interfaz.	69
Figura 67: Módulos DZ–ZB–Gx [131].	70
Figura 68: Módulo de evaluación DZ–ZB–G.	71
Figura 69: Programador y depurador en circuito ST–LINK.	72
Figura 70: Esquema mejorado del sistema de telegestión.	72
Figura 71: Circuito de adaptación de nivel entre el SoC (STM32W108) y DALI™.	73
Figura 72: Módulo de conexión del módulo RF con el cable JTAG.	74
Figura 73: Módulo de conexión del módulo RF con el puerto serie.	74
Figura 74: Ventana de configuración de proyecto de <i>IAR Embedded Workbench</i> .	75
Figura 75: Espacio de trabajo.	75
Figura 76: Ejemplo de asignación de direcciones por defecto [133].	77
Figura 77: Trama MAC IEEE 802.15.4.	78

Figura 78: Campo de control de trama de red .....	79
Figura 79: Diagrama de flujo para la creación de la red jerárquica.....	80
Figura 80: Panel frontal diseñado en LabView™.....	82
Figura 81: Flujograma de la interfaz de usuario modificada .....	82
Figura 82: Selección de dirección MAC.....	83
Figura 83: Selección de un comando DALI™ en la interfaz.....	83
Figura 84: Envío de comando DALI™ al puerto serie.....	83
Figura 85: Extracción de las direcciones MAC detectadas .....	84
Figura 86: Bloques funcionales de un balasto electrónico con el prerregulador enmarcado.....	85
Figura 87: Topología propuesta.....	85
Figura 88: Modos de conducción: (a) activo y (b) libre .....	86
Figura 89: Circuito de potencia implementado incorporando interruptores bidireccionales y limitadores del gradiente de corriente .....	86
Figura 90: Tensiones de entrada y salida y corrientes en las inductancias y semiconductores.....	88
Figura 91: Montaje para comprobar la respuesta del convertidor propuesto frente a variaciones de la tensión de entrada .....	88
Figura 92: Respuesta del conversor RMS a CC a una interrupción de la tensión a medir de 1 s.....	89
Figura 93: Obtención de la constante de tiempo del conversor RMS a CC .....	89
Figura 94: Diagrama de bloques funcionales del voltímetro propuesto .....	90
Figura 95: Flujograma simplificado de la programación del medidor RMS propuesto .	90
Figura 96: Flujograma del algoritmo de cálculo del valor RMS a partir de un vector de 8 datos .....	91
Figura 97: Del valor de la muestra de tensión (arriba) sólo se toman los 8 MSB (debajo) .....	91
Figura 98: El resultado (debajo) de dividir por 8 el dato (arriba) es desplazarlo tres posiciones a la derecha .....	91
Figura 99: 8 datos de 13 bits (arriba) sumados no exceden los 16 bits de longitud (debajo).....	91
Figura 100: Dato de 16 bits (arriba) y su raíz cuadrada (debajo).....	92
Figura 101: LUT empleada para los cuadrados y las raíces .....	92
Figura 102: Proceso de cálculo del valor RMS desde la señal analógica muestreada mostrando la longitud de los datos en cada paso del proceso.....	92
Figura 103: Diagrama de bloques funcionales del convertidor y medidor RMS propuestos .....	93
Figura 104: Modelo (en PSIM 8.0.3 Pro) para comprobar la respuesta del convertidor propuesto.....	93
Figura 105: Resultado de la simulación del circuito de la Figura 104 para un hueco de 0,5 p.u. en la cresta del semiciclo positivo .....	94
Figura 106: Resultado de la simulación del circuito de la Figura 104 para una sobretensión de 1,5 p.u. en la cresta del semiciclo positivo .....	94
Figura 107: Modelo de PFCBR controlado por un UC3854 .....	95
Figura 108: Resultados de la simulación del modelo de la Figura 107 cuando se produce un hueco de 70 ms @ 0 V.....	95
Figura 109: Evolución de las tensiones de entrada (azul), salida (roja) y de alimentación del CI de control (verde) del UCC3817EVM al someterlo a un hueco de 40 ms @ 0% p.u. ....	96
Figura 110: Evolución de las tensiones de entrada (azul), salida (roja) y de alimentación del CI de control (verde) del UCC38500EVM al someterlo a un hueco de 20 ms @ 0% p.u. ....	96

Figura 111: Evolución de las tensiones de entrada (azul) y salida (roja) y de la señal de disparo de la etapa <i>forward</i> de salida (verde) del UCC38500EVM al someterlo a un hueco de 20 ms @ 0% p.u. ....	97
Figura 112: Circuito de realimentación para compensar la desenergización que provoca un hueco profundo. ....	97
Figura 113: Generador de huecos de tensión [150]. ....	99
Figura 114: Ventana de aplicación de control remoto del generador de huecos [150] ...	99
Figura 115: Elan Digital® USBScope50. ....	100
Figura 116: TiePie® Handyscope HS4-DIFF-50. ....	100
Figura 117: Panel frontal USBScope50.VI. ....	102
Figura 118: Valores Median Filter. ....	103
Figura 119: Flujograma de la estructura “ <i>Stacked Sequence</i> ” para la iniciación del osciloscopio y la adquisición de datos. ....	104
Figura 120: Iniciación de un array para almacenar el resultado del test de huecos. ....	105
Figura 121: Configuración de un canal. ....	105
Figura 122: Configuración del disparo. ....	106
Figura 123: Secuencia de inicio de adquisición, canal 3 maestro. ....	106
Figura 124: Flujograma de funciones comprendidas en el <i>subframe 5.3</i> . ....	107
Figura 125: Rutina de esperar adquisición completa. ....	107
Figura 126: Llamada al subVI <i>adq_bloques</i> . ....	108
Figura 127: Obtención de parámetros de formas de onda. ....	109
Figura 128: Vector para guardar test de huecos (a) y operación de guardar test de huecos (b). ....	109
Figura 129: Código para procesar y guardar los bloques del búfer. ....	110
Figura 130: Panel frontal del subVI <i>Configuración.vi</i> . ....	111
Figura 131: Diagrama de bloques del subVI <i>Configuración.vi</i> . ....	112
Figura 132: Panel frontal del subVI <i>Disparo.vi</i> . ....	112
Figura 133: Diagrama de bloques del subVI <i>Disparo.vi</i> . ....	113
Figura 134: Panel frontal del subVI <i>Adq_bloques.vi</i> . ....	114
Figura 135: Diagrama de bloques del subVI <i>Adq_bloques.vi</i> . ....	115
Figura 136: Interfaz de configuración de <i>FFT.vi</i> . ....	115
Figura 137: Flujograma de la estructura secuencial de <i>FFT.vi</i> . ....	116
Figura 138: Operaciones iniciales del VI ( <i>frame 0</i> ). ....	116
Figura 139: Rutina de espera de adquisición completa ( <i>frame 1.3</i> ). ....	117
Figura 140: Secuencia de proceso de adquisición de datos y confección de los resultados ( <i>frame 1.4</i> ). ....	117
Figura 141: Panel frontal para el generador de huecos de tensión. ....	119
Figura 142: Selección de instrucción “ <i>Start</i> ”. ....	120
Figura 143: Selección de semiperiodo positivo. ....	121
Figura 144: Selección de duración del hueco personalizada. ....	121
Figura 145: Selección manual del número de repeticiones de huecos. ....	121
Figura 146: Selección de modo manual. ....	121
Figura 147: Selección de pausa entre huecos. ....	122
Figura 148: Subrutina <i>CalcPackets</i> . ....	122
Figura 149: Variable temporal para el cálculo de la suma de verificación. ....	122
Figura 150: Inicio de variables para la suma de control. ....	122
Figura 151: Obtención del valor decimal del primer <i>nibble</i> . ....	123
Figura 152: Guardar la suma de verificación. ....	123
Figura 153: Obtención de la cadena con la suma de verificación. ....	124
Figura 154: Figura 4.60 Diagrama de bloques de una curva ITIC. ....	125
Figura 155: Diagrama de bloques de una curva CBEMA: vector logarítmico. ....	126

Figura 156 Diagrama de bloques de una curva CBEMA: (a) límite inferior y (b) escalado.....	126
Figura 157: Panel frontal del sistema de ensayos de test de huecos (a) y diagrama de representación del resultado (b).....	126
Figura 158: Diagrama de conexión y gestión para los ensayos de test de huecos.....	126
Figura 159: Curva de atenuación logarítmica [124].....	130
Figura 160: Sistema empleado en el laboratorio y dos mediciones directas sobre el conjunto .....	130
Figura 161: Interfaces (a) JAVA™ y (b) LabView™ empleadas para control inalámbrico de iluminación mediante DALI™ .....	131
Figura 162: Nivel de atenuación y potencia relativos a la entrada del balasto.....	132
Figura 163: Variación de la potencia de arco en los distintos niveles de atenuación... ..	132
Figura 164: Tensión y corriente de entrada al balasto .....	133
Figura 165: Trazas de $V_{in}$ , $V_{out}$ , $I_{in}$ e $I_{out}$ (canales 1 al 4, respectivamente).....	133
Figura 166: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 59,5% ..	133
Figura 167: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 76,1% ..	134
Figura 168: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 100% ...	134
Figura 169: Tiempo de respuesta del balasto ante un comando de nivel máximo .....	134
Figura 170: Respuestas a una reducción de la tensión de entrada de un 35% simulada (a) y experimental (b), CH1 = $V_i$ , CH2 = $V_o$ .....	135
Figura 171: Respuestas a un incremento de la tensión de entrada de un 43% simulada (a) y experimental (b), CH1 = $V_i$ , CH2 = $V_o$ .....	136
Figura 172: Corriente medida a la entrada del troceador de CA .....	136
Figura 173: Diagrama de barras del contenido armónico de emisión de corriente (barras rojas) comparado con la máscara correspondiente al límite de la norma IEC 61000–3–2 Clase C (barras de perfil azul). .....	136
Figura 174: Resultados del ensayo de la norma IEC/EN 61000–4–11 para el 70% de la tensión durante 50 ciclos (a 50 Hz) y el 40% durante 10 ciclos para el sistema en lazo abierto (punto rojo) y cerrado (punto verde) .....	137
Figura 175: Respuesta del convertidor RMS a CC .....	137
Figura 176: Respuesta dinámica de la tensión de salida del convertidor operando como reductor. ....	137
Figura 177: Circuito empleado para caracterizar la precisión del medidor propuesto .	138
Figura 178: Datos correlacionados entre el multímetro Fluke® Scopemeter® 120 Series y el medidor propuesto .....	139
Figura 179: Márgenes de error, absoluto (a) y relativo (b), del medidor RMS propuesto obtenidos experimentalmente .....	139
Figura 180: Montaje empleado para obtener la velocidad de respuesta del medidor RMS propuesto.....	140
Figura 181: Respuesta dinámica en la detección de una tensión de 0,9 p.u. ....	140
Figura 182: Modelo (en PSIM 8.0.3 Pro) para comprobar la respuesta del convertidor propuesto.....	141
Figura 183: Resultado de la simulación para un hueco del 50% en la cresta del semiciclo positivo.....	141
Figura 184: Resultado de la simulación para una sobretensión del 50% en la cresta del semiciclo positivo .....	142
Figura 185: Modelo de PFCBR de la Figura 107 que incorpora el medidor RMS propuesto para controlar la conmutación entre la alimentación de la red y el condensador de respaldo.....	142
Figura 186: Resultados de la simulación del modelo de la Figura 185 cuando se produce un hueco de 70 ms @ 0 V .....	143
Figura 187: Test 1 para el módulo de evaluación UCC28019.....	144

Figura 188: Forma de onda resultante ampliada del test de huecos (Test 2) sobre el UCC28019EVM.....	144
Figura 189: Test 5 para el módulo de evaluación UCC28019 .....	144
Figura 190: Test 7 para el módulo de evaluación UCC28019 .....	144
Figura 191: Resultados obtenidos en los tests de huecos sobre curvas CBEMA e ITIC para el UCC28019EVM. ....	145
Figura 192: Test 1 para el módulo de evaluación UCC28514 .....	145
Figura 193: Test 2 para el módulo de evaluación UCC28514 .....	145
Figura 194: Test 5 para el módulo de evaluación UCC28514 .....	146
Figura 195: Test 7 con ampliación para el módulo de evaluación UCC28514EVM....	146
Figura 196: Representación Mag–Dur de tests de huecos en curvas CBEMA e ITIC para el UCC28514EVM.....	146
Figura 197: (a) Tensión de salida (390 V) del modulo UCC28019EVM medida con un osciloscopio de 8bits de resolución y (b) resultados del ensayo de huecos en diagrama Mag–Dur .....	147
Figura 198: (a) Tensión de salida (24 V) del modulo UCC28514EVM medida con un osciloscopio de 8bits de resolución y (b) resultados del ensayo de huecos en diagrama Mag–Dur .....	147
Figura 199: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28019EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	149
Figura 200: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28019EVM .....	149
Figura 201: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28019EVM .....	149
Figura 202: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28514EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	150
Figura 203: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28514EVM .....	151
Figura 204: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28514EVM .....	151
Figura 205: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28070EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	152
Figura 206: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28070EVM .....	152
Figura 207: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28070EVM .....	152
Figura 208: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC3817EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	154
Figura 209: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC3817EVM .....	154
Figura 210: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC3817EVM .....	154
Figura 211: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC38500EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	156
Figura 212: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC38500EVM .....	156
Figura 213: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC38500EVM .....	156
Figura 214: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28061EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	158
Figura 215: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28061EVM .....	158
Figura 216: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28061EVM .....	158
Figura 217: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC38050EVM, positivo (a) y negativo (b) .....	159
Figura 218: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC38050EVM .....	160
Figura 219: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC38050EVM .....	160

## Índice de tablas

Tabla 1: Perturbaciones de la red.....	44
Tabla 2: Duración y nivel de ensayo preferidos para los huecos de tensión [101].....	48
Tabla 3: Especificaciones OSRAM® PTo 70/220–240 3DIM [122].....	54
Tabla 4: Especificaciones de Waspnote® [122].....	55
Tabla 5: Especificaciones DIGI® XBee–PRO 868 [126].....	56
Tabla 6: Características eléctricas de ATmega 1281 y optoacoplador 4N27.....	60
Tabla 7: Características eléctricas del SoC STM32W108 y el optoacoplador 4N27.....	73
Tabla 8: Hoja de cálculo para el diseño del convertidor propuesto.....	87
Tabla 9: Valores permitidos para <i>Ratio</i> : determinación de la velocidad de muestro del osciloscopio.....	103
Tabla 10: Características principales de los módulos de evaluación de TI empleados.....	127
Tabla 11: Resultados experimentales obtenidos con el prototipo.....	138
Tabla 12: Errores absoluto y relativo obtenidos experimentalmente.....	139
Tabla 13: Niveles de tensión de la norma IEC/EN 61000-4-11 aplicados.....	147
Tabla 14: Criterio de evaluación de la norma IEC/EN 61000-4-11.....	147
Tabla 15: Resultados del ensayo (ESE: UCC28019EVM).....	148
Tabla 16: Resultados del ensayo (ESE: UCC28514EVM).....	150
Tabla 17: Resultados del ensayo (ESE: UCC28070EVM).....	151
Tabla 18: Resultados del ensayo (ESE: UCC3817EVM).....	153
Tabla 19: Resultados del ensayo (ESE: UCC38500EVM).....	155
Tabla 20: Resultados del ensayo (ESE: UCC28061EVM).....	157
Tabla 21: Resultados del ensayo (ESE: UCC38050EVM).....	159



**Índice de ecuaciones**

(Ec. 1)	$PF = \frac{P_i}{V_{rms} \cdot I_{rms}}$ .....	30
(Ec. 2)	$THD_i[\%] = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100$ .....	30
(Ec. 3)	$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{ v_s }{L} > 0 \rightarrow i_s \uparrow$ .....	38
(Ec. 4)	$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{ v_s  - v_o}{L} < 0 \rightarrow i_s \downarrow$ .....	38
(Ec. 5)	$ v_s  \cdot D \cdot T = ( v_s  - v_o) \cdot (1 - D) \cdot T \rightarrow \frac{v_o}{ v_s } = \frac{1}{1 - D}$ .....	39
(Ec. 6)	$\frac{L}{R_{LOAD}} = \frac{(1 - D)^2 \cdot D}{2 \cdot f}$ .....	39
(Ec. 7)	$\frac{V_r}{V_o} = \frac{D}{C \cdot R_{LOAD} \cdot f}$ .....	39
(Ec. 8)	$V_{SAG} = V_{GEN} \left  \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right $ .....	49
(Ec. 9)	$T_e = \frac{1}{2 \cdot 1200} = 416,67 \mu s$ .....	58
(Ec. 10)	$R_1 < \frac{V_{DD} - V_{F \min} - V_{OL \max}}{I_{\max}}$ .....	61
(Ec. 11)	$\frac{V_{DALIL \max} - V_Z - V_{F \min}}{I_{FL \max}} < R_4 < \frac{V_{DALIH \min} - V_Z - V_{F \max}}{I_{FH \min}}$ .....	61
(Ec. 12)	$I_{FH} = \frac{V_{DALIH \min} - V_Z - V_{F \min}}{R_4}$ .....	61
(Ec. 13)	$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{DALIH \min}}{I_{Total}}$ .....	61
(Ec. 14)	$Cskip(d) = \begin{cases} 1 + C_m \cdot (L_m - d - 1) & si \ R_m = 1 \\ \frac{1 + C_m - R_m - C_m \cdot R_m^{(L_m - d - 1)}}{1 - R_m} & si \ R_m > 1 \end{cases}$ .....	77
(Ec. 15)	$h = A + 1 + \text{int} \left[ \frac{D - (A + 1)}{Cskip(d)} \right] \cdot Cskip(d)$ .....	78
(Ec. 16)	$\frac{V_i}{V_o} = \frac{D}{1 - D}$ .....	85
(Ec. 17)	$D = \frac{\hat{V}_o + V_{SW}}{\hat{V}_i + \hat{V}_o + V_{SW}}$ .....	86
(Ec. 18)	$L1 = L2 = \frac{\hat{V}_{i \min}}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot D_{\max}$ .....	86

$$(Ec. 19) \quad \hat{I}_{L1} = \hat{I}_o \cdot \frac{\hat{V}_o + V_{SW}}{\hat{V}_{i_{\min}}} \cdot \left( 1 + \frac{I_{ripple}}{2} / \hat{I}_i \right) \dots\dots\dots 87$$

$$(Ec. 20) \quad \hat{I}_{L2} = \hat{I}_o \cdot \left( 1 + \frac{I_{ripple}}{2} / \hat{I}_i \right) \dots\dots\dots 87$$

$$(Ec. 21) \quad C1 = \frac{\hat{I}_o \cdot D_{\max}}{\Delta \hat{V}_{C1} \cdot f_{SW}} \dots\dots\dots 87$$

$$(Ec. 22) \quad C2 = \frac{\hat{I}_o \cdot D_{\max}}{V_{ripple}/2 \cdot f_{SW}} \dots\dots\dots 87$$

$$(Ec. 23) \quad V_{rms}[k] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_n[k]^2} \dots\dots\dots 90$$

$$(Ec. 24) \quad V_{rms}[k] = \sqrt{\sum_{n=1}^N \frac{v_n[k]^2}{N}} \dots\dots\dots 91$$

$$(Ec. 25) \quad \frac{P_o}{\eta_{total}} \cdot t_{backing} = \frac{1}{2} \cdot C_{backing} \cdot (V_{ini} - V_{fin})^2 \dots\dots\dots 98$$

## **Acrónimos empleados**

<b>ADC:</b>	Convertor analógico–digital ( <i>Analog to Digital Converter</i> )
<b>AMI:</b>	Infraestructura de medición avanzada ( <i>Advanced Metering Infrastructure</i> )
<b>AMRS:</b>	Sistema de medición automática ( <i>Automated Meter Reading System</i> )
<b>ANSI:</b>	Instituto de Estandarización Nacional Americano ( <i>American National Standards Institute</i> )
<b>API:</b>	Interfaz de programación de aplicaciones ( <i>Application Programming Interface</i> )
<b>ASHRAE:</b>	Asociación Americana de Ingenieros de Calefacción, Refrigeración y Aire Acondicionado ( <i>American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers</i> )
<b>AVR:</b>	Regulador automático de tensión ( <i>Automatic Voltage Regulator</i> )
<b>BACNet:</b>	Red de control y automatización de edificios ( <i>Building Automation and Control Network</i> )
<b>CA:</b>	Corriente Alterna
<b>CBEMA:</b>	Asociación de fabricantes de equipos informáticos ( <i>Computer Business Equipment Manufacturers Association</i> )
<b>CC:</b>	Corriente Continua
<b>CCM:</b>	Modo de conducción continua ( <i>Continuous Conduction Mode</i> )
<b>CEN:</b>	Comité Europeo de Normalización ( <i>Comité Européen de Normalisation</i> )
<b>CRM:</b>	Modo de conducción crítica ( <i>Critical Conduction Mode</i> )
<b>CTA:</b>	Corporación Tecnológica de Andalucía
<b>DALI™:</b>	Interfaz de alumbrado direccionable digitalmente ( <i>Digital Addressable Lighting Interface</i> )
<b>DCM:</b>	Modo de conducción discontinua ( <i>Discontinuous Conduction Mode</i> )
<b>DVR:</b>	Restaurador dinámico de tensión ( <i>Dynamic Voltage Restorer</i> )
<b>EHS:</b>	Protocolo europeo de sistemas domésticos ( <i>European Home Systems protocol</i> )
<b>EIB:</b>	Bus europeo de instalaciones ( <i>European Installation Bus</i> )
<b>EMC:</b>	Compatibilidad electromagnética ( <i>Electro–Magnetic Compatibility</i> )
<b>EMI:</b>	Interferencia electromagnética ( <i>Electro–Magnetic Interference</i> )
<b>EN:</b>	Norma europea ( <i>European Norm</i> )
<b>ESE:</b>	Equipo Sometido a Ensayo
<b>GPRS:</b>	Servicio general de paquetes vía radio ( <i>General Packet Radio Service</i> )
<b>GSM:</b>	Sistema global para comunicaciones móviles ( <i>Global System for Mobile Communications</i> )
<b>HID:</b>	Descarga de alta corriente ( <i>High–Intensity Discharge</i> )
<b>HPDL:</b>	Lámpara de descarga de alta presión ( <i>High Pressure Discharge Lamp</i> )

<b>HVAC:</b>	Calefacción, ventilación y aire acondicionado ( <i>Heating, Ventilating and Air-Conditioning</i> )
<b>ICM:</b>	Modo de conducción entrelazado ( <i>Interleaved Conduction Mode</i> )
<b>IEA:</b>	Agencia Internacional de la Energía ( <i>International Energy Agency</i> )
<b>IEC:</b>	Comisión Electrotécnica Internacional ( <i>International Electrotechnical Commission</i> )
<b>IETF:</b>	Grupo Especial sobre Ingeniería de Internet ( <i>Internet Engineering Task Force</i> )
<b>IP:</b>	Protocolo de internet ( <i>Internet Protocol</i> )
<b>ISM:</b>	Industria, Ciencia y Medicina ( <i>Industry, Science &amp; Medicine</i> )
<b>ISO:</b>	Organización Internacional para Estandarización ( <i>International Organization for Standardization</i> )
<b>ITIC:</b>	Consejo de la Industria de Tecnologías de la Información ( <i>Information Technology Industry Council</i> )
<b>LAN:</b>	Red de área local ( <i>Local Area Network</i> )
<b>LED:</b>	Diodo emisor de luz ( <i>Light Emitting Diode</i> )
<b>LON:</b>	Red de operación local ( <i>Local Operation Network</i> )
<b>LR:</b>	Baja velocidad ( <i>Low Rate</i> )
<b>MAC:</b>	Control de acceso a los medios ( <i>Media Access Control</i> )
<b>MAP:</b>	Modulación de Ancho de Pulso
<b>MCU/μC:</b>	Microcontrolador ( <i>Micro Controller Unit</i> )
<b>NEMA:</b>	Asociación Nacional de Fabricantes Eléctricos ( <i>National Electrical Manufacturers Association</i> )
<b>OOP:</b>	Programación orientada a objetos ( <i>Object Oriented Programming</i> )
<b>OSI:</b>	Sistema abierto de interconexión ( <i>Open System Interconnection</i> )
<b>P2P:</b>	Entre pares ( <i>Peer-to-Peer</i> )
<b>PC:</b>	Ordenador personal ( <i>Personal Computer</i> )
<b>PCC:</b>	Punto de Conexión Común
<b>PF:</b>	Factor de potencia ( <i>Power Factor</i> )
<b>PFC:</b>	Corrector del factor de potencia ( <i>Power Factor Corrector</i> )
<b>PIC:</b>	Controlador programable integrado ( <i>Programmable Integrated Controller</i> )
<b>PLC:</b>	Línea de alimentación portadora / Comunicación por línea de alimentación ( <i>Power Line Carrier/Communications</i> )
<b>PWM:</b>	Modulación por ancho de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
<b>PWMBR:</b>	Rectificador elevador por control PWM ( <i>PWM Boost Rectifier</i> )
<b>RF:</b>	Radio-frecuencia ( <i>Radio Frequency</i> )
<b>SCR:</b>	Rectificador controlado de silicio ( <i>Silicon Controlled Rectifier</i> )
<b>SEMI:</b>	Asociación Internacional de la Industria de Semiconductores ( <i>Semiconductor Equipment and Materials International</i> )

<b>SEPIC:</b>	Convertidor de inductor primario de salida sencilla ( <i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i> )
<b>SIG:</b>	Sistema de Información Geográfica
<b>SoC:</b>	Sistema integrado en un chip ( <i>System on Chip</i> )
<b>SSC:</b>	Compensador estático en serie ( <i>Static Series Compensator</i> )
<b>SSL:</b>	Lampara de estado sólido ( <i>Solid State Lamp</i> )
<b>TCP:</b>	Protocolo de control de transmisión ( <i>Transmission Control Protocol</i> )
<b>THD:</b>	Distorsión armónica total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> )
<b>TRIAC:</b>	Triodo para corriente alterna ( <i>TRIode for Alternative Current</i> )
<b>UART:</b>	Receptor-transmisor asíncrono universal ( <i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i> )
<b>UCA:</b>	Unidad de Cuadro de Alumbrado
<b>UCR:</b>	Unidad de Control Remoto
<b>UMTS:</b>	Sistema universal de comunicaciones móviles ( <i>Universal Mobile Telecommunications System</i> )
<b>UNE:</b>	Una Norma Española
<b>UPL:</b>	Unidad de Punto de Luz
<b>USB:</b>	Bus serie universal ( <i>Universal Serial Bus</i> )
<b>VI:</b>	Instrumento virtual ( <i>Virtual Instrument</i> )
<b>WLAN:</b>	Red inalámbrica de área local ( <i>Wireless Local Area Network</i> )
<b>WPAN:</b>	Red inalámbrica de área personal ( <i>Wireless Personal Area Network</i> )
<b>ZCS:</b>	Conmutación a corriente nula ( <i>Zero Current Switching</i> )
<b>ZVS:</b>	Conmutación a tensión nula ( <i>Zero Voltage Switching</i> )



# 1 Introducción

El concepto de *Smart Grid* (o red inteligente) se enmarca en la evolución conceptual y tecnológica de la red de distribución eléctrica: una red activa, estable, dotada de inteligencia autónoma y con capacidad de reconfiguración para, según las necesidades locales, mejorar los tiempos y condiciones de restablecimiento del suministro e incrementar la eficiencia energética.

Detrás de este concepto subyace la idea de convertir una infraestructura que no ha sufrido modificaciones desde los tiempos de T. A. Edison en una red interconectada automatizada e interactiva similar a Internet [1] con el fin de mejorar su eficiencia, confiabilidad y seguridad, de incorporar de forma no traumática fuentes de energías alternativas o renovables en un entorno de generación distribuida mediante el empleo de sistemas de control automatizado y la incorporación de modernas tecnologías de comunicación y con el fin de lograr un consumo inteligente de la energía eléctrica [2, 3].

Dotar de inteligencia a la infraestructura de distribución y suministro eléctricos pasa por conferirle *una conciencia* propia. La información, fiable y en tiempo real, que le permite conocer su estado se obtiene de una infraestructura de medición avanzada (*advanced metering infrastructure*, AMI) conformada por una red de comunicaciones bidireccional en la que se integran sistemas de instrumentación avanzados y que distribuye la información entre los elementos de la *Smart Grid* y que también puede suministrar dicha información a los consumidores [1, 2].

En [4] se afirma que para dotar de inteligencia a una red de suministro de energía eléctrica se han de disponer dispositivos de procesamiento independientes en cada uno de sus elementos, que dispongan de un sistema operativo robusto y que puedan actuar de forma independiente y comunicarse y cooperar con otros conformando una extensa plataforma de computación distribuida.

De esto se pueden relacionar las claves tecnológicas que conlleva la *Smart Grid* y que según [5] son:

- **Comunicaciones integradas en la red de distribución**

La *Smart Grid* ha sabido aprovecharse de la rápida evolución de las tecnologías de la información y de la comunicación [6] e integrarla en la red de distribución de energía eléctrica conectando los sistemas de medición inteligentes y las instalaciones eléctricas por medio tanto de sistemas de tecnología cableada como inalámbrica [2]. La infraestructura de comunicaciones soporta tanto la que conecta los sistemas de medición automática (*Automated Meter Reading System*, AMRS) con los aparatos eléctricos y los sensores como la que hace lo propio entre los AMRS y centros de control de las instalaciones.

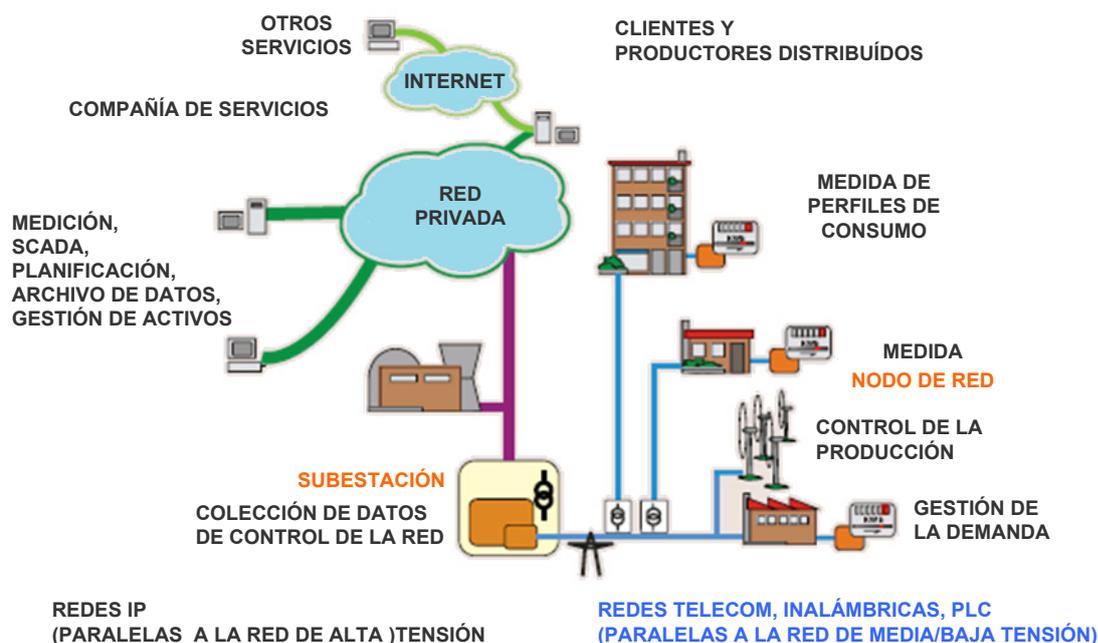


Figura 1: Infraestructura de comunicaciones para las *Smart Grids* [6]

A nivel de redes de alta tensión, las comunicaciones están dominadas por las redes propias de los operadores y productores de la red y comúnmente basadas en protocolos TCP/IP (*Transmission Control Protocol / Internet Protocol*). A media y baja tensión, las opciones están más abiertas y se extienden por el uso de redes públicas de comunicación (GSM –*Global System For Mobile communications*–, GPRS –*General Packet Radio Service* –, UMTS –*Universal Mobile Telecommunications System*–), redes PLC (*Power Line Communications*) que emplean el mismo medio de distribución eléctrica para la transmisión de datos y las redes inalámbricas, la opción más flexible [6].

- **Métodos de control avanzados**

Capaces de gestionar los sistemas de generación distribuida y las variaciones de la demanda, de automatizar la red de distribución y las subestaciones (norma IEC 61850), de gestionar conforme al mercado energético y de ofrecer al operador la información completa del sistema de energía, las posibilidades de evolución del mismo en base a modelos en los que aplica los datos tomados y analizados y proponiendo el conjunto de acciones a llevar a cabo para optimizar el sistema.

- **Sensores, medidores e instrumentos**

Emplean comunicaciones bidireccionales y proporcionan una gran variedad de información que abarca desde datos de tarificación, de consumo o de calidad de servicio e integran elementos de conexión o desconexión remota del elemento en el que se ubican [7]. Adicionalmente, los nuevos sensores se pueden emplear en diferentes funciones de monitorización de la red como, por ejemplo, los sistemas inteligentes de alumbrado público.

- **Elementos avanzados en la red de distribución**

Éstos abarcan las incorporaciones de la tecnología a los sistemas de potencia en el aumento de la densidad de energía producida o almacenada, en la mejora de su fiabilidad o el rendimiento global de la red o la incorporación de elementos de

diagnóstico en tiempo real. En esta categoría encontramos los sistemas flexibles de transmisión en corriente alterna, los sistemas de compensación de fallas de red, los dispositivos avanzados de almacenamiento de energía, los equipos de generación distribuida, los centros de transformación y las subestaciones con aparataje avanzada o las cargas inteligentes.

- **Soporte de decisiones de operador e interfaces hombre-máquina**

Un conjunto de herramientas y de aplicaciones que ayuden al operador humano, dotados de inteligencia artificial y que cubran los requerimientos de la *Smart Grid* para la toma de decisiones adecuadas a cada circunstancia y en muy poco tiempo. El supervisor del servicio ha de convertirse en un procesador del conocimiento que le brindan las herramientas de gestión en forma de cuadros de alarmas, tablas de rendimiento, gráficos de evolución de los parámetros de la red, herramientas de simulación en tiempo real de escenarios posibles...

## 1.1 Alumbrado público y *Smart Grid*

Dentro de la *Smart Grid*, una de las facetas que sigue utilizando tecnologías anticuadas e ineficientes es el alumbrado público, por lo que el consumo de energía en este tipo de instalación puede reducirse enormemente aplicando las nuevas tecnologías de la información y comunicación. Dos tercios de los sistemas de alumbrado público instalados en la actualidad siguen utilizando estas tecnologías obsoletas, lo que implica la existencia de un potencial enorme para renovar el alumbrado actual y ahorrar en su consumo [8]. Se estima que aproximadamente un 5% de la energía utilizada en aplicaciones de iluminación es consumido por el alumbrado público, siendo la energía más importante de acuerdo al total de la utilizada en una ciudad.

La Agencia Internacional de la Energía (IEA) estima que el ahorro energético potencial renovando la tecnología del alumbrado es de, aproximadamente, 132–212 TWh/año globalmente. La reducción correspondiente de emisiones de CO<sub>2</sub> se sitúa en 86–137 MT/año para los países miembros de IEA. Únicamente en el sector servicios, el consumo puede reducirse en un 15–20% o más con la tecnología actual. Un estudio reciente llevado a cabo por la Comisión Europea ha mostrado que entre el 30 y el 50% de la electricidad utilizada para el alumbrado podría ahorrarse invirtiendo en sistemas de alumbrado energéticamente eficientes. La inversión no es solamente beneficiosa en términos económicos, medioambientales o de consumo, sino que también puede mejorar la calidad de la iluminación [9]. Se recomienda que el alumbrado público y otras iluminaciones exteriores sean más eficientes dentro de la iniciativa global para reducir las emisiones de CO<sub>2</sub>, y que incluye opciones más limpias en la generación eléctrica, la reducción de emisiones de vehículos, edificio más eficientes y medidores eléctricos inteligentes combinados con equipos e instalaciones inteligentes capaces de adaptar el uso de la energía eléctrica entre horas punta y horas valle [10].

Una instalación de iluminación es una fuente de consumo de energía importante que se ve muy afectada por factores como la **regulación** y el **mantenimiento**.

Desde la perspectiva de la regulación del control de flujo luminoso de las luminarias la solución tradicional ha sido o bien el apagado total de la instalación o el apagado de una de cada dos luminarias (regulación a flujo nulo). Otra solución adoptada era el apagado parcial, en el que parte de las luminarias se apagan durante un periodo de tiempo determinado. Si bien el ahorro en el consumo es proporcional al conjunto de luminarias apagados, la tecnología que lo hace posible multiplica los circuitos de alimentación o el número de luminarias (incrementando los costes de inversión) o los efectos sobre la

calidad del alumbrado, fundamentalmente sobre su uniformidad, afectan de un modo considerable sobre la seguridad vial y ciudadana o sobre la estética urbana [11-14]. Esta razón hace que en la actualidad sólo se contemplen dos métodos de control de iluminación: luminarias con dos lámparas para apagar una de ellas en tramos horarios determinados (siempre y cuando se mantengan las condiciones de uniformidad requeridas) o luminarias con sistemas de atenuación de flujo, ya sean éstos centralizados (reguladores de tensión de línea) o punto a punto (balastos con atenuación multinivel) [15].

Desde la faceta del mantenimiento, las lámparas de descarga, que son el tipo empleado en casi la totalidad de las instalaciones, como evolución natural de su ciclo de trabajo incrementan el pico de tensión de reencendido (necesario para la descarga) conforme éstas consumen su periodo de vida [16] cuando trabajan a frecuencia de red. Este tipo de lámparas tiene unos ciclos de operación bien conocidos (precalentamiento, encendido, calentamiento y estabilización) que se consiguen con el concurso del balasto o arrancador. También presentan otros fenómenos, indeseados, ligados al encendido fuera de sus condiciones normales de operación como son el *blackening* (ennegrecimiento de los electrodos) cuando se sobrepasa el caldeo de éstos y el *sputtering* (pulverización catódica) que se acentúa cuando se arranca la lámpara en caliente ya que se precisa una tensión mucho mayor [17] y que envejecen prematuramente la lámpara incrementando los costes de operación y de reposición de las instalaciones de alumbrado. Las incidencias en la calidad de suministro de la red de alumbrado es causante de los ciclos repetidos de reencendido del arrancador causantes de estos fenómenos indeseados [18].

La combinación de las dos anteriores inciden en el factor de supervivencia de la lámpara ya que los ciclos de apagado y encendido afectan de modo negativo a su vida útil. Si se emplean ciclos horarios por noche para el encendido de la iluminación se multiplican los arranques, provocando el acortamiento de la vida útil de las lámparas en hasta un 30% con el solo empleo de dos ciclos por noche. Si el apagado parcial de las luminarias afecta sólo a una sección del alumbrado se produce una disparidad en los plazos de reposición de las lámparas.

## 1.2 El balasto en el sistema de alumbrado

El balasto es un tipo de fuente de alimentación que adapta a energía que toma de la red en forma de fuente de tensión constante y la convierte a la característica de corriente o potencia constante [19]. Los balastos pueden ser electromagnéticos o electrónicos. Los primeros, de probada funcionalidad, no disponen de sistemas de gestión eficiente de la iluminación o del consumo y conllevan problemas en la ignición y reignición [20]. Los segundos son dispositivos electrónicos conectados entre la red de CA y una o más lámparas de descarga (de CA, de CC o de estado sólido o LEDs [19]) y que, en su topología más empleada, se componen de un prerregulador (un convertidor CA/CC/CC) que debe asegurar el mayor y óptimo factor de potencia conforme a la normativa de compatibilidad electromagnética (IEC/EN 61000-3-2) y mantener la tensión en el bus de continua dentro de los márgenes de alimentación predefinidos, y por un inversor que alimenta directamente a la lámpara [20] a partir de esa tensión continua. El empleo de estos arrancadores avanzados en forma de balastos electrónicos aporta gran número de ventajas a la gestión del servicio de alumbrado público: la tensión de reencendido adopta forma cuasi-sinusoidal con la mejora en el factor de potencia del sistema, se aumenta el rendimiento energético superando el 95%, se incrementa el rendimiento luminoso más del 10%, se eliminan intermitencias de servicio al alimentar las lámparas

con una tensión constante y regulada y se provee al sistema de alumbrado de un sistema electrónico que tiene la capacidad de incorporar funciones avanzadas de comunicación o de control de conexión–desconexión o de nivel de iluminación (*dimming*). Por contrapartida, la implantación de los balastos electrónicos pueden presentar como desventajas la necesidad de que precisen una intervención punto a punto de luz (incrementando el coste de inversión) o la sensibilidad a las variaciones climáticas, atmosféricas o a las perturbaciones de la red de suministro [21]. Los avances en desarrollo de nuevas topologías y métodos de control para los prerreguladores los hacen cada vez menos susceptibles a los eventos de disminución de la tensión de suministro [22] cubriendo satisfactoriamente los ensayos de susceptibilidad de la IEC/EN 61000–4–11. Sin embargo, persiste una región fuera de la curva de límites de susceptibilidad del ITIC (*Information Technology Industry Council*) donde se producen un buen número de las fallas comunes en las redes de alimentación [23-27] y que pueden afectar gravemente a la funcionalidad de los balastos de iluminación urbana [18].

### 1.3 La telegestión de los sistemas de alumbrado

Un sistema de telegestión puede realizar las funciones de encendido, apagado o regulación de las lámparas, citadas anteriormente, así como medir los parámetros funcionales del sistema, analizarlos y detectar y comunicar averías en los mismos mediante el empleo de redes de comunicación de datos cableadas o inalámbricas [28]. Su objetivo principal es conocer desde un puesto central o unidades móviles del servicio técnico los principales parámetros de los cuadros y puntos de alumbrado así como ciertas situaciones que puedan requerir asistencia o conocimiento técnico inmediato y permitir el reajuste de los parámetros eléctricos con el fin de optimizar los consumos al gestor del servicio ya sea por medio de un mensaje de alarma o de información en el terminal de un operador en una sala de control remoto como por la adecuación del punto de trabajo en un lazo de control automático.

Es decir, los sistemas de telegestión que emplean redes de comunicaciones sirven, además de para indicar una consigna en el lazo de control, como sistema de diagnóstico remoto de funcionamiento y de detección de disfunciones en el mismo [29].

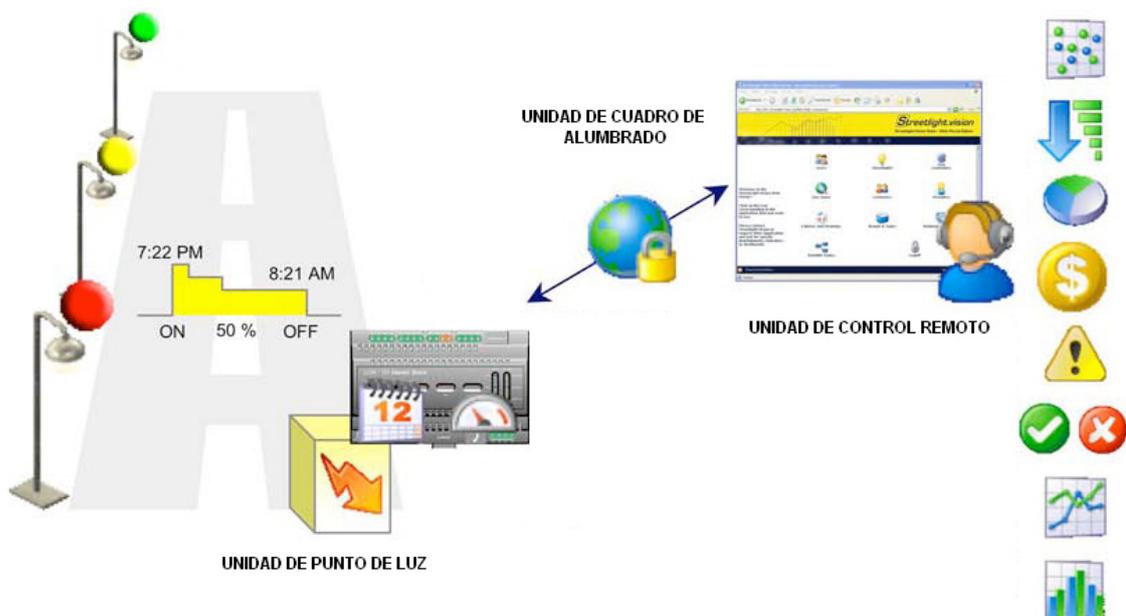
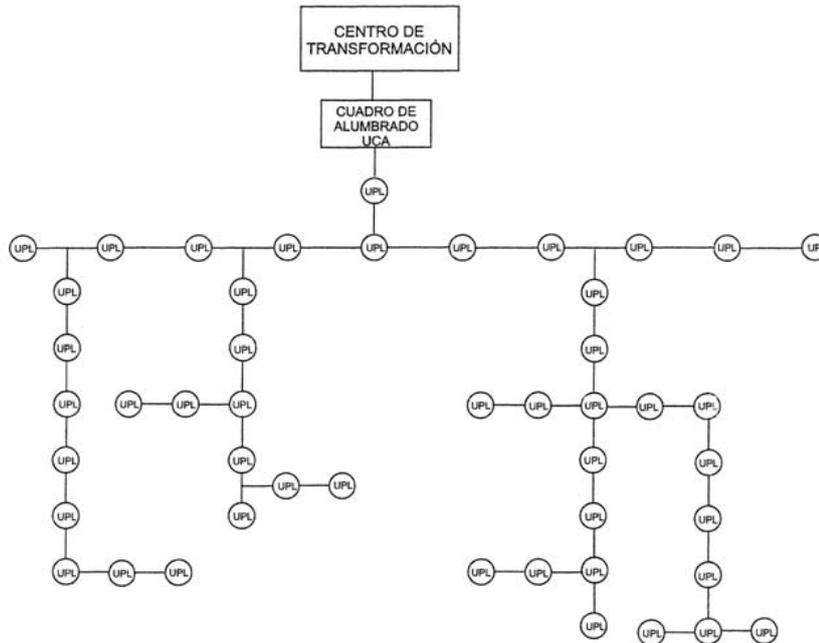


Figura 2: Esquema de un sistema de telegestión [30]

Los sistemas de telegestión pueden clasificarse según los métodos de control de iluminación que se citaron antes (centralizados o punto a punto) en función del nivel de la instalación que gobiernen y/o monitoricen. Las redes eléctricas que alimentan los puntos de luz de las instalaciones de alumbrado público, presentan una estructura que arranca del cuadro de alumbrado, conectado mediante acometida eléctrica en baja tensión a un centro de transformación: del cuadro de alumbrado parten diferentes circuitos eléctricos abiertos, tendidos a lo largo de las distintas calles donde están implantados los puntos de luz, tal y como se refleja en la Figura 3.



**Figura 3: Estructura de las redes eléctricas de las instalaciones de alumbrado público [31]**

El sistema más completo de estas características para instalaciones de alumbrado público consta de [31] un **nivel inferior**, constituido por la unidad de punto de luz (UPL), que recoge, entre otras, la información de lámpara, equipo auxiliar y fusible, así como la detección de portezuela del soporte abierta. Un **nivel intermedio** formado por la unidad de cuadro de alumbrado (UCA) que controla el cuadro eléctrico, mide sus magnitudes (tensiones de suministro, intensidades, potencia activa, energía consumida diariamente y acumulada, así como energía reactiva o factor de potencia) y con el que se lleva a cabo el encendido y apagado de la instalación. Y un **nivel superior** compuesto por la unidad de control remoto (UCR) que recibe la información completa de los dos niveles anteriores UPL y UCA, integrando la misma para una vez procesada y validada, se pueda adoptar la programación más conveniente para la explotación y mantenimiento de las instalaciones de alumbrado exterior.

A nivel de las comunicaciones en este tipo de sistemas no es fácil distinguir entre *hardware* y *software*: sus protocolos siempre implican una combinación de ambos. Además, distintos protocolos pueden compartir o bien la parte física o bien la programación. Dicho esto, se puede realizar una clasificación aproximada entre **medios de comunicación** y **protocolos**.

Los distintos medios de comunicación podemos dividirlos en cableados e inalámbricos, encontrándose entre los primeros el uso de un cable extra (este es el caso de Ethernet), fibra óptica, PLC; y entre los segundos se encuentran los sistemas de telefonía móvil (GSM/GPRS entre otros), radiofrecuencia, WiFi, y WiMAX. [2, 32]

Entre los protocolos podemos hacer la clasificación entre abierto y propietario, encontrando entre los primeros, para el control en iluminación, TCP/IP, BACNet,

DMX512, LONWorks (*Local Operation Network*), X-10 y DALI™ (*Digital Addressable Lighting Interface*); y entre los segundos los desarrollados por fabricantes como Lutron, General Electric, y Leviton. [32]

## 1.4 Objetivos

El objetivo de esta Tesis es aumentar la confiabilidad de los sistemas de alumbrado público en el contexto de la *Smart Grid*.

Con este fin se va a actuar sobre la **gestión** del punto de luz, individualmente, y de todo el sistema de alumbrado, en general, para dotar a la red de alumbrado de un sistema de comunicación integrado y una interfaz que permita dicha gestión y sobre la **susceptibilidad** del bloque de alimentación del sistema de alumbrado con el fin de aumentar su fiabilidad mediante un sistema de compensación de fallas de red.

Todo ello se pretende llevar a cabo por medio de las siguientes acciones:

- Evaluar y proponer una interfaz integrable en el balasto que permita la telegestión del mismo y, por tanto, el control y optimización de la operación de la lámpara, respecto a normativa y a parámetros de eficiencia energética, y que permitiendo una operación flexible (ciclos de encendido/apagado o nivel de atenuación) y la obtención de datos de funcionamiento que faciliten la gestión del mantenimiento de la instalación y la obtención de otros parámetros de interés para la gestión del alumbrado público.
- Proponer mejoras al sistema de alimentación y al bloque *PWM Boost Rectifier* empleado en los balastos electrónicos para que aumente su inmunidad a los huecos, aumentando su fiabilidad, explorando métodos avanzados de gestión y almacenamiento energético que permitan su correcto funcionamiento más allá de los límites marcados por la normativa de ensayo de dicho tipo de equipos y sistemas, definidos por la IEC/EN 61000-4-11 y la región definida por la curva de susceptibilidad de la ITIC, declarado actualmente como área de disfunción.
- Desarrollar y proponer un proceso semiautomático de ensayo que permita determinar la susceptibilidad de distintas topologías del bloque *PWM Boost Rectifier* empleadas en balastos electrónicos (y otras topologías afines) en los sistemas de alumbrado ante las perturbaciones de la red de suministro de forma sistemática y dentro de los parámetros de ensayo de la norma IEC/EN 61000-4-11. Proponer, además, que dicho proceso pueda incorporar otro procedimiento de ensayo de la norma IEC/EN 61000-3-2 de límites de emisión de armónicos de corriente, en su apartado C.



## 2 Antecedentes

Para lograr un alumbrado eficiente han aparecido nuevas propuestas industriales [33], que pueden resumirse en mejoras en la tecnología de las lámparas y balastos electrónicos, sistemas de arranque suave, funcionamiento sin ruido y automatismos para iluminación. Los requisitos mínimos aceptables para los sistemas de control de alumbrado son que permitan la variación del flujo luminoso sin comprometer la calidad ni la finalidad del servicio y reduzcan el gasto energético. En consecuencia, con un conocimiento de los elementos constitutivos del sistema de alumbrado y las opciones de control disponibles actualmente junto con las técnicas utilizadas para la eficiencia en iluminación, ésta puede ser producida de manera que sea energéticamente eficiente, económicamente rentable y logre una mejor calidad en la iluminación, todo ello dentro del marco normativo que afecta a este tipo de instalaciones.

### 2.1 La gestión del alumbrado público

El coste de un sistema de alumbrado se reparte entre la inversión inicial, el coste energético y los costes de mantenimiento. Las técnicas de ahorro energético tradicionales incluyen el apagado total o parcial, pero estas técnicas implican la pérdida de la uniformidad lumínica y suponen un fuerte impacto en la esperanza de vida de la lámpara.

Existen un conjunto de medidas recomendadas para gestionar eficientemente el consumo de energía eléctrica en alumbrado público:

- Controlar la duración de la iluminación, p. ej. con el empleo de interruptores crepusculares o interruptores horarios astronómicos [34]. Los interruptores crepusculares emplean fotocélulas que apagan y encienden el alumbrado en función del nivel de luz; los interruptores horarios astronómicos utilizan un programa sigue los horarios de orto y ocaso, proporcionando una temporización más precisa que los crepusculares.
- Reducir el nivel de iluminación (atenuar o reducir la tensión de alimentación de las lámparas) de los viarios en función de su clasificación, conforme a estándares internacionales y los parámetros técnicos que éstos establecen, durante las horas de tráfico reducido [35] o adaptándose a las condiciones ambientales.
- Adoptar tarifas especiales de energía eléctrica para el alumbrado público, debido al consumo durante la noche [35].
- Instalar balastos electrónicos inteligentes: atenuables, capaces de detectar fallos eléctricos o de la lámpara, medir y enviar datos como el estado de la lámpara, nivel de atenuación, consumo de energía, tensión, corriente y factor de potencia y ser capaz de recibir comandos de apagado/encendido y atenuación desde un controlador de segmento [35].

Debido a la necesidad de mantener la uniformidad lumínica los sistemas de control se reducen a dos soluciones: postes de luz con dos lámparas, de manera que una de ellas pueda apagarse durante las horas de tráfico reducido o una sola lámpara conectada a un sistema de atenuación. Este último método tiene dos posibilidades, balastos de

atenuación por pasos y sistemas de control centralizados, como reguladores de tensión en cabecera de línea. Dentro de éstos encontramos que también existen sistemas de telegestión que permiten al usuario mantener un control remoto individual y una monitorización de cada punto de luz. El uso de estos sistemas permite monitorizar los parámetros principales de cualquier punto de luz desde una unidad central o móvil. Los datos obtenidos pueden procesarse, permitiendo el cálculo de estadísticas de consumo, estado de la lámpara, ocurrencia de anomalías, etc., disminuyendo el tiempo medio de reparación. Otro parámetro interesante que se puede obtener es la tensión de arco, que puede significar el cambio de un mantenimiento correctivo o preventivo a uno predictivo, disminuyendo sus costes.

Para tener un control óptimo el sistema de telegestión debe permitir una comunicación bidireccional (dúplex o semi-dúplex) entre usuario y balasto, de otra manera no podría conocerse el estado de la lámpara. El sistema de telegestión consta de un protocolo estándar de capa de comunicación y un protocolo de control de iluminación.

## 2.2 Estructura de los sistemas de gestión de alumbrado

La estructura del sistema de comunicaciones que soporta la gestión eficiente del alumbrado no difiere del resto de infraestructuras de comunicación de datos. La red de comunicaciones de gestión de alumbrado es un conjunto de sistemas que pueden trabajar de forma colaborativa o independiente a fin de proporcionar una cadena de mando. Sus componentes pueden relacionarse mediante el uso de cables, dispositivos de comunicación inalámbrica o cualesquiera otros medios que conformen un sistema complejo de dispositivos interconectados.

Para simplificar la descripción se emplea el modelo de capas, como se indica en el modelo OSI (*Open System Interconnection*) [36-38]. De un modo simplificado se pueden distinguir tres niveles<sup>1</sup> en el modelo de pila o capas OSI: el **físico**, el de control de acceso al medio (MAC, *media access control*) y el **de aplicación**.

Nivel	Unidad de información	Capa	Función
APLICACIÓN	DATO	APLICACIÓN	Servicios de red a aplicaciones
		PRESENTACIÓN	Representación y encriptación de datos
		SESIÓN	Gestión de conexiones entre aplicaciones
	SEGMENTO	TRANSPORTE	Conexión entre extremos y fiabilidad de los datos
	PAQUETE	RED	Determinación de ruta y direccionamiento lógico (IP)
ENLACE	TRAMA	ENLACE DE DATOS	Direccionamiento físico (MAC)
FÍSICO	BIT	FÍSICA	Medio físico, señal y transmisión binaria

Figura 4: Pila de niveles del modelo OSI [36, 37]

Desde un punto de vista práctico, el nivel de acceso al medio es la interfaz entre los otros dos, por lo que no se tratará a continuación de forma independiente.

<sup>1</sup> En una analogía, se podrían asociar al *hardware*, *firmware* y *software* de un sistema electrónico, respectivamente.

## 2.2.1 Topología de la red

La topología hace referencia a las formas de interconexión de los elementos constitutivos de la red (dispositivos, nodos, enlaces...). Esta puede ser física, si hace referencia al cableado que interconecta los elementos, o lógica, cuando trata el tipo de flujo de datos entre los elementos que conforman la red.

Las topologías físicas y lógicas pueden o no ser coincidentes: topologías físicas idénticas pueden divergir en su forma lógica debido a la distancia entre nodos, la velocidad de transmisión o el tipo de señal empleado.

Las topologías físicas más comunes son las mostradas en la Figura 5.

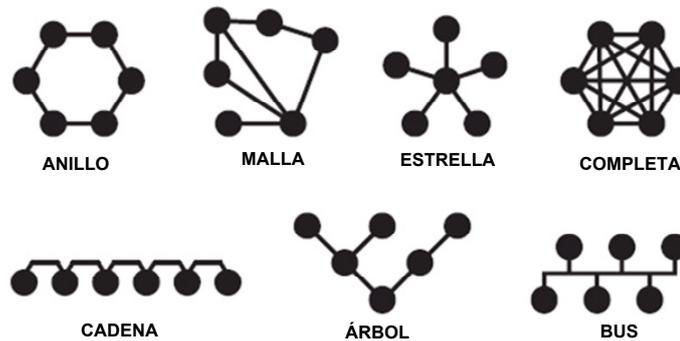


Figura 5: Topologías de red básicas [38]

**Cadena.** Los nodos se conectan uno a otro de modo similar a los vagones de un convoy. Las conexiones de esta topología no forman una red en sentido estricto, ya que la información ha de pasar por un nodo para llegar al siguiente. Suelen emplearse para potencia, señales analógicas o datos digitales, solos o como combinación de éstos.

**Árbol.** Derivada de la cadena, se crea una estructura en árbol cuando de uno o varios nodos de ésta nacen en derivación otras cadenas.

**Bus.** Todos los nodos comparten un único sistema de control o de datos de modo que la información no tiene que pasar por ninguno de ellos para ser accesible a los demás.

**Estrella.** Se conforma con un nodo central al que se conectan los otros nodos (periféricos). El nodo central gestiona el tránsito de información con y entre los nodos periféricos. Se trata de una configuración robusta, ya que un fallo en una conexión sólo inhabilita un nodo periférico sin alterar el resto de conexiones.

**Anillo.** Cada nodo se conecta a otros dos, creando una única vía de comunicación que se cierra. La información pasa de nodo a nodo como en la cadena, pero con la ventaja, respecto de aquella, de que lo puede hacer en un sentido o en el contrario.

**Malla.** Cada nodo de la red actúa de forma independiente, ya esté o no interconectado con otros nodos o redes. Así se permite una rápida reconfiguración en caso de pérdida de cualquier conexión.

Combinaciones de las anteriores.

## 2.2.2 El nivel físico de las comunicaciones

Abarca el nivel más bajo, correspondiente a la tecnología *hardware* empleada en la transmisión: conductores de cobre, fibra óptica o señales de radio.

La capa física no define el formato ni el contenido de la información que transmite. Se centra en definir el medio físico empleado, las características eléctricas de las señales y su temporización. Garantiza la conectividad pero no su fiabilidad.

Presenta dos grandes grupos de medios, los cableados y los inalámbricos. De entre los más empleados en el control de iluminación se encuentran los que se relacionan a continuación.

**TIA-232** (antes RS232 o EIA-232). Su desarrollo original se orientó a la comunicación entre modems e impresoras. Su aplicación se extendió como nivel básico de intercambio de datos entre dos elementos de un sistema a nivel local. Define, además de las características eléctricas y la temporización de las señales, el tipo de conector y la asociación de pines para la comunicación serie de señales binarias de control y datos entre dos equipos. El límite de conectividad es de 12 m y se asume que los dispositivos conectados comparten formatos de comunicación y conectividad y velocidad de transmisión. En la actualidad se encuentra superado por el USB.

**TIA-485** (antes RS485). Se puede emplear para comunicar varios dispositivos a la vez y tiene la capacidad de adecuar la velocidad de transmisión a la distancia entre nodos, permitiendo mayor velocidad cuando los nodos están cercanos y enlenteciéndola cuando se han de cubrir mayores distancias. Éste es un estándar multipunto, donde un maestro envía y recibe información de varios dispositivos esclavos al tiempo. En la actualidad se encuentra superado por el estándar Ethernet.

**USB**. El bus serie universal se desarrolló con la intención de crear redes de comunicación de topología en estrella entre un ordenador y sus periféricos eliminando la complejidad de los sistemas clásicos serie o paralelo. De ahí se ha extendido a otros tipos de dispositivos ‘inteligentes’ y hasta como sistema de carga de baterías para dispositivos portátiles.

Su especificación se actualiza constantemente conforme crece su capacidad de transmisión de datos: el USB 3.0 alcanza ya los 572 Mbps (4,8 Gbps), diez veces más que su predecesor. Sin embargo, su límite de conectividad, sin concentrador que actúe como repetidor, sigue siendo de 5 m.

Permite topología en cadena, estrella y árbol. En los sistemas de alumbrado suele encontrarse en conexión punto a punto entre el ordenador y los equipos de iluminación.

Fuera de ahí, su uso se limita, casi exclusivamente, a conexiones temporales entre los controladores de alumbrado y los ordenadores que los programan.

**PLC** (*power line communications*) emplea la línea de alimentación de corriente de CA (de alta y/o baja tensión) o de CC (en automóviles) para la transmisión de datos con la capacidad de cubrir un amplio rango de distancias (las que limitan los elementos de transformación que previenen su propagación) en relación inversa a la tasa de transmisión que puede alcanzar.

Sus inicios se remontan a la primera mitad del siglo XX y se orientan a la lectura remota de instrumentación (telemetría).

La información es modulada, en amplitud o en posición de pulso, e inyectada en la red mediante acoplamiento por el emisor. El receptor demodula la señal de información tras desacoplarla de la señal de energía.

Sus especificaciones sobre los niveles físico y de control de acceso al medio se recogen en el estándar IEEE 1901, aprobado en 2009, que aúna todas las especificaciones PLC

anteriores. En la actualidad se siguen desarrollando especificaciones sobre el PLC referentes a su ensayo o su integración con otros niveles físicos.

**Ethernet.** En esta tecnología los datos son transmitidos o recibidos por nodos (dispositivos conectados a la red). Define el cableado y la conectividad, tanto de elementos pasivos (conectores y paneles) como activos (transceptores y repetidores o *hubs*), así como las reglas básicas de comunicación (lo que entra en el terreno del protocolo), no así el formato ni el significado de ésta. Para ello, Ethernet se combina con otros protocolos para constituir una red completa.

**Estándares IEEE 802.11** (conocidos como Wi-Fi™). Se emplean para implementar redes inalámbricas de área local (*Wireless Local Area Networks*, WLANs) en las bandas de 2,4 y 5 GHz con cuatro estándares aprobados (un quinto es inminente) que proporcionan tasas de transferencia que alcanzan de los 11 a los 108 Mbps [37].

Su alcance límite de conectividad se sitúa en los 250 m en exteriores y 70 m en interiores.

**Estándares IEEE 802.15.** Se establecieron inicialmente para sistemas de comunicaciones de corto alcance que proveen aplicaciones con tasas de transferencia y latencias de acuerdo a los requisitos en redes inalámbricas de área personal (*Wireless Personal Area Networks*, WPANs) [36, 39].

Aunque su desarrollo haya ampliado su espectro de aplicación (tasas de transferencia desde los 2 kbps a los 2 Gbps, radio de alcance de metros a kilómetros, rango de frecuencia desde los 400 MHz a los 800 THz...) se siguen centrando en su ámbito inicial: el corto alcance.

De entre los estándares IEEE.802.15 podemos destacar [39]:

El **IEEE 802.15.4**, centrado en la estandarización de la capa física y de la capa de enlace de datos (la inmediatamente superior a ésta en la pila OSI) se ocupa de las Redes Inalámbricas de Área Personal de Baja Velocidad (LR-WPANs). Este estándar especifica un total de 27 canales semi-dúplex en tres bandas de frecuencia:

868 MHz: un solo canal con una tasa de 20 kbps. (Sólo en Europa.)

915 MHz: 10 canales con una velocidad de 40 kbps. (Sólo en EE.UU.)

2,4 GHz: 16 canales con una velocidad de 250 kbps.

Se caracteriza por su bajo coste, su baja complejidad, su bajo consumo de energía y la baja tasa de transmisión. Para cumplir con todo ello los dispositivos del estándar IEEE 802.15.4 sólo están activos durante un corto periodo de tiempo (algunos dispositivos pueden operar con el transmisor y el receptor inactivos durante casi el 99% del tiempo) lo cual convierte a este estándar en idóneo para su aplicación en alumbrado.

El estándar permite dos topologías de red básicas, P2P (*peer-to-peer*, cada dispositivo enlaza con otro directamente) y estrella (un coordinador se enlaza con el resto de dispositivos). Su alcance básico ronda los 10 m.

**Bluetooth®** (recogido en el estándar IEEE 802.15.1), caracterizado por su bajo consumo, bajo coste y alta robustez. Sus nodos se organizan en *piconets* (redes que tienen un nodo maestro y 7 nodos esclavos posibles). Un maestro solo puede residir en una *piconet*, mientras que un dispositivo cualquiera puede pertenecer a varias *piconets* simultáneamente, lo cual permite *piconets* queden solapadas formando lo que se conoce como una *scatternet* (red dispersa).

Su velocidad de transferencia de datos es muy superior a la de 802.15.4 (aproximadamente 1 Mbps), además el alcance es ligeramente superior. Por otra parte, el número de nodos en la red es considerablemente inferior y el consumo energético es bastante mayor que en 802.15.4.

**Wibree®**, una versión simplificada desarrollada por Nokia™ de tecnología Bluetooth® de baja energía lanzada en 2006. Al utilizar la misma capa física de 2,4 GHz permite la interoperabilidad con dispositivos Bluetooth® convencionales (con tasa de transmisión de 1 Mbps con un alcance de hasta 10 m).

Comparado con el original es 15 veces más eficiente y, como otras ventajas, destacan el tener menos canales, la posibilidad de tener un nodo esclavo que no tenga nada que transmitir inactivo (en el original estaría siempre escuchando al maestro para la posible comunicación). Como inconveniente, no soporta la red en malla.

## 2.2.3 El nivel de protocolo en las comunicaciones

Continuando con el modelo OSI que se describe al inicio de la sección 2.2 y una vez descrito el nivel físico nos centraremos ahora en el nivel superior.

La capa superior del OSI es el protocolo, es decir, el conjunto de reglas de comunicación entre dos o más dispositivos.

### 2.2.3.1 Protocolos estándares de comunicación

#### 2.2.3.1.1 TCP/IP

Se especifica en los estándares RFC–1122 y RFC–1123. Este protocolo es el universal empleado en Internet y entre los ordenadores para la compartición de datos en red. De hecho sus siglas significan *Transmission Control Protocol (TCP) and Internet Protocol (IP)*. Además incluye cómo conectar distintas redes y el tráfico de datos entre enrutadores, puentes y otros tipos de conexión.

Desde el punto de vista control del alumbrado público, existen algunas aplicaciones de control de iluminación que incorporan conexión a Internet. Sin embargo, el TCP/IP subyace como la red en la que se apoyan los restantes protocolos digitales de control permitiendo la conexión entre los controladores de alumbrado y los ordenadores remotos que los supervisan. Las nuevas tendencias apuntan al desarrollo del empleo del TCP/IP como monitor de estado del sistema de alumbrado, como servicio para su sistemas de control o con capacidad para integrar tecnologías dispares de otros dispositivos o subsistemas domóticos o inmóticos [38].

La conexión de los controladores de alumbrado a Internet requiere un puerto Ethernet o un punto inalámbrico. El problema de la falta de seguridad que supondría dicha conexión a la red obliga a los fabricantes a suministrar una red Ethernet independiente para las aplicaciones de automatización, donde se encuadra el servicio de alumbrado, y que puede conformarse en cualquier topología de las vistas en 2.2.1 y con (teóricamente) un número ilimitado de dispositivos conectados.

#### 2.2.3.1.2 IEEE 802.15.4–ZigBee®

ZigBee® es el nombre de la especificación de un conjunto de protocolos de alto nivel de comunicación inalámbrica para su utilización con radio–transmisores digitales de bajo consumo, basada en el estándar IEEE 802.15.4 de redes inalámbricas de área personal (WPANs, *wireless personal area networks*).

Su objetivo son las aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías. ZigBee® es conocido formalmente con la denominación comercial que las empresas le han dado (PURLnet, RF-Lite, Firefly, HomeRF Lite o XBee).

El objetivo de ZigBee® es desarrollar un protocolo de bajo coste, baja tasa de datos, y baja potencia de RF, para una amplia variedad de aplicaciones que incluyen la automatización de edificios, entre los que se encuentran temas como la seguridad, HVAC, AMRS (*Automatic Meter Reading Systems*), control de iluminación y control de acceso. También está presente en el cuidado sanitario personal permitiendo la monitorización de los pacientes y en el control industrial mediante gestión de la inversión (*Asset management*), control de procesos, control ambiental, y gestión de la energía.

Dentro de los perfiles de aplicación implantados de ZigBee® encontramos<sup>2</sup> especificaciones para domótica (*ZigBee® Home Automation*), energía (*ZigBee® Smart Energy*), telecomunicaciones (*ZigBee® Telecommunication Services*), asistencia sanitaria (*ZigBee® Health Care*), control remoto (*ZigBee® RF4CE – Remote Control*) e iluminación (*ZigBee® Light Link*).

En concreto, en el caso del control inalámbrico de flujo, este protocolo se emplea en balastos, interruptores, esquemas de iluminación y también en la ampliación de redes y en la incorporación de sensores adicionales.

ZigBee® define la capa de red y la capa de aplicación por encima del estándar 802.15.4. La principal contribución de este protocolo es proporcionar capacidades de red en malla a las aplicaciones de 802.15.4. Las redes en malla permiten la reconfiguración alrededor de caminos bloqueados saltando de un nodo a otro hasta que los datos alcanzan el destino [40]. Este tipo de red es fundamental en alumbrado, debido a la presencia de obstáculos que reducen el alcance de los dispositivos, que, aproximadamente, se limita a 75 m en exteriores y menos en interiores [38].

### 2.2.3.2 Protocolos de comunicación empleados en gestión de alumbrado

En el ámbito del control de alumbrado podemos encontrar los siguientes<sup>3</sup>:

#### 2.2.3.2.1 0–10 V

El estándar ANSI E1.3 *Entertainment Technology – Lighting Control System – 0 to 10 V Analog Control Specification* describe el método de control que emplea una tensión de control analógica de una fuente de corriente en el rango nominal de 0 a 10 V positivos.

Inicialmente fue descrito para el control de iluminación, aunque se emplea se ha extendido a otros dispositivos del ámbito del entretenimiento/espectáculo.

Como ya se dijo antes, emplea un par de conductores con polaridad que se conecta a todos los dispositivos y/o controladores.

<sup>2</sup> <http://www.zigbee.org/>

<sup>3</sup> De los protocolos existentes que tienen alguna función de control de iluminación se han desestimado ACN, DMX512, RDM, MIDI o SMTPE por su vinculación casi exclusiva con la iluminación de escenarios o sets de imagen, Modbus por su carácter eminentemente industrial, X-10 o ZWave por su ámbito casi exclusivamente doméstico y ASCII o XML porque afectan a la estructura de datos que se transmiten empleando otros protocolos.

### 2.2.3.2.2 *Building Automation and Control Network (BACnet®)*

Su estándar es ANSI/ASHRAE<sup>4</sup>-135-BACnet® A Data Communication Protocol for Building Automation and Control Networks.

Es un protocolo pensado para domótica e inmótica que incluye control de climatización y ventilación, control de iluminación, control de acceso y seguridad y sistemas contra incendios.

Ofrece salidas de control de tipo analógico y digital (salida a relé). Aunque el control de iluminación se puede realizar mediante niveles analógicos de tensión, ASHRAE está desarrollando una salida de control específica para esta aplicación.

El protocolo ofrece funciones de lectura, escritura, transferencia de ficheros... Destacable en el campo del alumbrado es aquella que permite almacenar en un objeto la descripción textual de su función o su ubicación física. Mediante la lectura del valor de una aplicación de iluminación podemos determinar su estado, con la escritura podemos seleccionar su nivel de intensidad de iluminación. Esta facilidad de gestión permite el diseño de sistemas domóticos integrales, supervisables desde un único puesto de control.

El medio físico más empleado por BACnet® es Ethernet sobre una red de área local (*local area network*, LAN) cableada o inalámbrica en la que cada elemento posee su dirección IP o MAC lo que les permite comunicarse en una red clientelar. También puede emplear TIA-485; en este caso, las direcciones IP de los dispositivos sólo permiten la interconexión *peer to peer*. No es extraño encontrar capas físicas híbridas, donde los dispositivos finales (termostatos, luminarias, etc.) ubicados una zona se interconectan mediante TIA-485 al dispositivo de control y éste lo hace al sistema principal mediante Ethernet [38].

BACnet® es un protocolo abierto de comunicación de datos, diseñado para comunicar entre sí los diferentes aparatos electrónicos presentes en los edificios actuales (alarmas, sensores de movimiento, aire acondicionado o calefactores). Originalmente diseñado por la ASHRAE, actualmente es también un estándar de la ISO (ISO 16484-5:2007(E)) y ANSI, se reconoce como un estándar global para dispositivos de control en la automatización de edificios, y está apoyado por un gran número de fabricantes de dispositivos de control.

El protocolo BACnet® define una serie de servicios usados para intercomunicar dispositivos de un edificio, para la detección de objetos y dispositivos, y para la lectura o escritura de datos. Además permite desde una central el control de todos los dispositivos de un edificio de grandes dimensiones. Posee altas velocidades de comunicaciones (hasta 1,5 Mbps) y su arquitectura soporta asignación de prioridades, registro de tendencias y otras funciones de monitorización.

Presenta como desventajas que su aplicación resulta cara en aquellos casos en los que se requiera un elevado número de puntos de control; y además, debido a que su origen fue para HVAC (*Heating, Ventilating and Air Conditioning*), su instalación para el campo de la iluminación es compleja. Se espera que las características de BACnet® para aplicaciones de iluminación sean incluidas pronto en el estándar [32].

---

<sup>4</sup> ASHRAE son las siglas de la *American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers*.

### 2.2.3.2.3 *Digital Addressable Lighting Interface (DALI™)*

Como el propio nombre indica, DALI™ está orientado principalmente a aplicaciones de iluminación.

DALI™ es un protocolo no propietario (abierto) internacional cuyo estándar se especificó inicialmente en el anexo E del IEC 60929: *AC-supplied electronic ballasts for tubular fluorescent lamps – Performance requirements* [41] aunque en la actualidad esta incorporado en el IEC 62386: *Digital Addressable Lighting Interface*, partes 101,102 y 103, donde se ha expandido este protocolo al resto de tecnologías en lámparas (descarga, estado sólido...) y se han incorporado otros tipos de dispositivos (nodos de adaptación de protocolo entre redes, transformadores de baja tensión, interruptores de pared, sensores de movimiento, control de motores...).

Está pensado para controlar digitalmente balastos electrónicos y luminarias equipadas con este tipo de tecnología. La especificidad del direccionamiento digital permite que los dispositivos DALI™ mantengan identidades individuales [38]. Cada controlador DALI™ puede direccionar hasta 64 balastos por segmento, por lo que es necesario crear diferentes lazos para utilizar un número mayor, además no se dispone de comandos para pasar variables entre distintos lazos. DALI™ emplea tres tipos de direccionamiento asociados a una orden: *broadcast* (a todos), de un grupo o individual.

A esta gran ventaja añadimos otra no menor, su bidireccionalidad: el sistema permite preguntar a un dispositivo concreto su estado y éste puede responder en tiempo real.

Además, muchos de los ajustes y valores de iluminación se almacenan en los balastos y equipos electrónicos de iluminación (p. ej., la mencionada dirección individual, la asignación de un dispositivo a un grupo, el cambio de iluminación al recuperar la tensión y el valor de iluminación en caso de utilizar la alimentación auxiliar o de emergencia).

Por tanto, la inteligencia del sistema DALI™ no es centralizada. Esto repercute en la necesidad de una instalación de cableado de control menos compleja (y menos costosa) que otros protocolos para alcanzar una funcionalidad similar [42].

Todas estas ventajas son especialmente útiles en grandes instalaciones donde los puntos de la luz están distribuidos [29]. Todo ello permite sistemas avanzados de gestión del control de iluminación (y de otras aplicaciones) y de mantenimiento de la instalación.

La comunicación se realiza mediante un cable de 2 hilos sin polaridad, por lo que proporciona una señal diferencial. La diferencia de tensión entre los cables indica si es nivel alto o bajo de forma que por encima de 9,5 V (el límite superior es 22,5 V) significa nivel alto, y por debajo de 6,5 V (el límite inferior se encuentra en -6,5 V) nivel bajo. La señal de control utiliza una codificación bifase Manchester Diferencial a una velocidad de 1200 bps, de tal manera que un '1' viene representado por un flanco de subida y un '0' está representado por un flanco de bajada.

### 2.2.3.2.4 **LonWorks®**

LonWorks® (de Echelon® Corp.) es la abreviatura de *Local Operating Network*. Su protocolo se orienta a obtener un protocolo estándar de comunicaciones junto con las herramientas necesarias que proporcionan una implementación rápida y fácil de los nodos en la red en los ámbitos del alumbrado, la domótica y la inmótica.

Su estándar está especificado en las normas ISO/IEC 14908-1 y ANSI/CEA-709.1-B-2000.

Cada punto local de control en una red LonWorks® se llama nodo o dispositivo LonWorks®, y contiene un *Neuron® Chip*, dispositivos sensores y de control, un transceptor que proporciona la conexión física a la red, y una fuente de potencia. Por tanto, una red LonWorks® está constituida por un conjunto de nodos inteligentes que se comunican unos con otros (en modo P2P) usando un protocolo especialmente desarrollado y basado en mensajes llamado LonTalk®. Esta dependencia del *Neuron® Chip* la hace difícilmente interrelacionable con otros procesadores de propósito general. Aunque se están dando pasos en esta dirección, los resultados no son completamente satisfactorios [38].

Los dispositivos que se comunican conforman un dominio que puede albergar hasta 256 grupos; un grupo puede contener 64 nodos y cada nodo dos direcciones. Así, un sistema LonWorks® puede direccionar más de 32000 dispositivos.

La tecnología LON soporta comunicaciones distribuidas sin la necesidad de un sistema de control central o un servidor de ficheros. Además, la relativa alta velocidad de transferencia de datos (hasta 1,5 Mbps) y la capacidad de enrutamiento permiten que intervengan una gran cantidad de nodos en el dominio de red a la vez que se mantiene una alta eficiencia en la comunicación.

Los medios de conexión y de comunicación empleados abarcan un gran abanico de posibilidades: par trenzado, Ethernet, PLC, RF, cable coaxial, fibra óptica y TCP/IP.

En el ámbito que nos ocupa, desde los primeros usuarios que realizaban monitorización de la iluminación pública hasta los fabricantes de balastos de hoy día, han adoptado soluciones basadas en LonWorks® ya que es una tecnología robusta, suficientemente probada, trabaja sobre la tensión de alimentación y ofrece interoperabilidad y flexibilidad. Por otra parte, el sistema resulta caro para aplicaciones que requieran un gran número de puntos de control, donde además existe el pago de una tarifa por cada dirección [32].

### **2.2.3.3 Protocolos estándares de comunicación con aplicación en la gestión de alumbrado**

#### **2.2.3.3.1 6LoWPAN**

El Grupo Especial sobre Ingeniería de Internet (*Internet Engineering Task Force, IETF*) lideró, en 2007, un estándar abierto llamado 6LoWPAN para utilizar el protocolo IPv6 con 802.15.4. 6LoWPAN significa IPv6 sobre redes de área personal inalámbricas de baja potencia. La alianza IPSO (IP para objetos inteligentes) está promoviendo el uso del 6LoWPAN y dispositivos IP empotrados en objetos inteligentes. Al igual que en ZigBee® las dos capas inferiores de 6LoWPAN son las capas del 802.15.4.

6LoWPAN es una definición de protocolo que describe cómo utilizar IPv6 en redes de área personal de bajo coste, baja potencia y baja velocidad de transmisión. El objetivo del grupo de desarrollo de 6LoWPAN es definir cómo llevar comunicaciones basadas en IP sobre enlaces IEEE 802.15.4 siguiendo un estándar abierto y asegurando la interoperabilidad con otros dispositivos IP.

La diferencia fundamental entre 6LoWPAN y ZigBee® es la interoperabilidad IP del primero. Los dispositivos 6LoWPAN son capaces de comunicarse con otros dispositivos IP mientras que un nodo ZigBee® necesita una puerta de enlace 802.15.4/IP para interactuar con una red IP. La decisión de elegir uno u otro debería estar determinada por el objetivo de la aplicación. Para una aplicación en la que no hay necesidad de interactuar con dispositivos IP o el tamaño de paquete sea pequeño no es

necesario implementar una red 6LoWPAN, que realiza la fragmentación de los datos. ZigBee® puede lograr un mayor rendimiento en este tipo de aplicaciones [40].

En los últimos meses, se ha desarrollado JenNET-IP [43] sobre 6LoWPAN (y compatible con aplicaciones ZigBee®), que emplea los GreenChip® de NXP™, para crear una red en árbol en la que se asigna una dirección IP a cada lámpara y se aplica en el control inalámbrico de iluminación en los ámbitos doméstico e industrial.

Esta tecnología ofrece, además de 6LoWPAN y la compatibilidad ZigBee®, el protocolo 0–10 V, permite diversas estructuras de control de iluminación del punto de luz (que se tratarán más adelante) así como módulos que trasladan el medio del inalámbrico (IEEE 802.15.4) al cableado (PLC) [44].

### 2.2.3.3.2 EnOcean®

EnOcean® es un proveedor tecnológico de módulos autoalimentados (transmisores, receptores, transceptores, convertidores de potencia) para fabricantes de sistemas de automatización en edificios y la industria y la industria del automóvil.

Recientemente se ha formado la Alianza EnOcean® con el fin de asegurar la interoperatividad entre distintos productos; inicialmente pretende desarrollar las especificaciones para la interoperatividad entre distintos perfiles de sensores para productos inalámbricos que operen en las bandas libres. De ello ha resultado un protocolo propietario que precisa de licencia para ser usado. El primer resultado de este protocolo propietario ha sido un interruptor de alumbrado inalámbrico sin batería que ofrece la ventaja de no precisar instalación adicional de control. Los siguientes desarrollos se han sucedido rápidamente, como puede comprobarse en su portal<sup>5</sup>.

Las órdenes de encendido/apagado y los datos de los sensores se transmiten sin interferencias: cada dispositivo tiene asignada una identificación de 32 bits de modo que, entrenando al receptor para que reconozca a sus transmisores; así se evitan las interferencias locales.

La topología que soporta el protocolo es una comunidad inalámbrica que emplea, mayormente la frecuencia de 868,3 MHz. (En EE.UU. se está extendiendo el uso de la frecuencia de 315 MHz.)

### 2.2.3.3.3 KNX®

KNX® o Konnex® se especifica con los estándares EN 50090, ISO/IEC 14543–3 y CEN EN 13321–1 que definen un protocolo abierto de aplicación en domótica e inmótica muy extendido en el centro de Europa y cuyos predecesores son: EIB (*European Installation Bus*), EHS (*European Home Systems protocol*) y BatiBUS.

El protocolo KNX® permite la comunicación en modo local de sistemas entre controles de usuario y dispositivos de potencia y sirve de columna vertebral del sistema de control a nivel de dispositivos. El estándar soporta tres modos de operación:

**Automático:** permite a dispositivos sencillos la conexión y la operación en modo por defecto posibilitando funciones básicas como el encendido/apagado o el prefijado.

**Sencillo:** se permite al controlador definir nuevas órdenes en otros dispositivos, por lo general, sin programación externa.

**Sistema:** se emplea un programa para personalizar el uso de los dispositivos y establecer las comunicaciones entre los dispositivos de control de la red.

<sup>5</sup> <http://www.enocean-alliance.org/en/home/>

La estructura física que conecta controladores y actuadores es el par trenzado y configura una red en cadena cuya velocidad de transmisión va de los 4800 a los 9600 bps. También se permiten conexiones fuera de la cadena pero con una significativa merma de la velocidad de transmisión.

Los medios de conexión pueden ser la misma red de alimentación (*power line carrier*, PLC, *communications*), heredado del EIB, o el medio inalámbrico mediante radiofrecuencia (RF). Ambos medios permiten al estándar KNX® la comunicación Ethernet entre los dispositivos en red con las limitaciones inherentes al medio empleado [38].

Dado que la interoperatividad es el *alma mater* de la especificación KNX®, los fabricantes que quieran adherirse al estándar han de seguir el protocolo de certificación que es administrado por la Organización Konnex®<sup>6</sup>.

## 2.3 Estado actual de la técnica en gestión de alumbrado

Varios trabajos de investigación se han centrado en llevar las ventajas de las redes inalámbricas al alumbrado público. Los primeros estudios encontrados trataban sobre crear un sistema de control inalámbrico basado en ZigBee® [45]. El objetivo era superar las desventajas que conlleva un control de iluminación en grupo diseñando un sistema que sea capaz de controlar cada punto de luz individualmente. Para el sistema de comunicaciones consideran PLC y ZigBee®, describiendo y comparando características y decantándose finalmente por ZigBee® debido a las desventajas de PLC, como el precio de los controladores y el problema en las comunicaciones en caso de cortocircuito. El sistema permite al usuario controlar y monitorizar el estado de la lámpara pero sin centrarse en la eficiencia energética, sino simplemente en el mantenimiento y la supresión de cables en zonas públicas para prevenir el riesgo eléctrico.

Un ejemplo bastante más complejo [46] consiste en un sistema de nodos sensores colocados en postes de luz y un nodo sumidero en una estación transformadora que controla cada nodo sensor colocado en un poste perteneciente a la estación. La información del nodo sumidero se envía al centro de control mediante GPRS. El sistema también dispone de atenuación individual o de grupo de hasta un 60% para ahorrar energía. Un gran avance del sistema propuesto es el uso de las direcciones individuales de cada nodo para identificarlos con herramientas de Sistemas de Información Geográfica (SIG). Los SIGs permiten la representación gráfica de la posición de cualquier nodo haciendo posible conocer la posición y el estado de cada lámpara. En posteriores trabajos [47] propusieron un protocolo de enrutamiento simple pero efectivo en el cual no era necesario tener en cuenta ninguna topología de red y resulta muy eficaz para las características de una instalación de alumbrado público en la que los nodos se depositan de forma manual y estacionaria, existiendo obstrucciones entre nodos debidas a edificios y la existencia de energía ilimitada, ya que las baterías del nodo son fácilmente recargadas mediante la corriente de suministro del balasto.

Otro trabajo [48] rechaza utilizar ZigBee® debido a las desventajas de sus protocolos de enrutamiento (alto retraso de extremo a extremo, baja tasa de transferencia de paquetes...) eligiendo en su lugar 6LoWPAN, que no define ningún protocolo y es fácil de adaptar a cualquier sistema específico.

---

<sup>6</sup> <http://www.knx.org/>

Otros proyectos han tratado de utilizar DALI™ en alumbrado público e integrarlo con redes inalámbricas de sensores. De hecho el protocolo DALI™ fue introducido en el proyecto NumeLiTe [49, 50] para aplicaciones urbanas, pero fue adoptado por otros fabricantes y quedó relegado a interiores. En cuanto al uso de DALI™ con redes inalámbricas se ha desarrollado un balasto electrónico que utiliza DALI™ con un módulo ZigBee® para el envío de comandos [51].

Las diferentes alianzas están incorporando y agrupando a empresas productoras de material eléctrico y electrónico y de servicios que optan bien por una solución integradora que, como KNX®<sup>7</sup>, emplean distintos medios físicos y protocolos bien por soluciones específicas que, como EnOcean®<sup>8</sup>, optan radicalmente por las soluciones inalámbricas para la gestión de alumbrado en los entornos doméstico, inmótico y urbano.

## 2.4 Estructuras empleadas para el control de iluminación

### 2.4.1 Bloques funcionales

Dentro de variabilidad topológica de sistemas de control de alumbrado podemos definir una estructura básica común a todas ellas. Ésta (Figura 6) consta de:

- una entrada de usuario (ya sea de modo manual o automático)
- un controlador que se comunica con la interfaz que bien puede ser un mero regulador o un dispositivo más complejo que se comunique con otros reguladores o con otros dispositivos de control de carga
- una luminaria o una fuente lumínica que puede incorporar o no un dispositivo de regulación de potencia.

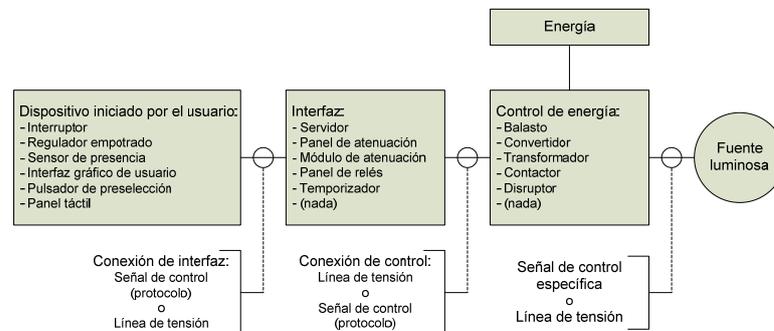


Figura 6: Arquitectura básica de un sistema de control de iluminación [38]

En esta estructura se entiende por **usuario** una acción manual sobre un punto de control, o una actuación indirecta de un dispositivo automático. La interfaz es el dispositivo que recibe la orden del usuario y la traduce/adapta para que el controlador la ejecute. Por consiguiente, el **controlador** es el dispositivo que genera una orden que ejecuta un cambio de iluminación.

Cualquier sistema de control de alumbrado puede incorporar varias de estas etapas (o todas ellas). Conocer cuáles son y cuál es su tecnología permite determinar su modelo funcional y las interrelaciones que se establecen.

<sup>7</sup> <http://www.knx.org/es/knx-espana/miembros/>

<sup>8</sup> [http://www.enocean-alliance.org/en/our\\_members/](http://www.enocean-alliance.org/en/our_members/)

Para el control (encendido/apagado) de una lámpara incandescente o un tubo fluorescente el dispositivo de iniciación de usuario es, normalmente, un interruptor interpuesto entre el suministro de energía y la lámpara (Figura 7) o el balasto del fluorescente (Figura 8) respectivamente.

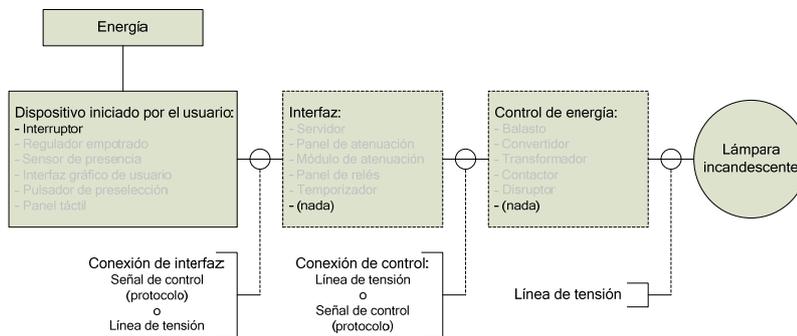


Figura 7: Interruptor de línea de alimentación empotrado para lámpara incandescente [38]

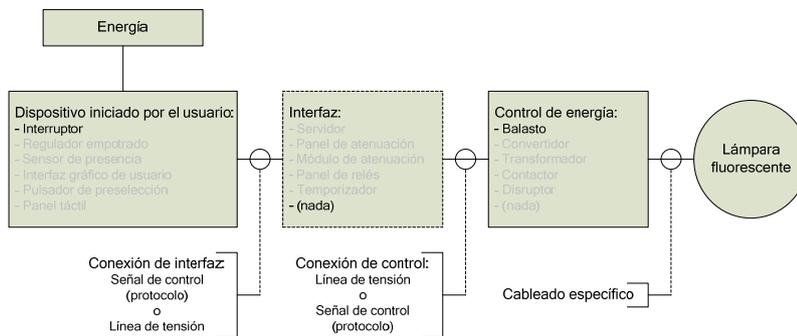


Figura 8: Interruptor empotrado para lámpara fluorescente [38]

Los reguladores de intensidad (Figura 9 y Figura 10) se ubican en el lugar del interruptor, bien controlando la cantidad de energía que se suministra de modo directo al balasto, bien proporcionando la señal de control para que un balasto regulable proporcione la energía deseada a la lámpara que tiene conectada.

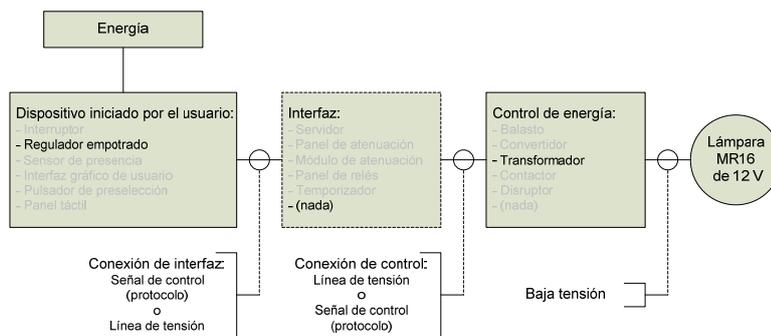


Figura 9: Regulador empotrado para lámpara MR16 [38]

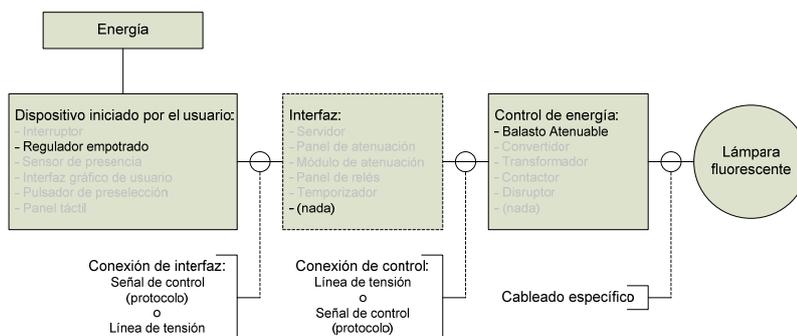


Figura 10: Regulador empotrado para lámpara fluorescente [38]

Los sistemas más complejos se estructuran en sendos sistemas paralelos. Uno se ubica en el flujo de energía, compuesto por la toma de energía, el controlador/balasto y la conexión a la lámpara (Figura 11). El otro gestiona las órdenes de usuario y genera la secuencia de comandos en el formato adecuado para que el controlador la ejecute (Figura 12).

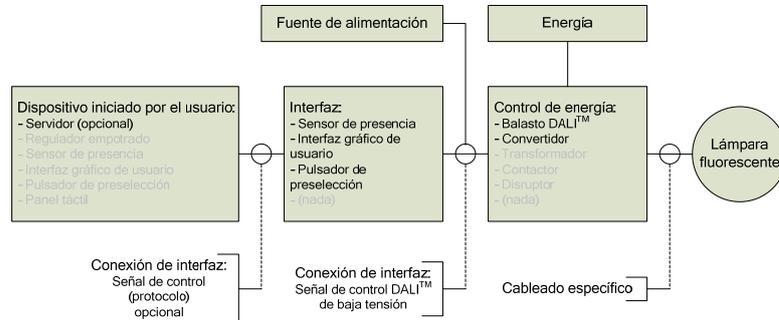


Figura 11: Sistema de regulación DALI™ para lámpara fluorescente [38]

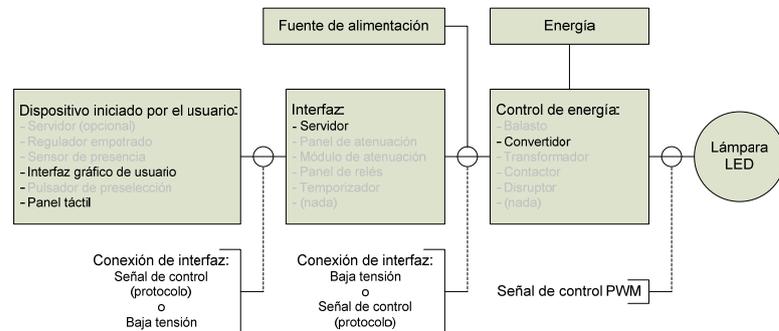


Figura 12: Sistema regulación para lámpara LED [38]

## 2.4.2 Cableado de control de atenuación de iluminación

### 2.4.2.1 Tecnología de 2 conductores

Los sistemas a dos hilos permiten regular la cantidad de la señal de tensión alterna que recibe la lámpara.

Este tipo de conexión comparte los conductores de energía para implementar el control. Dado que el control se lleva a cabo sin la necesidad de un canal de comunicación diferenciado, es muy útil cuando, al modernizar los sistemas de alumbrado, es difícil o costoso añadir líneas al sistema.

El mantenimiento del nivel correcto de temperatura de los cátodos entra en colisión con el nivel de atenuación, reduciendo el mínimo que se puede regular a fin de asegurar el funcionamiento de los circuitos electrónicos de control.

Si el sistema incorpora un balasto su diseño ha de ser específico para este tipo de conexión.

En esta categoría podemos distinguir entre:

#### Control de fase o de ángulo de encendido

Se sustrae tensión del flanco creciente de la señal. Generalmente emplean semiconductores del tipo tiristor (SCRs o TRIACs).

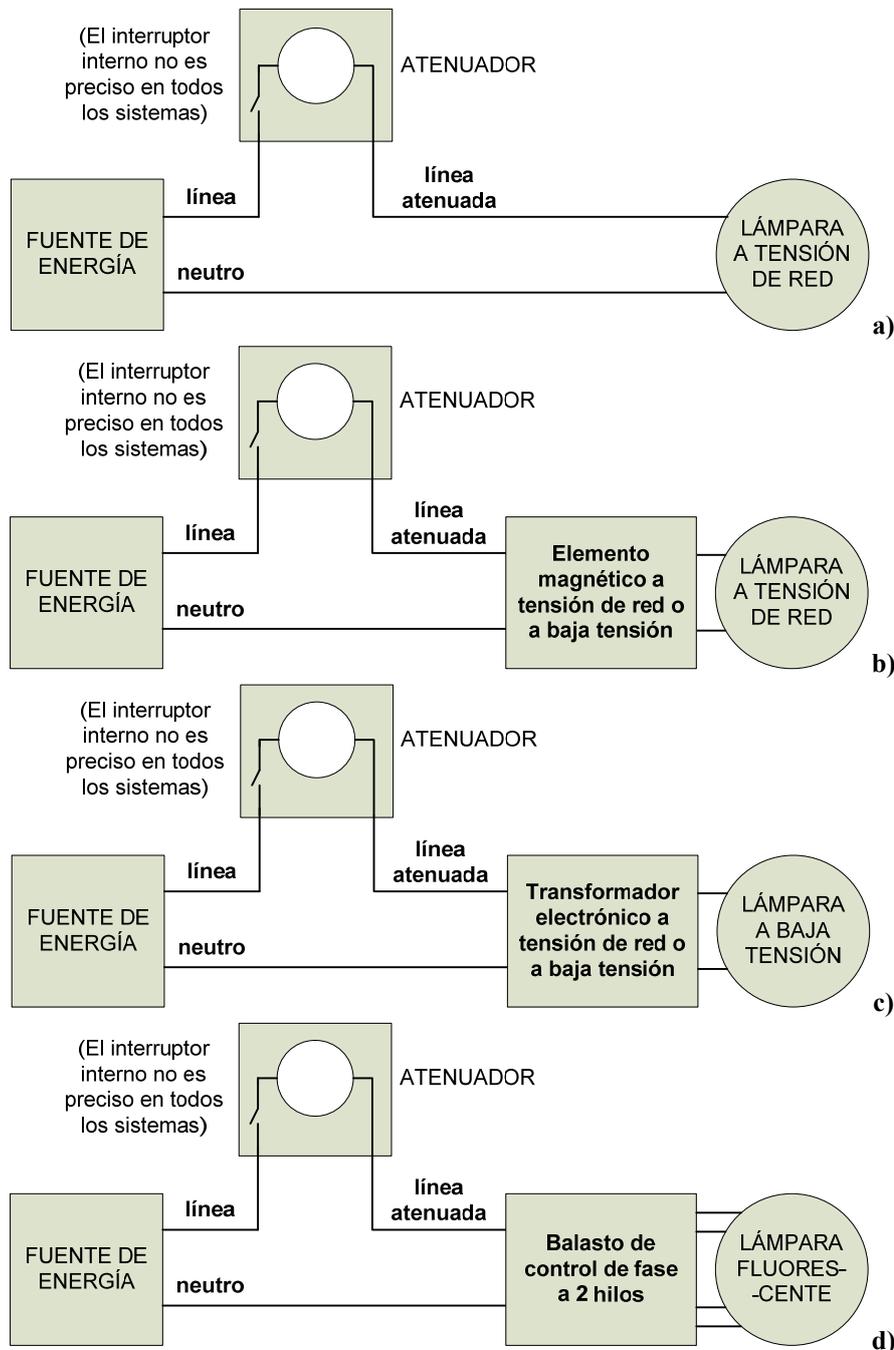
### Control de ángulo de extinción

Ahora, se sustrae tensión del flanco decreciente de la señal. Muy útil cuando la aplicación requiere sincronía con el flanco de subida de la señal de alimentación.

La principal diferencia tecnológica respecto del modo anterior es que precisan del empleo de semiconductores con control sobre el instante de extinción.

La

Figura 13 ilustra algunas de las posibilidades que presenta la conexión a 2 hilos.



**Figura 13: Diagrama de conexión de un regulador de control (a) de fase a dos hilos para lámpara incandescente a tensión de red, (b) de fase a dos hilos para lámpara incandescente de baja tensión, (c) de extinción a dos hilos para lámpara incandescente de 12 V (el transformador se diseña ex profeso) y (d) de extinción a dos hilos para lámpara fluorescente [38]**

### 2.4.2.2 Tecnología de 3 conductores

El hilo activo adicional asegura el correcto calentamiento de los electrodos de la lámpara liberando al regulador de dicha tarea, lo que amplía su rango de atenuación.

Las cargas han de ser de encendido rápido.

Dos de los conductores tienen como finalidad el suministro de energía, el tercero se emplea en el control, que puede ser:

#### Control de fase o de ángulo de encendido

Emplea el neutro y el conductor de control convertido en suministrador de la señal de energía controlada (Figura 14).

#### Control por línea activa

Si la señal de control va por la línea activa (señal de clase 1), es el balasto el que ha de realizar la acción de atenuación, por lo que ha de diseñarse específicamente para este tipo de control.

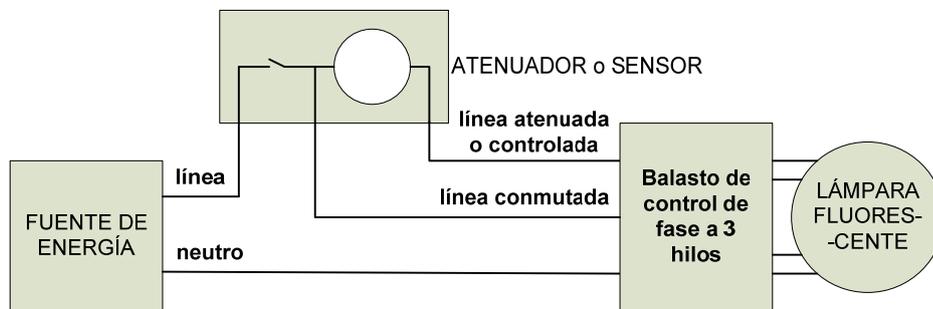


Figura 14: Diagrama de conexión de un regulador de control de fase a tres hilos para lámpara fluorescente [38]

### 2.4.2.3 Tecnología de 4 conductores

Ahora los conductores de energía y de control/estado están separados.

La separación entre el bus de energía y de control asegura el mantenimiento de la temperatura de los electrodos y, por tanto, el rango completo de regulación. El control es alimentado por la línea activa. Esta separación no sólo topológica, sino también física ya que los conductores de energía y de control no pueden compartir canalización y sólo se encuentran en el bornero de los balastos.

En todos los casos, los balastos son específicos para las distintas configuraciones.

En esta tecnología podemos encontrar:

- **Regulación de lámparas de descarga con señal 0–10 V**

Responde a los estándares: NEMA ANSI C82.11 Std. for High Frequency Fluorescent Lamp Ballasts – Annex A Low Voltage Control Interface for Controllable Ballasts e IEC 60929 Anexo E.2.

Se instala una red independiente de un par de hilos (clase 2) que se conecta entre todos los balastos regulables y el controlador. Aunque, generalmente, el balasto puede soportar rangos de tensión de control de  $\pm 15$  V, éste sólo admite valores de regulación de entre +1 V y +10 V (de ahí que algunos fabricantes cambien su nombre a 1–10). Con el valor mínimo de la tensión de control o polaridad invertida se produce el menor brillo; a máxima tensión de control o en ausencia de bus de

control o en fallo de sistema el brillo es máximo. Esta forma de control obliga a disponer de un interruptor para el apagado del punto de luz.

Su rigidez en el cableado de control hace necesaria la definición y la zonificación del control en la fase de diseño de la instalación. También hay que tener en cuenta los niveles de compatibilidad entre distintos modelos o fabricantes ya que la respuesta lumínica no está estandarizada. Cualquier modificación en la configuración del control, una vez instalado, es difícil y costosa.

El sistema 0–10 V (Figura 15) es unidireccional, por lo que no hay realimentación de estado de la luminaria y la característica analógica de la señal de control la hace sensible a las pérdidas de tensión que se produzcan a lo largo de la línea de control.

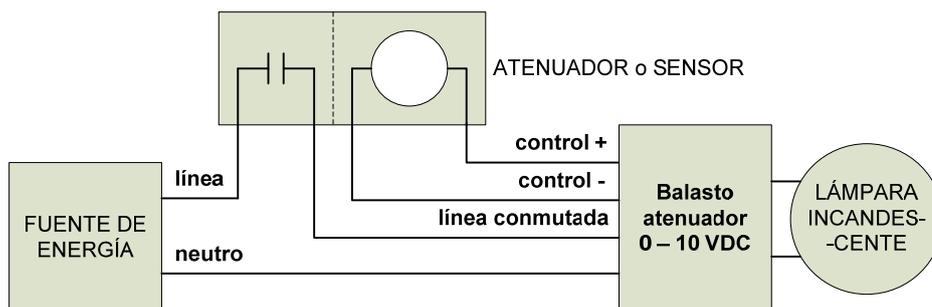


Figura 15: Diagrama de conexión de un regulador 0–10 V para lámpara incandescente [38]

- **Regulación de lámparas de descarga con sistema DALI™**

Está definido en el estándar IEC 62386, partes 101,102 y 103.

Las siglas responden al acrónimo inglés *digital addressable lighting interface* (interfaz de iluminación direccionable digitalmente). Al igual que el anterior se separa el par de alimentación del par de control (clase 1 o 2) que, en este caso, emplea una señal continua de unos 16 V. Ahora bien, con DALI™ no es siempre necesaria la separación física entre conductores de alimentación y de control: ésta dependerá del tipo de conductor empleado.

El sistema de control DALI™ ofrece 254 niveles de intensidad distribuidos de modo no lineal ofreciendo muchos más niveles en el rango inferior que el superior, adecuándose a la respuesta fisiológica del ojo humano.

El balasto es controlado mediante un conjunto de órdenes digitales que se envían por el par de control a 1200 bps. Además, la línea de control es bidireccional permitiendo al balasto transmitir información de estado hacia el controlador.

La configuración de la instalación de red de control DALI™ puede adoptar cualquier configuración excepto aquellas que incluyan anillos y con un límite de longitud de conductor de 300 m. Otro límite es el número de direcciones que una controlador DALI™ puede gestionar: 64 puntos de control o balastos.

El estándar DALI™ asegura la compatibilidad e interoperabilidad entre los distintos equipos de los distintos fabricantes adheridos a él.

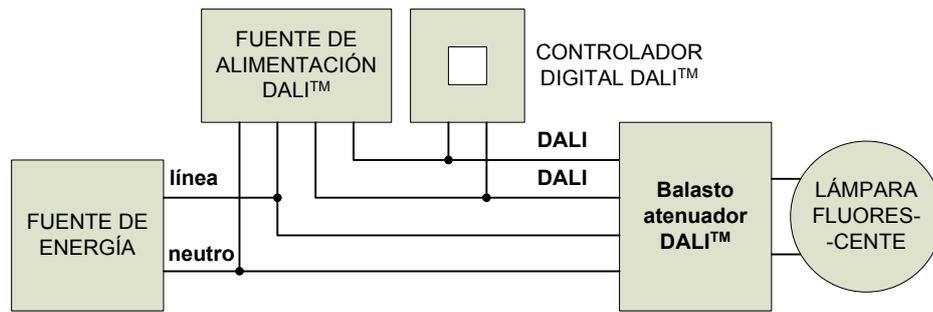


Figura 16: Diagrama de conexión de un regulador DALI™ para lámpara fluorescente [38]

- **Regulación de lámparas de estado sólido mediante PWM**

Este protocolo de regulación se recoge en el estándar IEC 60929, Anexo E.3.

La técnica de modulación de ancho de pulso (MAP o en inglés *pulse width modulation*, PWM) permite una regulación lineal de la intensidad lumínica de los LEDs (*light emitting diodes*) con variaciones de brillo prácticamente imperceptibles al ojo humano. Las SSLs (*solid state lamps*) fabricadas con LEDs varían su brillo en función del valor medio de la corriente que las alimenta, de forma lineal para baja corriente y no lineal conforme ésta adquiere valores mayores ya que, conforme la corriente crece, parte de ésta se disipa en forma de calor y no como radiación luminosa.

La mantenibilidad del valor contante de la corriente que ofrece el PWM frente a las técnicas de regulación analógica, la hace la preferida para las aplicaciones de estado sólido donde el brillo y color de la luz emitida por la lámpara es muy sensible a las variaciones de corriente.

## 2.5 El balasto

La norma IEC 61000-3-2 define balasto como “Dispositivo conectado entre la alimentación y una o más lámparas de descarga y cuya función principal es limitar la corriente de la(s) lámpara(s) a los valores requeridos. Puede incluir medios de transformación de la tensión o frecuencia de la fuente, de corrección del factor de potencia y, sólo o en combinación con dispositivos de arranque, de proporcionar las condiciones necesarias para el encendido de la(s) lámpara(s)” [52].

Las lámparas de descarga funcionan de forma discreta en un proceso de calentamiento, excitación, ionización y descarga y que apaga la lámpara cada vez que la corriente pasa por cero. Esta descarga es un cortocircuito en el interior de la lámpara cuya característica [53, 54] posee una región de resistencia negativa. Por ello, durante la descarga el valor que la corriente alcanza debe ser limitado por un circuito auxiliar: el balasto.

El balasto [19] es, por tanto, un tipo de fuente de alimentación que convierte energía eléctrica de una fuente primaria de CA o CC con característica de fuente de tensión constante y la convierten a la característica de fuente de corriente o de potencia. A esta función de adaptación energética se puede añadir la de interfaz entre la red de alimentación y la aplicación de iluminación, siendo, por tanto, el receptor de todos los eventos de perturbación que en ella se produzcan y el encargado de que afecten lo menos posible al servicio.

En la actualidad ha aparecido un nuevo tipo de balasto (electrónico) que emplea en lámparas de CC, ya sean lámparas de descarga o de estado sólido.

## 2.5.1 Balasto electromagnético.

Fija el punto de operación de la descarga mediante la característica de funcionamiento del propio balasto.

Los componentes eléctricos que lo componen tienen un tamaño y peso considerables dentro del total del conjunto debido a que trabajan a la frecuencia de la red de suministro (50 o 60 Hz).

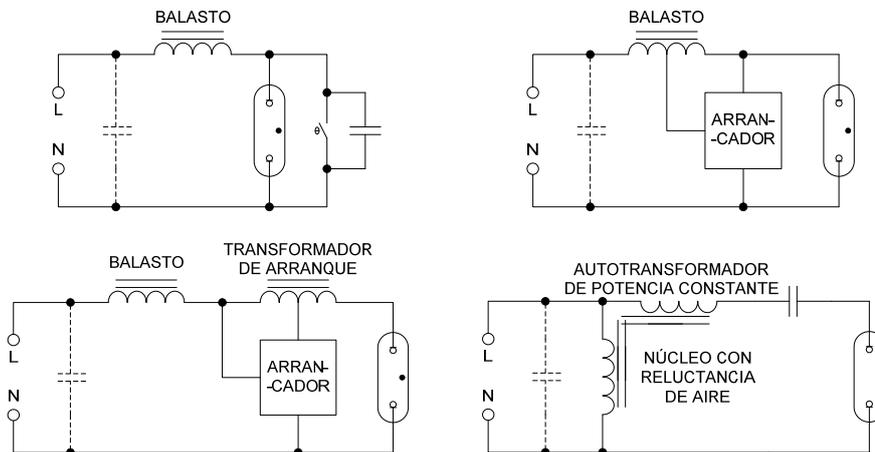


Figura 17: Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas de baja frecuencia [54].

Las ventajas que ofrece esta familia de balastos son [54, 55]:

- Bajo coste de instalación y manutención.
- Elevada vida útil aún en entornos atmosféricos extremos.
- Componentes fácilmente reciclables.
- Tecnología robusta, madura y de seguridad probada.
- Capacidad de reencendido de forma autónoma tras una perturbación.

Por el contrario, además del volumen y peso mencionados antes, presenta otras desventajas como:

- Bajo rendimiento y no suelen presentar sistemas de ahorro energético.
- Problemas en la ignición y reignición si el pico de tensión no se ubica adecuadamente dentro del periodo de línea.
- Difícil regulación del flujo luminoso de la lámpara
- Efecto acumulativo del envejecimiento de la lámpara con riesgo de sobrecorriente por saturación del balasto.
- Valores bajos de PF (*power factor*, factor de potencia) y elevados de THD (*total harmonic distortion*, distorsión armónica total): precisa sistemas de compensación.
- Efecto estroboscópico y *flickers* debidos a la baja frecuencia de trabajo. Estos efectos se potencian entre si y alteran la percepción del entorno.
- No se pueden emplear en sistemas alimentados con CC.

## 2.5.2 Balasto electrónico

El balasto electrónico se emplea para alimentar lámparas de descarga a frecuencia mayor que la de red [54] y, típicamente, se compone de los bloques funcionales de la Figura 18.

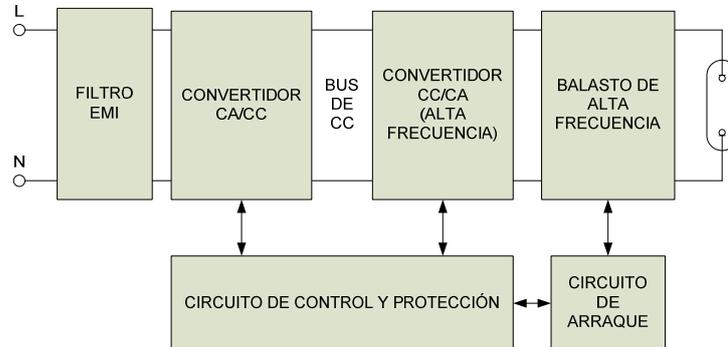


Figura 18: Bloques funcionales de un balasto electrónico [54].

En el flujo de potencia:

**Filtro EMI**, obligatorio en los equipos comerciales europeos [52].

**Convertidor CA/CC**. Su función dentro del balasto como interfaz con la red de alimentación es la de proporcionar una tensión de CC constante al inversor que alimenta la lámpara de descarga.

**Inversor CC/CA**. Proporciona una señal alterna de alta frecuencia a la lámpara.

**Balasto de alta frecuencia**. Limita la corriente de descarga. Esta etapa y la anterior permiten minimizar tamaño y pesote sus componentes pasivos por el rango de frecuencias en el que operan.

En el lazo de regulación:

**Circuito de arranque**. Su funcionalidad depende del tipo de lámpara que se conecte. Innecesario para las de baja presión pues el propio balasto de alta frecuencia produce la ignición de la lámpara y limita la corriente estacionaria. Para las lámparas de descarga de alta presión (HPDL, *high pressure discharge lamp*) que precisan tensiones de arranque más elevadas son necesarios circuitos de ignición independientes. Lejos de ser un inconveniente, este bloque permite el re arranque en caliente de la lámpara.

**Circuito de control y protección**. Esta etapa es la más variable de todas y su configuración dependerá de las características funcionales que se le quieran dar al conjunto.

Como se vio en la Figura 6 (bloque 2.4.1) el balasto, especialmente el electrónico, se encuadra en la estructura funcional de control de iluminación como el bloque de control de potencia.

## 2.6 El bloque rectificador

La necesidad de este bloque se circunscribe a aquellos equipos que se alimentan de la red de distribución eléctrica. Dado que los balastos se suelen alimentar con red monofásica no se incluirán en este documento descripciones de sistemas que trabajen con alimentación trifásica.

El caso, por tanto, se circunscribe a un convertidor CA/CC funcionando en el primer cuadrante. El variado conjunto de topologías que cubren esta característica se muestra en la Figura 19.

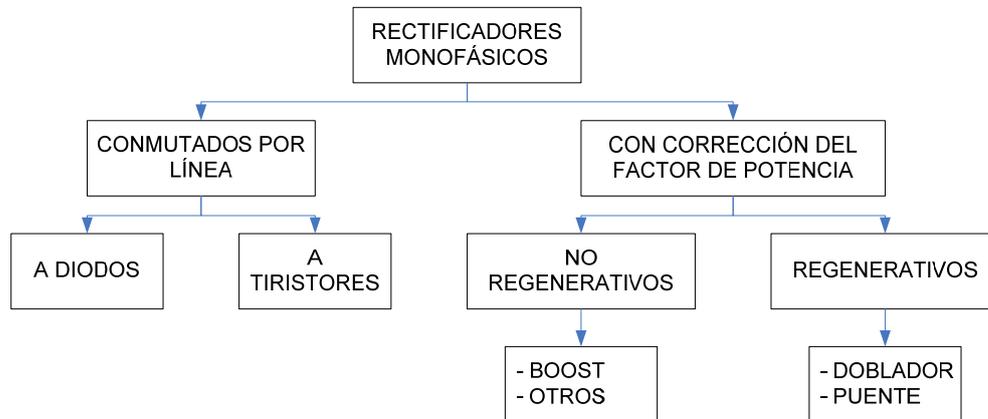


Figura 19: Clasificación de rectificadores monofásicos [54, 56].

La topología seleccionada lleva asociada un coste de inversión/manutención tanto mayor cuanto más compleja sea ésta. Así, la topología que, en primera aproximación, más se adecua es el rectificador monofásico de onda completa que, para carga puramente resistiva, presenta unos valores ideales de PF, de THD y contenido armónico [54].

Se conoce como PF a la relación entre la potencia activa medida a la entrada del sistema y el producto de su tensión eficaz de suministro y la corriente eficaz que consume.

$$(Ec. 1) \quad PF = \frac{P_i}{V_{rms} \cdot I_{rms}}$$

Por su parte, el THD de corriente es la relación del valor eficaz de las componentes no fundamentales de corriente respecto del de la componente fundamental y se define como:

$$(Ec. 2) \quad THD_i[\%] = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100$$

Los requerimientos de las etapas siguientes del balasto requieren una señal de tensión y corriente estables por lo que suelen incorporar un filtro inductivo-capacitivo de salida a fin de que el bus de CC tenga el menor rizado de corriente y tensión posible. Esta configuración provoca un retardo de la corriente de entrada respecto de la tensión de la fuente (comportamiento reactivo) y un elevado contenido armónico de la corriente por los ciclos de carga y descarga de la capacidad y que no cumple los requerimientos de la norma IEC 61000-3-2 Clase C referente a equipos de iluminación de más de 25 W sean o no regulables [52, 57].

A pesar de sus malas características, aún sigue siendo ampliamente empleado en multitud de equipos de baja potencia debido su robustez, simplicidad y bajo coste.

Para la construcción del bloque convertidor CA/CC de un balasto electrónico se emplean topologías correctoras del factor de potencia (*power factor corrector*, PFC) y con un reducido valor de THD que se tratarán a continuación.

## 2.6.1 La necesidad de corregir el factor de potencia

El sobrecoste que provoca la inclusión de etapas correctoras hace que sea un importante campo de desarrollo de nuevas topologías y técnicas de control.

Soluciones sencillas como la eliminación del filtro capacitivo a la salida del rectificador, principal causante del incumplimiento de la norma, sólo cambian un problema por otro ya que aumenta el PF a costa de la aparición de *flickers* y del aumento del factor de cresta de la lámpara, que acelera su envejecimiento.

Las soluciones que se pueden adoptar para la adecuación de los balastos a la norma pueden ser pasivas o activas.

En [57] se plantea una clasificación de las soluciones de corrección del factor de potencia del bloque rectificador para los equipos recogidos en la norma IEC 61000-3-2, apartado C.

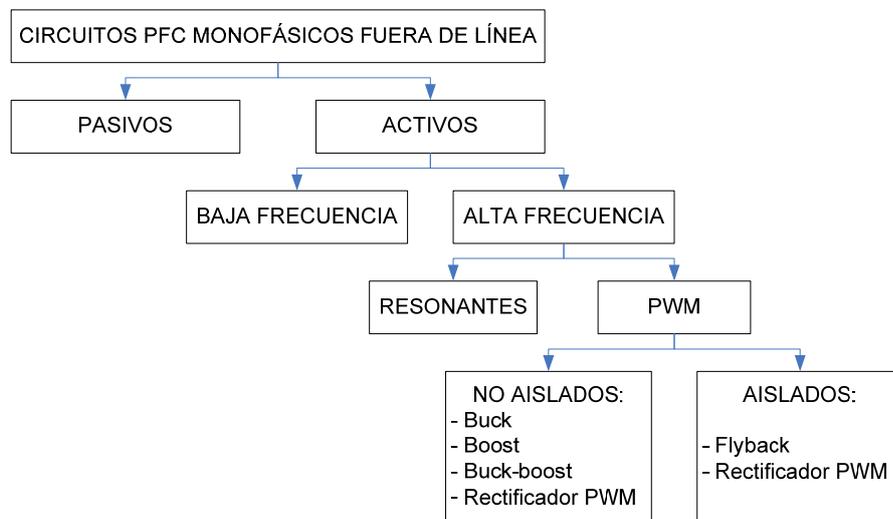


Figura 20: Clasificación de PFCs en base a la norma IEC 61000-3-2 [52].

A partir de esta clasificación vamos a describir el conjunto de posibilidades técnicas.

### 2.6.1.1 Soluciones pasivas

Dentro de las soluciones pasivas están aquellas que emplean filtros LC y que pueden mejorar mucho el PF pero difícilmente mantienen el THD del rectificador dentro de los límites establecidos. Una mejora de esta sencilla solución es la de emplear un filtro sintonizado mediante acoplamiento de un condensador en paralelo a la inductancia. Otra emplea filtros resonantes, serie o paralelo, sintonizados para la eliminación de un orden armónico determinado [54, 57, 58].

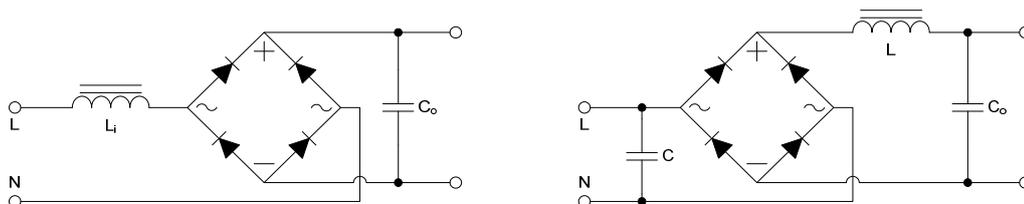


Figura 21: Filtros inductivo-capacitivos para la adecuación del FP [54, 57].

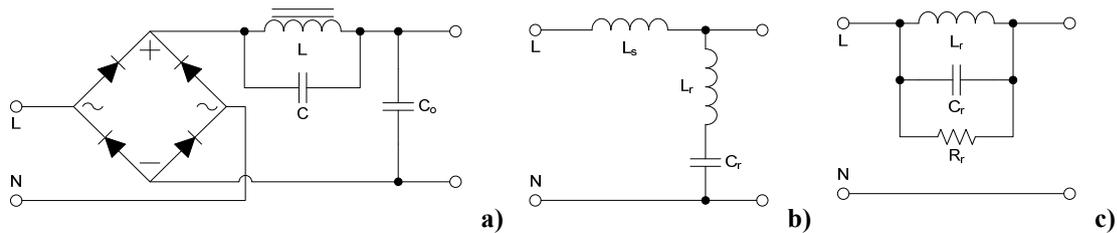


Figura 22: Filtros (a) LC sintonizado [54], (b) resonante paralelo y (c) serie para corrección del FP [58].

Otra solución pasiva es el circuito *valley-fill*, en la que el filtro capacitivo de CC se divide en dos que se cargan alternativamente mediante un conjunto de diodos. Su factor de potencia puede incluso mejorarse añadiendo una resistencia o una inductancia. Esto, mejorando el comportamiento respecto de la entrada, produce mermas respecto del inversor al que alimenta ya que aumenta en rizado de la tensión del bus de CC (y su factor de cresta) y provoca fluctuaciones en la tensión del inversor y, por ende, en el flujo luminoso de la lámpara.

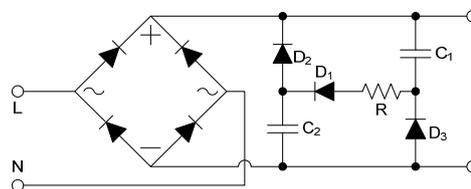


Figura 23: Circuito *valley-fill* [54].

Las soluciones pasivas pueden ser más baratas, funcionales y sencillas (comparándolas con otras) pero no llegan a eliminar completamente el problema y añaden el volumen y peso de los componentes empleados al trabajar a frecuencias bajas. En [59] se propone el empleo de una inductancia variable que, con un menor tamaño que las fijas, mejora sensiblemente el contenido armónico de la corriente de entrada.

A pesar de los inconvenientes, pueden considerarse como una solución factible para potencias de hasta 300 W.

### 2.6.1.2 Soluciones activas

Estas soluciones son las más ampliamente empleadas.

#### 2.6.1.2.1 De baja frecuencia

Una unidad conmutadora carga la bobina de filtrado (previa o posterior al rectificador) durante un breve intervalo de tiempo respecto del semiciclo de salida del rectificador poniendo el conmutador en conducción y liberando, al poner en corte el conmutador, la energía acumulada por medio de la estructura resonante del sistema LC prolongando el ángulo de conducción de los diodos del puente rectificador. Se mejora así la forma de onda de corriente de entrada y además se producen menos EMI aún reduciendo el tamaño del filtro inductivo respecto del de las soluciones pasivas. La potencia de uso se limita a 1 kW ya que el tamaño y peso de los pasivos (que trabajan a frecuencia doble de la red) se incrementa con la potencia disminuyendo funcionalidad y eficiencia [57, 60].

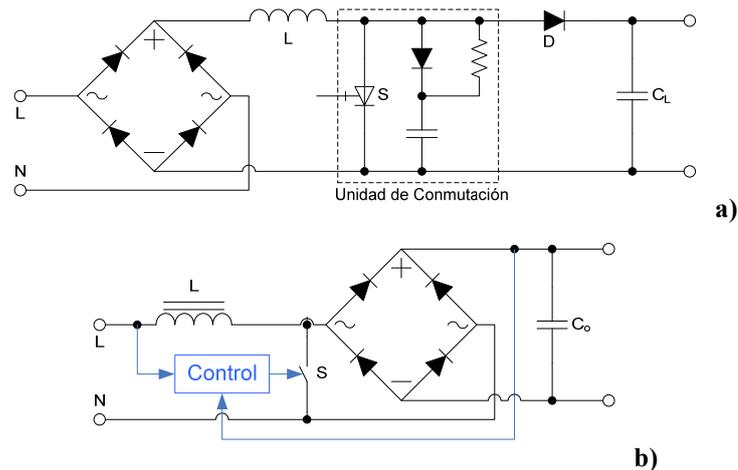


Figura 24: Corrector activo del FP en baja frecuencia (a) posterior [60] o (b) anterior [57] al rectificador.

### 2.6.1.2.2 De alta frecuencia

Las topologías de corrección de factor de potencia de alta frecuencia (rama derecha de la Figura 19) ofrecen la ventaja de minimización de los elementos pasivos del circuito y la posibilidad de emplear métodos de control que hagan acercarse la onda de corriente a la de la tensión de la red permitiendo obtener factores de potencia que son, prácticamente, unitarios y un contenido armónico despreciable.

Dentro de esta solución se incluye un variado número de topologías [53, 54, 61] tales como las resonantes, las de conmutación suave o las de MAP o PWM.

#### 2.6.1.2.2.1 Topologías con MAP no regenerativas

Los convertidores con MAP empleados más comúnmente como bloque rectificador con corrección del factor de potencia dentro de un balasto se componen de un puente rectificador a diodos y un convertidor CC/CC. De estos últimos, los más empleados son [53, 54, 61]:

**Elevador (*boost*).** Su corriente de entrada es fácilmente controlable y presenta un bajo rizado (en conducción continua), así los requerimientos de filtrado EMI no son severos. La posición del semiconductor referenciado a tierra es una gran ventaja para el circuito de control. Sin embargo no está bien protegido contra cortocircuitos en la carga. Las últimas aportaciones en sus circuitos de control están aportando la posibilidad de arranques suaves que limitan la alta solicitud de corriente inicial característica.

**Reductor (*buck*) y reductor-elevador (*buck-boost*).** Permiten obtener tensiones de salida reducida aunque su funcionamiento en régimen discontinuo obliga a un preciso diseño del filtro EMI y presenta distorsión en la corriente de entrada frente a alteraciones en el nivel de tensión de suministro (huecos).

**Flyback.** Al igual que el *buck-boost*, permite obtener tensiones mayores o menores que la de entrada pero ofreciendo, además, aislamiento galvánico. Esto es posible a costa de un elevado estrés eléctrico en los semiconductores, de un difícil control de la corriente de entrada y de un régimen de conducción discontinuo que obliga a un correcto filtrado EMI.

**SEPIC (*single-ended primary-inductor converter*).** Ofrece tensión de salida ajustable (mayor o menor que la de entrada) y presenta un bajo rizado de la corriente de entrada y facilidad para el modo de conducción continua. Admite protecciones y aislamiento

galvánico y su interruptor referenciado a tierra facilita la labor de su circuito de control. Sin embargo, precisa de mayor número de componentes reactivos y sus semiconductores están sometidos a un gran estrés eléctrico.

**Ćuk.** Mejora las características del SEPIC en que el condensador de alta frecuencia tiene un bajo rizado de tensión, añadiendo a sus inconvenientes el hecho de invertir la polaridad de la tensión de salida.

### 2.6.1.2.2 Topologías con MAP regenerativas

Las topologías rectificadoras con MAP regenerativas monofásicas no emplean puente de diodos. Las más empleadas [54, 56, 62] son:

**Rectificador *boost* o *boost* mejorado.** Emplea dos convertidores *boost* que trabajan alternativamente con cada semiperiodo de la red. Como no necesita de puente rectificador reduce las pérdidas en los semiconductores. Precisa de un control más complejo y presenta peores niveles de EMI y EMC (mayor ruido en modo común que el *boost* no regenerativo) ya que sus convertidores trabajan en régimen discontinuo.

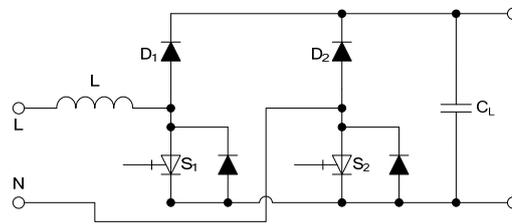


Figura 25: Rectificador *boost*, esquema básico

**Doblador de tensión.** El control de la corriente de entrada presenta la misma facilidad al que se emplea en el rectificador *boost* convencional. El valor de las capacidades puede desequilibrar las tensiones de carga, obligando al control a introducir un *offset* para su corrección. La tensión de salida ha de ser mayor que el pico de la entrada para asegurar un correcto control de la corriente. Su ámbito de aplicación se restringe a accionamientos de baja potencia.

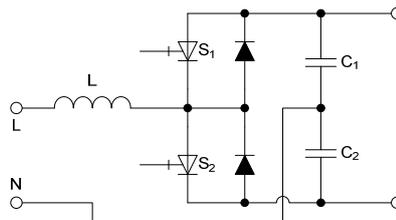


Figura 26: Doblador de tensión, esquema básico.

**Rectificador en puente.** Mejora al doblador en que, al no existir asociación de condensadores, no presenta desequilibrios en la tensión de la carga. Además permite mejorar el EMI/EMC si se añade un régimen complementario de desconexión entre entrada y salida, modificando el control por otro más complejo que incorpore un regulador de MAP de tres niveles. Se emplea en accionamientos de alta potencia, de tracción y sistemas de alimentación ininterrumpida (SAIs).

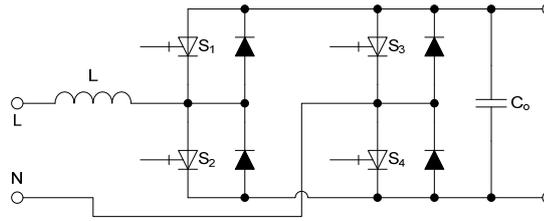


Figura 27: Rectificador en puente, esquema básico

### 2.6.1.2.2.3 MAP con estructuras resonantes de conmutación suave: minimización de pérdidas

Uno de los puntos débiles en los convertidores electrónicos son las pérdidas en los semiconductores ya que afectan severamente al rendimiento del mismo. Éstas se pueden distinguir entre las pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación.

Las pérdidas de conducción sólo se pueden prever en la fase de selección de los interruptores. El prometedor uso de los dispositivos de potencia de SiC [63] ha dado peor rendimiento del esperado. Ni siquiera la posibilidad de aumentar la frecuencia de operación permite obtener una ventaja significativa en la eficiencia del conjunto [64].

Sin embargo, las de conmutación pueden reducirse (o eliminarse completamente) si se emplean circuitos *snubber*, pasivos o activos, que limitan el gradiente de las corrientes de extinción [64], se limitan las corrientes de recuperación inversa en los dispositivos rectificadores o se añaden estructuras para conmutación a tensión cero (*zero voltage switching*, ZVS) o a corriente cero (*zero current switching*, ZCS) [54, 61, 64, 65].

### 2.6.1.2.2.4 Topologías con MAP avanzadas

- **Entrelazado o *Interleaving***

Las técnicas *interleaving* consisten en la disposición de ramas en paralelo que funcionan en modo maestro–esclavo. Surgen como solución al problema de ruido de modo común que presenta el rectificador *boost* sin puente (o mejorado) y que lo hace poco atractivo frente al rectificador *boost* convencional [62].

Esta estrategia aprovecha las ventajas de funcionamiento que tienen los sistemas cuyos semiconductores conducen de forma discontinua y las de una conducción continua desde la carga reduciendo el tamaño de elementos pasivos, las pérdidas de conmutación y el estrés de los dispositivos [62, 66, 67].

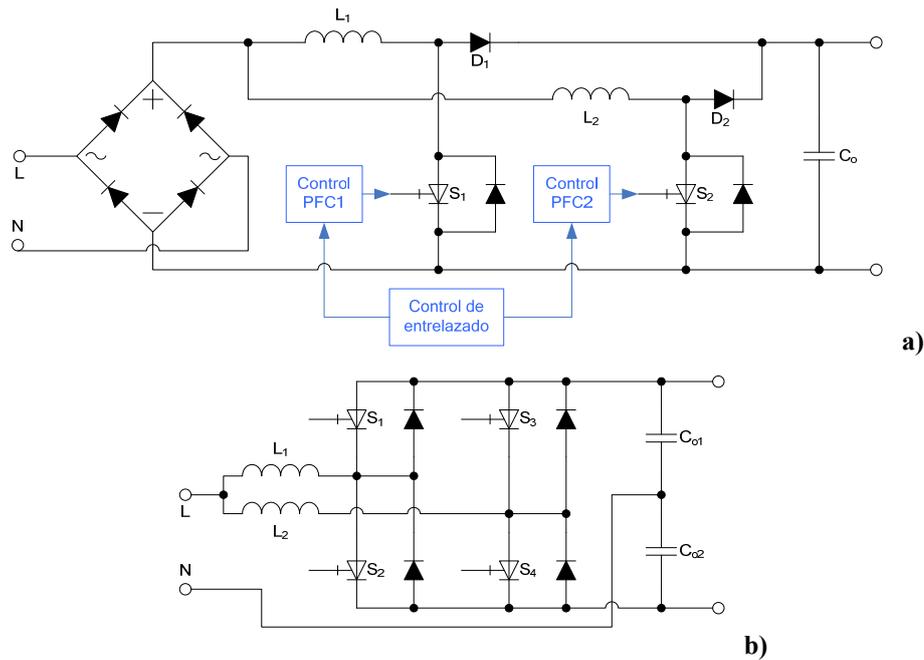


Figura 28: Topología básica de entrelazado (a) con [68] y (b) sin puente rectificador [66].

- **Convertidores CC/CC mono-etapa en paralelo**

Se separan las funciones de regulación de la tensión de salida (un convertidor *forward*) y las de corrección del factor de potencia (un convertidor *flyback*) al no ir ambas en el mismo bus energético. Así se expone en [69], donde, además, se consigue reducir el tamaño de los componentes pasivos y la ratio tensión-corriente en el regulador de salida.

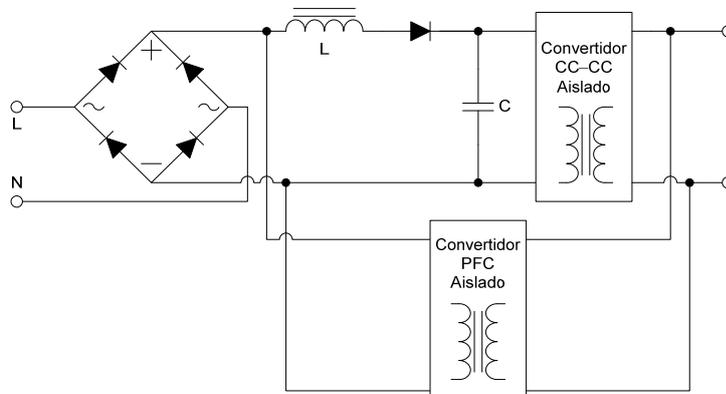
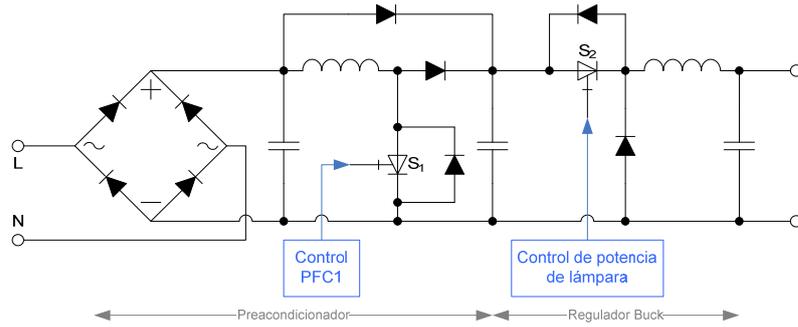


Figura 29: Convertidor CC/CC mono-etapa en paralelo propuesto por [69].

- **Topologías multietapa**

En [70] se recogen las estrategias más comunes que complementan el eficaz comportamiento del prerregulador y que pasan por añadir una etapa CC/CC final al conjunto de forma que aumentando el número de dispositivos disminuya el estrés eléctrico que éstos sufren. La mayoría de soluciones recopiladas incluyen un convertidor CC/CC como postregulador serie o como regulador en paralelo. Esto permite además, en muchos de los casos, la regulación de la tensión de salida si bien no asegura el equilibrio en la distribución del estrés eléctrico que sufren los dispositivos entre las etapas.



**Figura 30: Topología multietapa propuesta en [71]**

En los balastos, la regulación de la tensión que alimenta la lámpara (y su flujo luminoso) suele llevarla a cabo el inversor o el balasto de alta frecuencia. Si embargo, en [71] se aplican las topologías CA/CC multietapa como solución para descargar al inversor del trabajo de regulación del valor de la tensión de salida del inversor, interponiendo entre el bloque PFC y el inversor un regulador CC/CC *buck* o reductor para controlar la potencia de lámparas de descarga de alta corriente (HID) y, por tanto, su flujo luminoso cuando el bloque balasto electrónico (puente inversor) trabaja a baja frecuencia (70 a 400 Hz).

#### 2.6.1.2.2.5 Nuevas vías.

En [72] se presenta y ensaya una aplicación de cambiadores de frecuencia o troceadores de CA a un balasto HPSL (*high pressure sodium lamp*) monoetapa con las características de corrección del factor de potencia y la regulación de flujo luminoso incorporadas y que presenta ventajas en la eficiencia también y desventajas asociadas al coste que supone la circuitería de control necesaria.

Otras vías de corregir el factor de potencia en instalaciones de alumbrado actúan sobre la cabecera de la línea de carga de las luminarias.

Dentro de estas soluciones [21] se encuentran las clásicas baterías de compensación de reactiva en el cuadro de maniobra y conexión de la línea; solución sencilla y robusta, pero que no soporta bien las variaciones en la solicitud de carga que les pueda hacer un sistema de regulación de flujo luminoso.

Otra solución, novedosa y probada con éxito en [55, 73] son los filtros activos externos que permiten por un lado compensar la energía reactiva que consume una línea de alumbrado y por otro funcionar como reguladores de la tensión en la red de carga de alumbrado y, por tanto, del flujo luminoso de las lámparas conectadas a dicha línea. Esta solución combina las ventajas de los balastos electromagnéticos y las de los convertidores electrónicos [55] vistas anteriormente en 2.5.1 y 2.5.2.

## 2.7 El PWM PFC Boost Rectifier como prerregulador de un balasto

Las opciones recogidas hasta ahora ahondan en los objetivos de eficiencia energética, tamaño de elementos pasivos (y el rizado correspondiente en sus variables eléctricas), estrés en los dispositivos electrónicos, calidad de la corriente consumida (contenido armónico, PF y THD)... Tras todos estos análisis [70] la opción más recomendable para aplicaciones conectadas a la red de suministro sigue siendo la clásica de dos etapas en serie: uno rectificador y otro con corrección del factor de potencia.

Por ello, el rectificador con corrección de factor de potencia más empleado en los balastos de iluminación urbana es el *Single-phase PWM Boost PFC*. También se emplean las topologías *flyback*, *buck-boost* o *SEPIC* [74, 75] y, en menor medida, las derivaciones mejoradas de la *boost* (*bridgeless* e *interleaved*).

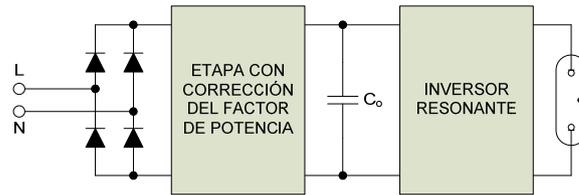


Figura 31: Topología simplificada de un balasto electrónico construido con un convertidor PWM Boost PFC [54].

Los PWM Boost PFC son el núcleo de los balastos electrónicos para la alimentación de lámparas de descarga a alta frecuencia.

### 2.7.1 PWM Boost PFC: principio de funcionamiento

La corriente de entrada se controla por medio de la conmutación del transistor. Cuando conduce, éste produce un cortocircuito a la salida del rectificador que tiene dos efectos:

La corriente de cortocircuito del rectificador carga la inductancia *boost* (L)

$$(Ec. 3) \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s|}{L} > 0 \rightarrow i_s \uparrow$$

El diodo (D) evita la descarga del condensador de salida (C) por el transistor y obliga a que ceda su energía a la carga.

Cuando el transistor se bloquea:

1. La tensión de la inductancia se invierte y se descarga por el diodo (D).

$$(Ec. 4) \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s| - v_o}{L} < 0 \rightarrow i_s \downarrow$$

2. A la tensión del rectificador se añade la de la inductancia y, ahora ambas superan la tensión en la carga, el condensador se carga para el siguiente ciclo.

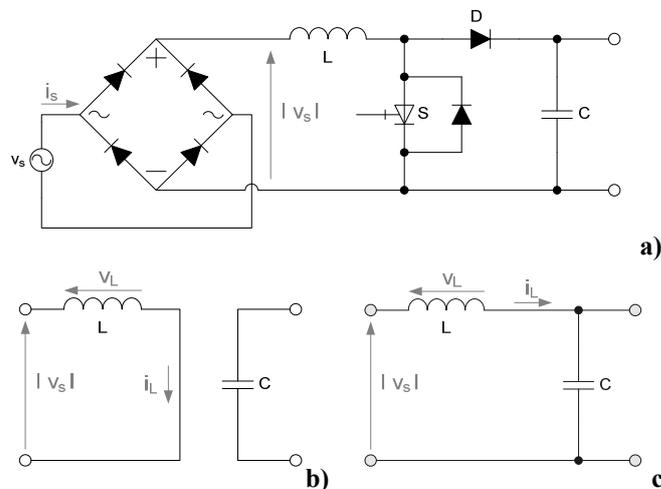


Figura 32: Convertidor PWM boost PFC: (a) topología y circuito equivalente cuando (b) el interruptor conduce o (c) está bloqueado [54]

Como puede comprobarse, para un correcto funcionamiento se debe cumplir que la tensión de salida del PWM *Boost* PFC debe ser mayor que el valor de pico de la tensión rectificadora.

Si denominamos  $D$  a la porción de conducción del transistor dentro del periodo de la señal de conmutación

$$(Ec. 5) \quad |v_s| \cdot D \cdot T = (|v_s| - v_o) \cdot (1 - D) \cdot T \rightarrow \frac{v_o}{|v_s|} = \frac{1}{1 - D}$$

Lo que le confiere al convertidor una tensión de salida mayor (típicamente ésta diferencia debe ser de al menos un 10%) que la de entrada con lo que se asegura un correcto funcionamiento.

Los principios funcionales para el convertidor CC/CC *boost* básico establecen que la corriente en la carga será continua o discontinua en función del valor de la inductancia. El valor de la inductancia límite que hace la conducción crítica entre ambos modos es:

$$(Ec. 6) \quad \frac{L}{R_{LOAD}} = \frac{(1 - D)^2 \cdot D}{2 \cdot f}$$

El valor de la capacidad determina el nivel de rizado de la tensión de salida (en%) según la expresión:

$$(Ec. 7) \quad \frac{V_r}{V_o} = \frac{D}{C \cdot R_{LOAD} \cdot f}$$

Para el caso del *bridgeless* el sistema alterna su funcionamiento de acuerdo con la polaridad de la fuente por lo que le son aplicables los principios funcionales descritos antes:

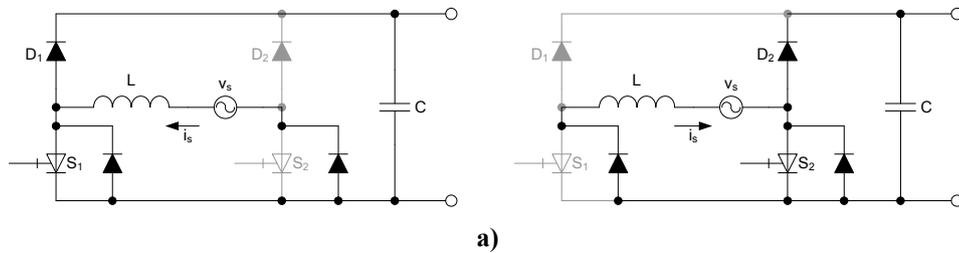


Figura 33: Circuito equivalente de un convertidor PWM *Boost* PFC sin puente de diodos en el semiciclo de entrada (a) positivo y (b) negativo [54].

El caso de la topología *interleaved* se tratará más adelante en el apartado 2.7.2 sobre los modos de control del convertidor.

## 2.7.2 PWM Boost PFC: modos de control

Los modos de control que se emplean en los PWM *Boost* PFCs para el ajuste de la corriente de entrada a los parámetros que establece la IEC 61000-3-2 se clasifican en función de la forma de onda de la corriente solicitada a la red:

### 2.7.2.1 Modo de conducción continuo, CCM (*continuous conduction mode*)

La corriente en la inductancia boost del convertidor no se extingue con lo que la corriente suministrada por la red es continua. La Figura 34 muestra los modos o estadios de funcionamiento del PWM *Boost* PFC en CCM [54].

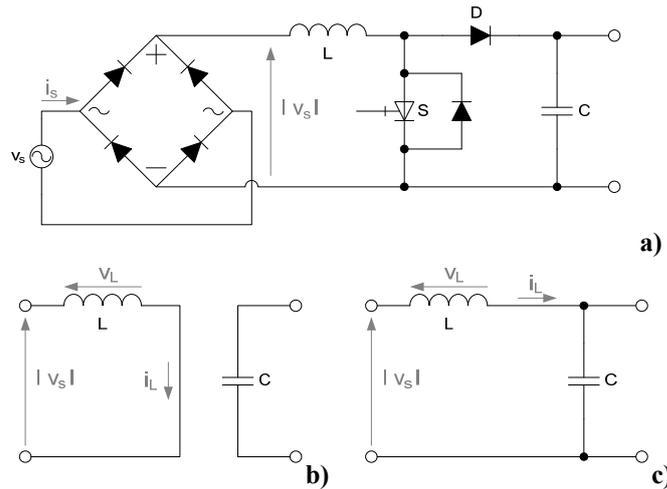


Figura 34: Convertidor PWM Boost PFC: (a) topología y circuito equivalente cuando (b) el interruptor conduce o (c) está bloqueado [54].

Como ventajas, una corriente de entrada continua y con un menor rizado que reduce el estrés en los dispositivos electrónicos en conmutación, una baja EMI conducida, la facilidad de implementación, la respuesta a un amplio rango de tensiones de la red alterna de alimentación o un buen comportamiento dinámico [54] [76].

Como desventajas presenta unas mayores pérdidas tanto en conducción como en conmutación [77] que obliga al empleo de estructuras de conmutación suave (ZVS y ZCS) y materiales mejorados [78], su comportamiento a carga reducida que aumenta la distorsión de la corriente [76]. Los elementos de minimización de estas desventajas conllevan un aumento de precio y tamaño que le hacen perder atractivo para aplicaciones de coste ajustado. Por ello se emplea principalmente para cargas elevadas.

Dentro del CCM se suelen implementar distintas estrategias de control de entre las que el control por histéresis por corriente promedio o por corriente media [61] se pueden destacar como más relevantes.

### 2.7.2.2 Modo de conducción discontinuo, DCM (*discontinuous conduction mode*)

El DCM incorpora la ventaja de que los semiconductores conmutan con la corriente a cero lo que minimiza las pérdidas de conmutación.

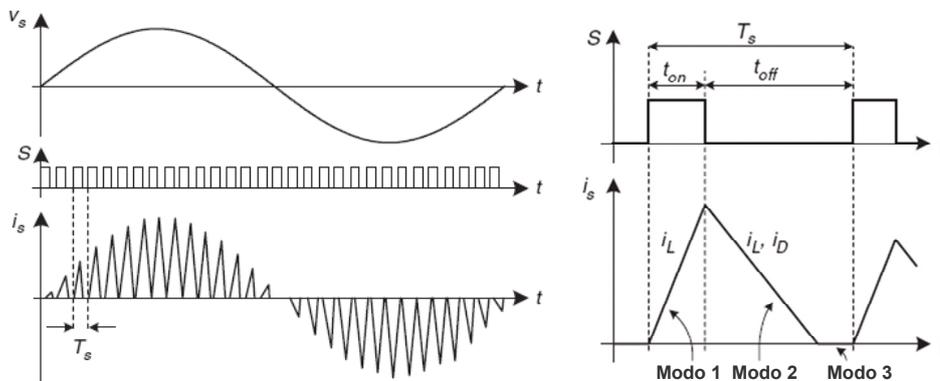


Figura 35: Formas de onda (red, disparo, y corriente de entrada) y detalle de la corriente en un ciclo de conmutación en un convertidor con DCM [54].

El procedimiento se basa en un control seguidor de la tensión de entrada con frecuencia de conmutación fija. Así se suceden tres estadios de funcionamiento (ver Figura 35) en los PWM *Boost* PFCs con DCM [54].

Presenta la ventaja de llevarse a cabo sin precisar el control activo de la corriente de línea. El inconveniente es el elevado factor de distorsión que tiene la corriente al trabajar en DCM lo que precisa de un circuito de filtrado LC para la corriente de entrada. A esto se suma el estrés en los dispositivos que conmutan ya que la corriente alcanza el doble del valor de pico de la demandada a la red [76]. Todo ello redundando en la necesidad de elementos costosos en el DCM cuando trabajan con cargas elevadas lo que, en la práctica lo relega a aplicaciones de baja potencia,  $\leq 300$  W [54, 77]

A fin de aprovechar las características complementarias del CCM y del DCM, en [76] se plantea un control que hace funcionar al *PWM Boost Rectifier* de forma que opere en CCM para cargas elevadas y en DCM con cargas ligeras.

### 2.7.2.3 Modo de conducción crítico, CRM (*critical conduction mode*)

Es considerado como una particularidad del DCM cuando éste trabaja con frecuencia de conmutación variable [54]. También se la conoce como modo de transición (*transition mode*, TM) [78].

Presentan la ventaja de no precisar diodos de recuperación rápida puesto que la corriente parte de valor nulo en cada ciclo y, por tanto, reduce el ruido de las EMI. Además el tamaño de las bobinas se reduce debido al mayor rizado de la corriente.

Al trabajar en la frontera del CCM y DCM el pico de corriente dobla la corriente de la entrada. Esto provoca un mayor estrés en los dispositivos y precisa un filtro EMI mayor.

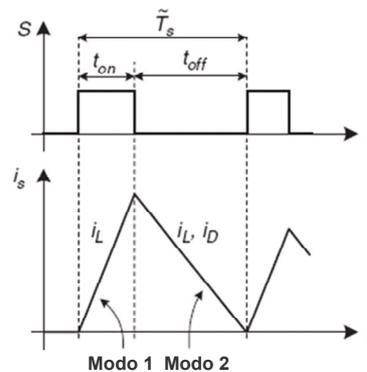


Figura 36: Estadios de funcionamiento de un convertidor en CRM referidos al ciclo de trabajo y la corriente de entrada [54].

La eficiencia del CRM se incrementa si se emplean técnicas de conmutación suave, sin embargo, la necesidad de emplear filtros EMI de un tamaño considerable limitan su empleo en cargas elevadas debido al gran rizado de corriente y la aparición de armónicos de baja frecuencia [79]. Aún así es el más adecuado para niveles de potencia entre 200 y 300 W debido a su mayor eficiencia y mejor coste frente a los CCM [68].

### 2.7.2.4 Modo de conducción intercalado, ICM (*interleaved conduction mode*)

Mediante el intercalado de topologías CRM sus ventajas pueden extenderse a potencias mayores: disminución del rizado de la corriente de entrada y de las EMI, disminución del rizado de la tensión de salida y la consiguiente disminución del tamaño del

condensador y la mejora de la eficiencia para potencias pequeñas (ya que se pueden anular etapas si fuese necesario).

El modo de control más extendido para el ICM es el Maestro–Esclavo que consiste en dos estructuras *boost* en paralelo [78]. La maestra funciona con un sistema CRM independiente y la esclava se sincroniza a aquella de modo que entra ambas haya un retraso de 180°. Esta etapa esclava debe funcionar, idealmente, como CRM pero para evitar que los desequilibrios en los dispositivos pueden provocar su paso a CCM se suele forzar a la etapa esclava a funcionar en DCM [68].

### 2.7.3 PWM Boost PFC: criterios funcionales y de diseño

Como se ha visto en 2.7.2, los modos de control empleados en los prerreguladores de los balastos de las lámparas de alumbrado público son el DCM y CRM ya que éstos son idóneos para aplicaciones de baja potencia (<400 W) donde el rendimiento (la reducción de pérdidas de conducción y conmutación) es un factor primordial aunque el pico de corriente que se alcance sea el doble de la corriente nominal del convertidor.

Un parámetro crítico en el diseño del prerregulador es el valor mínimo de tensión de alimentación que puede ser suministrado a la entrada del mismo. Este valor condiciona el instante de inicio del ciclo de conmutación, que tanto en DCM como en CRM, debe hacerse con corriente nula, ya que la velocidad de variación de la corriente de entrada al convertidor depende de ella (Ecuación 3) y del valor de la inductancia *boost*, cuyo cálculo condiciona [80].

Este mínimo valor de tensión de entrada es, si cabe, más importante cuando el prerregulador se diseña con objeto de cubrir un mercado global donde las tensiones de suministro de las redes de distribución tienen valores desde los 110 a los 240 V<sub>RMS</sub>. Esta variabilidad en la alimentación se solventa con un diseño que permite un rango universal de tensión de entrada.

El rango universal permite valores mínimos de alimentación de hasta 85 V y máximos de hasta 305 V, aunque el más común va de 90 V a 270 V. Este margen no supone un problema para la aplicación ya que el prerregulador puede adaptar el nivel de tensión de entrada a un mismo valor de bus de CC mediante la operación PWM *Boost* si bien obliga a un diseño de la inductancia que ha de cubrir el pero caso al que se pueda enfrentar.

En [69, 81-83] se muestran algunos ejemplos de trabajos encaminados a la mejora de las topologías de prerreguladores con corrección del factor de potencia con rango universal de alimentación.

Otro parámetro a tener en consideración es el tiempo de mantenimiento de tensión en el bus de continua ( $t_{HOLDUP}$ , *holdup time*), durante el cual se mantiene la capacidad operativa del convertidor en ausencia de tensión en la entrada [80]. Su importancia se refleja en el valor de la capacidad del bus de CC y, por consiguiente, el rizado de la tensión CC de salida, la ESR (*equivalent series resistance*) del condensador y su consumo de corriente.

Cada fabricante de circuitos de control de *PWM Boost Rectifiers* ofrece su propio procedimiento de diseño de componentes activos y pasivos del convertidor, tanto del circuito de potencia como del de regulación, ya sea en su hoja de características o en una aplicación de cálculo *on-line*. Ello hace que los procedimientos y sus formularios

se multipliquen tanto por el número de fabricantes como por las aplicaciones específicas de cada modelo. Algunos ejemplos se pueden consultar en [80, 84-90].

## 2.8 Estado actual de la técnica en controladores de PWM Boost PFCs aplicados a iluminación

En [70] se acaba concluyendo que la solución clásica del rectificador con corrección del factor de potencia sigue siendo la mejor opción para equipos conectados a la red general de distribución. Sin embargo, la tecnología de los prerreguladores *PWM Boost Rectifiers* (PWMBR) que se aplican a los balastos de lámparas de descarga es una tecnología madura.

Una de las líneas de desarrollo se centra en la mejora de los métodos de control (y, por tanto, de las funciones de los circuitos que los implementan) de los PWMBR. Estas mejoras abarcan [85, 88, 91]:

- arranque suave, ya sea al inicio o tras fluctuaciones en la tensión del bus de CC,
- mejora al operar con cargas muy por debajo de la nominal, bien mejorando la distorsión y el rendimiento, bien incluyendo un modo de operación que inhibe la función del PFC mientras no se restablece el mínimo operativo de carga,
- optimización del rendimiento por medio del cambio de modo de control entre DCM y cuasi-CRM en función del nivel de tensión de entrada y de la potencia demandada,
- protección contra sobretensiones en la carga o sobrecorrientes,
- protección contra caídas de tensión de la tensión de alimentación del circuito de control incorporando un modo de inhibición,
- protección contra caídas de tensión o desplazamiento de fase de la tensión de alimentación.

Algunos fabricantes están trabajando, además, en la transición de los circuitos de control de corazón analógico y con configuración externa de los lazos de realimentación a aquellos que implementan el control de modo digital y con un mínimo de componentes externos [91, 92].

La imposición creciente de la iluminación de estado sólido que necesita de menor tensión en el bus de CC está derivando en el incremento en el uso y el desarrollo de los prerreguladores con corrección del factor de potencia y con rango universal de tensión de entrada de las topologías *buck-flyback* y *buck-boost-flyback* [81-83] capaces de proporcionar el mismo rango de potencia en la aplicación pero a menor tensión (y mayor corriente) como demandan las SSLs.

En este sentido, otros fabricantes desarrollan circuitos de control de encapsulado mínimo y que integran el interruptor de potencia y con la capacidad de operar con una gran variedad de topologías (convertidores *buck*, *buck-boost* o *flyback*) aplicados a PWM PFCs para aplicaciones de alumbrado de estado sólido (entre otras) y que minimizan el tamaño de los elementos de filtrado de CC [93].

## 2.9 Alteraciones en la red de suministro que afectan al alumbrado: compatibilidad electromagnética.

Como se evidencia en el apartado anterior, se están implementando soluciones a las amenazas conocidas que penden sobre el funcionamiento de los prerreguladores. De estas amenazas, varias son las que dependen de la calidad de la tensión de suministro, es decir, de la divergencia que presenta la forma de onda de tensión de la red de alimentación de la función de forma senoide, amplitud y frecuencia constantes.

En la práctica, estas condiciones no suelen cumplirse debido a que los propios generadores y la red de distribución presentan una impedancia no nula, a que se conectan a la red cargas no lineales y a que existen causas fortuitas (como las descargas atmosféricas) que también afectan al funcionamiento de la red. Estas alteraciones (**perturbaciones**) producidas se clasifican en función al parámetro de la onda al que afectan.

**Tabla 1: Perturbaciones de la red**

Parámetro afectado	Tipo de perturbación
Amplitud	Ruidos en modo diferencial y modo común
	Impulsos en modo diferencial y modo común
	Variaciones lentas de tensión
	Variaciones rápidas de tensión
	Parpadeo
	Microcortes
	Cortes largos
Forma de onda permanente	Armónicos (distorsión)
Frecuencia	Variaciones de frecuencia
Simetría	Desequilibrios (asimetría)

En sistema monofásicos de alimentación a balastos de alumbrado, las perturbaciones sobre la amplitud son las más críticas [94].

Las **variaciones de tensión** exceden los límites del valor de la línea en un  $\pm 20\%$  y se diferencian entre lentas o rápidas en función de que duren menos de 10 s o más. Su efecto sobre aplicaciones de iluminación es directo si no existe etapa de prerregulación, o, habiéndola, siempre que no exceda la relación de funcionamiento del PWMBR (el 10% como se vio en 2.7.1 o el margen de tensión universal).

El **parpadeo** o *flicker* es un caso particular del anterior en el que las variaciones son cíclicas y de baja frecuencia, por lo que su efecto sobre la aplicación de alumbrado no difiere de aquel.

Los **microcortes** se caracterizan por una reducción de la tensión por debajo del 60% de la nominal o su anulación durante un tiempo menor a un periodo de la red, mientras que los **cortes** exceden ese tiempo; estos cortes pueden ser temporales o permanentes en función a que su duración sea menor de treinta ciclos de red o mayor, respectivamente. Los microcortes y los cortes afectan directamente a los sistemas de alumbrado que no poseen prerregulador. En aquellos cuyo balasto está prerregulado su susceptibilidad a estos eventos dependerá de diversos aspectos considerados en su diseño (como se trató en 2.7.3 y 2.8):

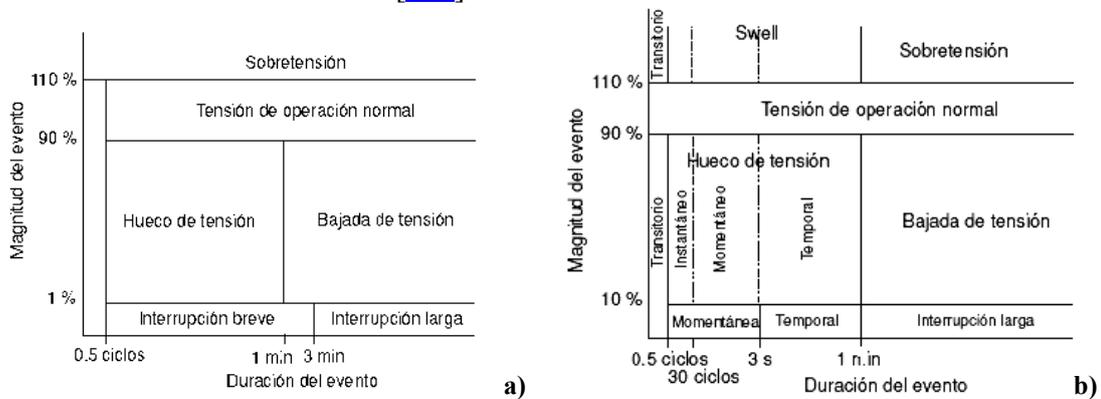
- funcionamiento con rango de tensión universal en redes de 230 V, ya que el límite inferior admite tensiones residuales de un 40% de la magnitud nominal,
- bus de continua de elevado  $t_{HOLDUP}$ ,

- protecciones contra eventos de tensión y pérdida de alimentación de los circuitos de control.

De hecho, la tensión de alimentación de los controladores integrados de los prerreguladores autopolarizados suele provenir de un convertidor CC/CC auxiliar derivado de la carga [95] o un circuito auxiliar que tiene como fuente un devanado secundario de la inductancia *boost*, y que suele conformar una fuente *flyback* [80, 84] o dobladora de tensión [89, 96] combinada con una fuente lineal que opera durante el arranque.

En [97] se repasan otras topologías que complementan al *flyback* mediante reguladores lineales de corriente alimentados de la salida del rectificador.

En la norma UNE-EN 50160 [98] y en el IEEE Std 1159-2009 [99] se definen los eventos de variación de amplitud en relación con su duración, lo que permite su representación en diagramas Mag-Dur (*magnitude-duration*). Los procedimientos para la medición de la magnitud de la tensión de la red de distribución se recogen en la norma UNE-EN 61000-4-30 [100].



**Figura 37: Diagramas Mag-Dur de definición de eventos según (a) UNE EN 50160 [98] y (b) IEEE Std 1159-2009 [99]**

La compatibilidad electromagnética (CEM) determina la aptitud de un aparato o sistema para funcionar de manera satisfactoria en su entorno electromagnético y sin producir él mismo perturbaciones electromagnéticas intolerables para todo lo que se encuentre en dicho entorno. La Directiva 2004/108/CE (que deroga la Directiva 89/336/CEE) relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética tiene como objetivos:

- Garantizar el libre movimiento de aparatos.
- Crear un entorno electromagnético aceptable.
- Garantizar que las perturbaciones electromagnéticas producidas por aparatos eléctricos y electrónicos no afectan al correcto funcionamiento de otros aparatos, así como a redes de radio y telecomunicaciones, redes de distribución eléctrica y aparatos relacionados.
- Garantizar que el aparato tiene un nivel de inmunidad intrínseca que le permite funcionar de forma correcta.

Por tanto, se consideran dos aspectos en el fenómeno de compatibilidad electromagnética:

El **nivel de emisión** es el valor medio de una perturbación variable, medido y evaluado de una forma reestablecida, durante un intervalo de tiempo especificado. El límite de emisión es el nivel máximo de perturbación permisible de una fuente. Para los equipos

de alumbrado público estos niveles y los ensayos que los determinan se recogen en la norma IEC 61000–3–2 [52].

La **inmunidad** como la capacidad de un aparato o sistema de funcionar (en su entorno) sin degradación. El límite de inmunidad (**tolerancia**) es el máximo valor de una determinada perturbación electromagnética, incidente sobre un determinado equipo, con el que debe funcionar correctamente. La **susceptibilidad** es, por tanto, la falta de inmunidad.

Los comités de normalización desarrollan los ensayos de inmunidad correspondientes [101] y establecen los niveles de inmunidad que deben soportar los equipos, definiendo los tres criterios de aceptación siguientes:

**Aptitud A:** El equipo debe continuar funcionando correctamente. No debe haber ninguna pérdida de función o degradación del funcionamiento especificado por el fabricante ni durante ni después del ensayo.

**Aptitud B:** El equipo debe continuar funcionando correctamente después del ensayo. Durante el ensayo se permite una degradación del funcionamiento pero la recuperación debe ser automática, sin intervención del usuario.

**Aptitud C:** Se admite una pérdida o degradación funcional temporal, siempre que ésta pueda ser subsanada mediante una intervención del usuario sobre los mandos del equipo.

En [102, 103] se plantea una clasificación de inmunidad con cinco niveles

**Clase A** (Mayor nivel de inmunidad del equipo),

**Clase B** (Gran nivel de inmunidad del equipo),

**Clase C1** (Nivel medio de inmunidad del equipo, acorde con IEC 61000–4–11/34),

**Clase C2** (Nivel medio de inmunidad del equipo, acorde con SEMI F47/0706) y

**Clase D** (Bajo nivel de inmunidad del equipo)

ligados a curvas de tolerancia estándar. Combinando esta clasificación con los criterios de aceptación anteriores, se propone en [102] a los fabricantes la incorporación de una etiqueta de inmunidad que facilite la elección de un equipo al consumidor.

Etiqueta de inmunidad a huecos de tensión		Criterios de funcionamiento del equipo		
		Sin alteración	Reactivación autónoma	Reactivación no autónoma
Tipo de inmunidad	A			
	B			
	C1			
	C2			
	D			

Figura 38: Propuesta de etiqueta de inmunidad a los huecos de tensión propuesta en [102].

Las curvas de tolerancia de un equipo se emplean para relacionar su funcionamiento frente a las variaciones en la tensión del suministro de energía eléctrica. Estas curvas se representan en un diagrama Mag–Dur con la variación de la tensión expresada en tanto por ciento del valor nominal y la duración de la perturbación en tiempo o en ciclos y en

escala logarítmica. Las curvas dividen el plano en dos zonas de operación, una aceptable y otra no aceptable.

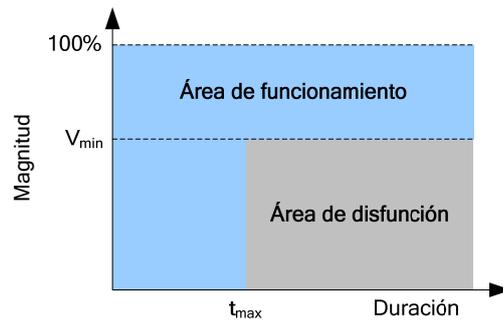


Figura 39: Esquema básico de la curva de tolerancia de un equipo [94]

Asimismo, los diagramas Mag–Dur también se emplean para recoger los eventos sucedidos en una instalación monitorizada. Cotejar los diagramas de una instalación y un equipo determinados da idea de cómo puede éste último ver afectado su funcionamiento normal.

Diferentes organismos han estandarizado curvas de tolerancia/susceptibilidad con el fin de establecer unos límites que permitan valorar la compatibilidad entre un determinado equipo y su fuente de suministro de energía y como ayuda para la elección del método de mitigación de perturbaciones más adecuado [27, 104].

La primera curva de tolerancia se conoce como curva CBEMA (*Computer Business Equipment Manufacturers Association*), que en 1977 se utilizó para evaluar la tolerancia de los equipos informáticos.

La existencia de un gran número de eventos (sobre todo huecos de tensión) no cubiertos por la zona aceptable de la curva CBEMA condujo a una revisión de la curva que incluyó unos requerimientos más estrictos para definir la zona de aceptabilidad. Esta curva modificada se adoptó por el *Information Technology Industry Council* en 1996 [105] y se la conoce como curva ITIC. Originalmente concebida para equipos de 120 V<sub>RMS</sub> / 60 Hz, sus criterios de evaluación pueden ser implementados, bajo criterio técnico, en redes de 50Hz para verificar la confiabilidad del suministro.

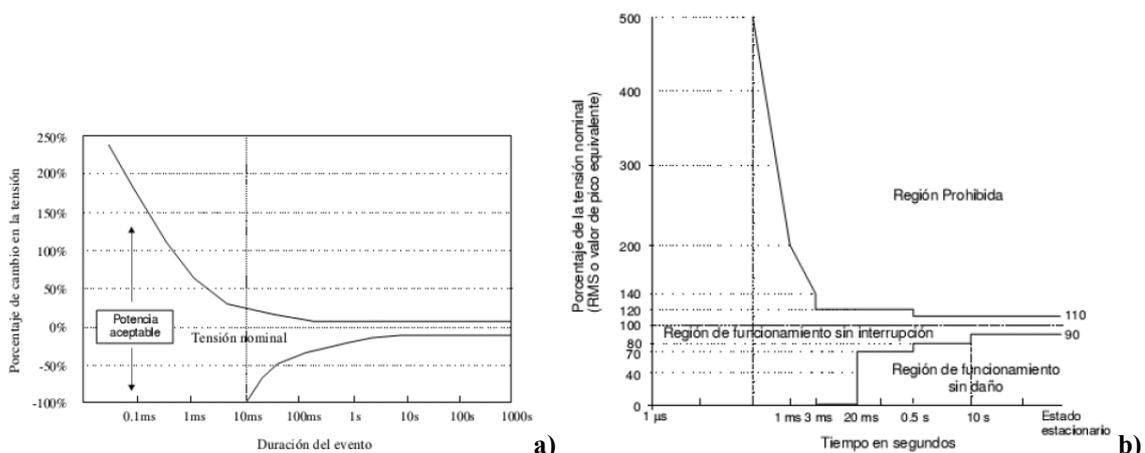


Figura 40: Curva (a) CBEMA e (b) ITIC adaptadas para 50Hz [105]

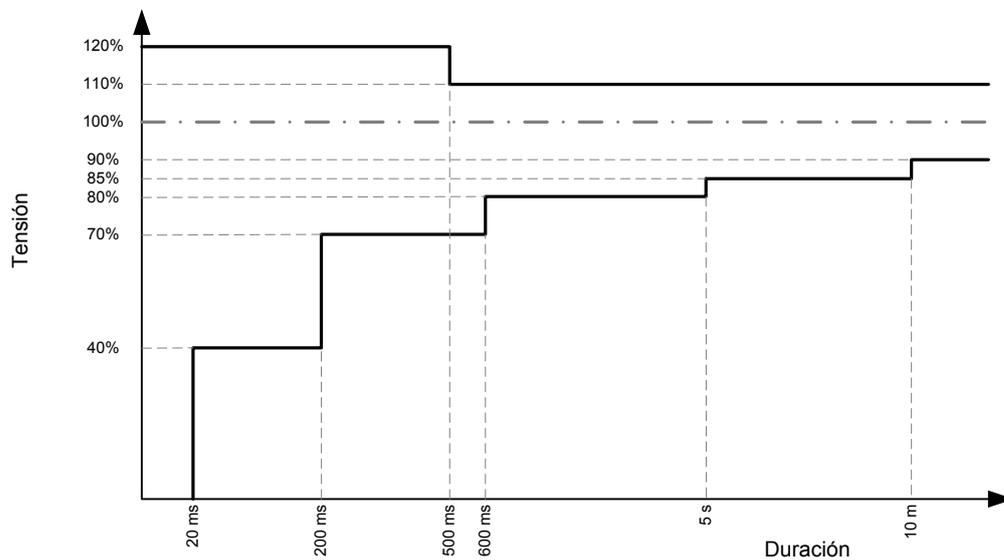
La Curva ITIC delimita, además de la de funcionamiento sin interrupción, una región prohibida por encima de la línea de sobretensión en la cual se puede dañar el equipo y una región de funcionamiento sin daño, por debajo de la línea de tensión inferior, donde el equipo puede no seguir funcionando, pero no le supondría ningún daño.

De igual manera, se han establecido procedimientos de ensayo de la tolerancia (o susceptibilidad) de los diferentes equipos a los eventos de tensión. Para los equipos de alumbrado, cuyo consumo de corriente es menor de los 16 A por fase, los procedimientos de ensayo y medida se recogen en la norma UNE-EN 61000-4-11 [101]. La Tabla 2 recoge los valores de ensayo y la Figura 41 los ubica dentro de un diagrama Mag-Dur.

**Tabla 2: Duración y nivel de ensayo preferidos para los huecos de tensión [101]**

Clases <sup>a</sup>	Duración y nivel de ensayo para huecos de tensión				
Clase 1	Caso por caso en función de los requisitos del equipo				
Clase 2	0% - ½ T	0% - 1 T	70% - 25/30 <sup>c</sup> T		
Clase 3	0% - ½ T	0% - 1 T	40% - 10/12 <sup>c</sup> T	70% - 25/30 <sup>c</sup> T	80% - 250/300 <sup>c</sup> T
Clase X <sup>b</sup>	X	X	X	X	X

<sup>a</sup> Clases similares a las de la norma IEC 61000-2-4.  
<sup>b</sup> A definir por el comité de producto. Para los equipos conectados directa o indirectamente a la red pública, los niveles no han de ser menos severos que los de la clase 2.  
<sup>c</sup> "25/30<sup>c</sup> T" significa "25 periodos para ensayos a 50 Hz y 30 periodos para ensayos a 60 Hz".



**Figura 41: Curvas de ensayo de 61000-4-11 [106]**

Como puede verse al comparar la Figura 40.b y la Figura 41, queda una región descubierta por debajo de los 200 ms y del 70% del valor nominal. Para mejorar la robustez y la capacidad de soportar huecos de tensión de los equipos, la Asociación Internacional de la Industria de Semiconductores (SEMI) ha desarrollado el documento SEMI F47 (*Specification for semiconductor processing equipment voltage sag immunity*) que expresa los requerimientos de tolerancia de los equipos de producción de semiconductores a huecos de tensión (*dips/sags*) de la red de alimentación. La Figura 42 muestra, comparadas, las curvas CBEMA, ITIC y SEMI.

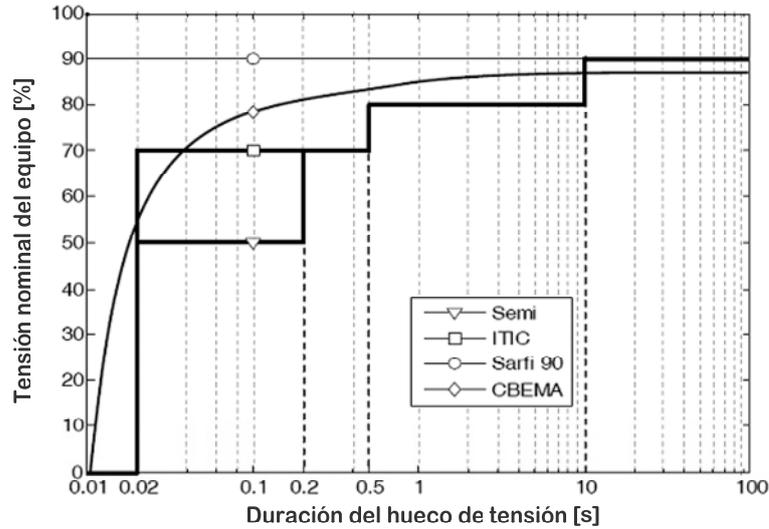


Figura 42: Comparación de las curvas de susceptibilidad CBEMA, ITIC y SEMI (y otra) en un diagrama Mag-Dur [104].

## 2.10 Estado de la técnica en la mitigación de las perturbaciones en la red de suministro del alumbrado

Dado que la protección contra sobre tensiones está ya incorporada en la entrada de los equipos o en la cabecera de las instalaciones, en este apartado nos dedicaremos a la mitigación de los huecos de tensión.

La influencia de una perturbación sobre un dispositivo o equipo radica en la severidad de aquella y en la susceptibilidad de éste. La severidad del hueco, su profundidad, depende tanto de la distancia de la falta al punto de conexión común (PCC) como de la calidad del sistema de generación. Estas dependencias se relacionan con las impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$  de la Figura 43.

$$(Ec. 8) \quad V_{SAG} = V_{GEN} \left| \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right|$$

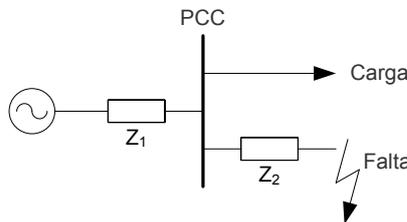


Figura 43: Modelo de divisor de tensión de un hueco [26]

La susceptibilidad de la carga (que ya se trató en 2.9) dependerá de la capacidad que ésta tenga de conseguir de la red perturbada la energía suficiente para su correcto funcionamiento. Si  $Z_2$  es muy pequeña, la mayor parte de la corriente (de la energía) se derivará hacia la falta desenergizando la aplicación.

Dado que las consecuencias de las perturbaciones de la red difieren en relación al nivel en el que éstas se produzcan, los métodos de minimización de sus efectos serán distintos en función de dicho nivel. En [107] se plantea un procedimiento genérico de mitigación de perturbaciones en varios niveles, desde la falta a la aplicación: reducción del número

y duración de las faltas, cambios en la estructura de distribución que eviten la propagación de la falta, instalación de dispositivos de compensación y mejora de la inmunidad de los equipos.

Dado que este trabajo se inscribe en los sistemas de alumbrado público nos ceñiremos a las dos últimas vías: las soluciones que incluyen la instalación de dispositivos de compensación de faltas en la cabecera de la línea de alimentación de alumbrado y aquellas que mejoran la inmunidad de los prerreguladores de los balastos.

En [102] se plantea la necesidad de incluir los procedimientos de mitigación en el proceso de diseño de las instalaciones y las aplicaciones y se trata el efecto económico que producen las perturbaciones y se enfatiza en la importancia de desarrollar sistemas de monitorización y predicción de perturbaciones eficaces. Por su parte [27, 108] cuantifica el coste de las interrupciones que provocan los huecos y las interrupciones, analiza y compara el coste de diferentes equipos de mitigación de las perturbaciones y analiza la rentabilidad de las soluciones adoptadas en función del beneficio que reporta la estimación del número de interrupciones de servicio evitadas.

## 2.10.1 Sistemas de compensación en cabecera

Los sistemas de compensación ubicados en la cabecera de la línea de alimentación del sistema de alumbrado se dividen en dos grandes grupos: los basados en transformadores y los basados en convertidores estáticos [107].

Los primeros tienen como elemento compensador un transformador que mantiene constante la tensión de secundario frente a las variaciones de la de primario, ya sea mediante un sistema resonante [107] o por medio de un sistema de interruptores estáticos que permita la selección dinámica de la toma de derivación del secundario [107, 109, 110].

Los segundos emplean compensadores estáticos en serie (*static series compensators*, SSCs) ya sean DVR (*dynamic voltage restorer*) [111-113] o AVR (*automatic voltage regulator*) [114], filtros activos de potencia [115, 116] o la generación distribuida en *smart grid* [117].

Recientemente se ha publicado un estudio comparativo de los sistemas de variación de tensión basados en transformadores y en compensadores estáticos, concluyendo que los primeros aún presentan mejor comportamiento eléctrico [118].

## 2.10.2 Mejora de la inmunidad del prerregulador

Recordamos que los PWMBR (prerreguladores) son fuentes de alimentación que han de mantener la tensión y corriente dentro de los parámetros funcionales de los balastos y que están constituidos por un puente de diodos seguido de un convertidor *boost* el cual puede diseñarse para que funcione aún con valores de tensión de entrada bajos, que lo hace menos vulnerable a los huecos de tensión que otras topologías [105]. Los criterios de diseño y las mejoras que los fabricantes están implantando (vistas en 2.7.3 y 2.8) también incrementan la inmunidad del prerregulador.

Otra vía de mejora se centra en reguladores CA/CA que pueden compensar las variaciones de tensión de alimentación [119] e incluso trabajar como regulador de iluminación para alumbrado público [120]. También se plantea la posibilidad de que sea el inversor del balasto el que realice la compensación del hueco [121].

Estas mejoras inciden sobre el comportamiento del sistema de potencia, pero en función de la severidad y duración de la perturbación puede verse afectado el sistema de control

(recordar el punto 2.8) ya que éste se alimenta del mismo prerregulador o de la aplicación y un hueco demasiado profundo o duradero puede hacer que la fuente de polarización del controlador alcance un valor fuera de los límites operativos del fabricante. En [97] se propone un sistema de alimentación para el controlador con un amplio rango de tensiones de entrada basado en un regulador lineal que, si bien es operativo para tensiones de alimentación bajas, no tiene capacidad de respuesta para interrupciones, incluso, momentáneas.



## 3 Materiales y métodos

### 3.1 Sistema de telegestión de alumbrado público

Como ya se ha expuesto anteriormente uno de los aspectos a analizar en la confiabilidad de los sistemas de alumbrado público es la telegestión del balasto electrónico como medio de control y optimización de la operación de la lámpara, respecto a normativa y a parámetros de eficiencia energética, permitiendo no sólo una operación flexible en cuanto a ciclos de encendido/apagado o nivel de intensidad, sino también a nivel de obtención de datos de funcionamiento de la lámpara que permitan realizar un mantenimiento predictivo, correctivo a demanda por ocurrencia de un evento de avería así como por la obtención de una colección de datos agregada de la que puedan obtenerse otros parámetros de interés para dichos sistemas.

Fruto de esta línea de trabajo y de su difusión se establecieron contactos con diversas empresas y organismos de investigación que se concretaron en la presentación y posterior aprobación de un proyecto subvencionado por la Corporación Tecnológica de Andalucía dentro de la su convocatoria de proyectos de I+D+i en el año 2010 en colaboración con la empresa Valdemar Ingenieros S. L. y que se desarrolló a lo largo del año 2011 y en el que el autor participó como investigador .

El objetivo de dicho proyecto, tomado de la presente Tesis Doctoral, es la telegestión de sistemas de alumbrado público empleando nuevas tecnologías o estándares de comunicación que aporten ventajas objetivas a nivel de coste y de operación frente a las empleadas tradicionalmente.

#### 3.1.1 Balasto con interfaz digital

De los protocolos de comunicación que pueden emplearse en gestión de alumbrado (ver 2.2.3.2 y 2.2.3.3), la opción escogida es DALI™ ya que permite la comunicación de información en formato digital, frente a 0–10V o la versión actual de BACnet®, y que facilitan su integración ya que no tiene dependencias tecnológicas (o protocolo cerrado) como LonWorks® con su *Neuron® Chip*. Además, DALI™ permite una comunicación bidireccional lo que añade al envío de comandos la recepción de estado del sistema.

En concreto, para este trabajo se ha escogido el POWERTRONIC® PTo 70/220–240 3DIM de OSRAM® de entre los balastos con interfaz de control DALI™ accesibles en los distribuidores de material eléctrico locales. Este balasto está diseñado para lámparas de descarga de 70 W; en la planta experimental implementada se han empleado lámparas de vapor de sodio de alta presión (VSAP) del tipo SON 70W/220 I E27 ICT de Philips® que, todavía, son las más utilizadas en las instalaciones de alumbrado público ya que son una fuente de luz eficientes (más de 100 lum/W) y presentan una buena reproducción cromática; el color de la luz producido es amarillo brillante.

Los balastos pueden atenuar entre un 60% y el 100% de la potencia de entrada de la lámpara en 20 pasos, con lo cual la regulación es discreta. La Figura 44 y la Tabla 3 muestran las características del balasto, puede observarse en la figura que, además de las señales de control de DALI™, también incorpora un puerto de entrada para cambiar

entre dos niveles de potencia (SD, StepDIM) y un interruptor horario astronómico (AstroDIM).



Figura 44: OSRAM® POWERTRONIC PTo 70/220–240 3DIM [122]

Tabla 3: Especificaciones OSRAM® PTo 70/220–240 3DIM [122]

OSRAM® PTo 70/220–240 3DIM	
Lámparas permitidas	HCI 70 W, HQI 70 W, NAV 70 W
Potencia de entrada	80 W ± 3 W
Potencia de la lámpara	73 W ± 3 W
Eficiencia del balasto	91%
Tensión de alimentación	220 – 240 VAC
Rango de alimentación	198 – 264 VAC
Frecuencia	50/60 Hz
Corriente de alimentación	0,35 Aeff @ 230 VAC
Factor de potencia	> 0,95
Corriente de encendido	45 A, 250 us @ 50%
Rango de atenuación	100% – 60% de la potencia de la lámpara
Pre calentamiento	10 minutos
Frecuencia de operación	165 Hz
Tensión de salida	250 V
Temperatura máxima	75 °C
Tiempo medio entre fallos	60000 h a temperatura máxima
Tensión de ignición	4,5 kV

El estándar IEC 62386 [123, 124] especifica las condiciones particulares para todo tipo de controladores DALI™ para lámparas de descarga, entre ellas las de VSAP.

### 3.1.2 Sistema de comunicaciones

De entre las alternativas vistas a nivel físico de las comunicaciones comentadas en 2.2.2 nos decantamos por el medio inalámbrico y, en particular, por el estándar IEEE 802.15.4™. Este estándar es el adecuado para la creación de redes inalámbricas de área personal con tasas bajas de transmisión de datos (*Low Rate Wireless Personal Area Network*, LR-WPAN). Wi-Fi® se orienta a usos que requieran una mayor tasa de transmisión (y por tanto mayor consumo) y Bluetooth® está limitado por el corto alcance de su capacidad de comunicación.

El empleo del estándar IEEE 802.15.4™, además, posibilita adherirse a las especificaciones ZigBee® (2.2.3.1.2) o darles de lado y bajar al nivel inferior de la comunicación permitiendo la mejora de los servicios, la ampliación de la lista de proveedores y la creación de un protocolo de comunicación propio debido a que el nivel de red no está definido. Esta razón es por la que no existen topologías de red más allá de la conexión punto a punto, y, por tanto, la red en estrella.

Para cada uno de los elementos que integrarán la red se ha optado por utilizar la plataforma Wasmote® (Libelium Comunicaciones Distribuidas S. L.), dispositivos de bajo consumo basados en Arduino™, a la que se le asigna la tarea de controlar el módulo de comunicación inalámbrico. Sus especificaciones se muestran en la Tabla 4.

**Tabla 4: Especificaciones de Wasmote® [122]**

Plataforma Wasmote®	
<b>Características generales</b>	
Microcontrolador	ATmega1281
Frecuencia	8 MHz
SRAM	8 kB
EEPROM	4 kB
FLASH	128 kB
Tarjeta SD	2 GB
Peso	20 g
Dimensiones	73,5x51x13 mm
Rango de temperatura	de -20 °C a +65 °C
Reloj	RTC (32 kHz)
<b>Consumo</b>	
Encendido	9 mA
Sleep	62 µA
Deep Sleep	62 µA
Hibernando	0,7 µA
<b>Entradas/Salidas</b>	
8 Analógicas, 8 Digitales (I/O), 1 PWM, 2 UARTs, 1 I2C, 1USB	
<b>Características eléctricas</b>	
Tensión de batería	3,3 V – 4,2 V
Carga USB	5 V – 100 mA
Carga placa solar	6 – 12 V – 240 mA
Tensión batería auxiliar	3 V

En esta primera opción, los módulos de comunicación de radiofrecuencia (RF) escogidos son de la empresa Digi® International que pueden operar de acuerdo a los estándares IEEE 802.15.4™, ZigBee® y demás protocolos de comunicación propietarios [125].

En estos primeros pasos, la combinación de Arduino™ y Digi® ofrece grandes facilidades en las fases de diseño y de programación aunque a un coste considerable.

Dado que la aplicación se destina a un área urbana no sólo es necesario cubrir la distancia entre poste y poste sino que también hay que superar obstáculos como edificios y, dado que el nodo irá situado dentro de una luminaria, hará falta una gran penetración de radiofrecuencia. Los transceptores normales de 802.15.4 suelen funcionar dentro de la banda ISM (*Industry, Science & Medicine*, Industria, Ciencia y Medicina) a 2,4 GHz. Ya que con velocidades menores puede conseguirse un mayor alcance, se selecciona un módulo transceptor inalámbrico que funciona a 868 MHz, la banda por debajo de 1 GHz aceptada en el estándar 802.15.4™ para Europa (en Estados Unidos y Canadá, 910 MHz). De entre todos los módulos comerciales disponibles destaca por su potencia de transmisión (hasta +25 dBm) el módulo XBee-Pro® 868 RF [126] de Digi® International, capaz de alcanzar distancias de hasta 40 km en línea vista y 550 m en zonas urbanas.


**Figura 45: DIGI® XBee-Pro 868 [126]**

Las especificaciones del módulo inalámbrico se muestran en la Tabla 5.

**Tabla 5: Especificaciones DIGI® XBee-PRO 868 [126]**

Plataforma Xbee-Pro 868	
<b>Funcionamiento</b>	
Velocidad de transmisión	24 kbps
Rango de transmisión en interior	Hasta 550 m
Rango de transmisión en línea vista	Hasta 40 km
Potencia de transmisión	1 mw (0 dBm) a 315 mw (+25 dBm)
Sensibilidad en la recepción	-112 dBm
<b>Características</b>	
Interfaz de datos serie	3,3 V CMOS UART
Método de configuración	Comandos API y AT
Banda de frecuencia	868 MHz ISM
Inmunidad a interferencias	Transmisiones múltiples, ACK
Velocidad de transmisión serie	1,2 kbps a 230,4 kbps
Entradas ADC	6 (10 bits)
Puertos E/S digitales	13
Opciones de antena	UFL, SMA
<b>Interconexión</b>	
Opciones de direccionamiento	Dirección de red (16 bits), MAC (64 bits)
Canales	Único
<b>Características eléctricas</b>	
Tensión de alimentación	3,0 a 3,6 V
Corriente de transmisión	500 mA TYP a 3,3 V (800 mA máx.)
Corriente de recepción	65 mA TYP
Consumo desconectado	65 µA
<b>Aprobación reglamentaria</b>	
ETSI (Europa)	

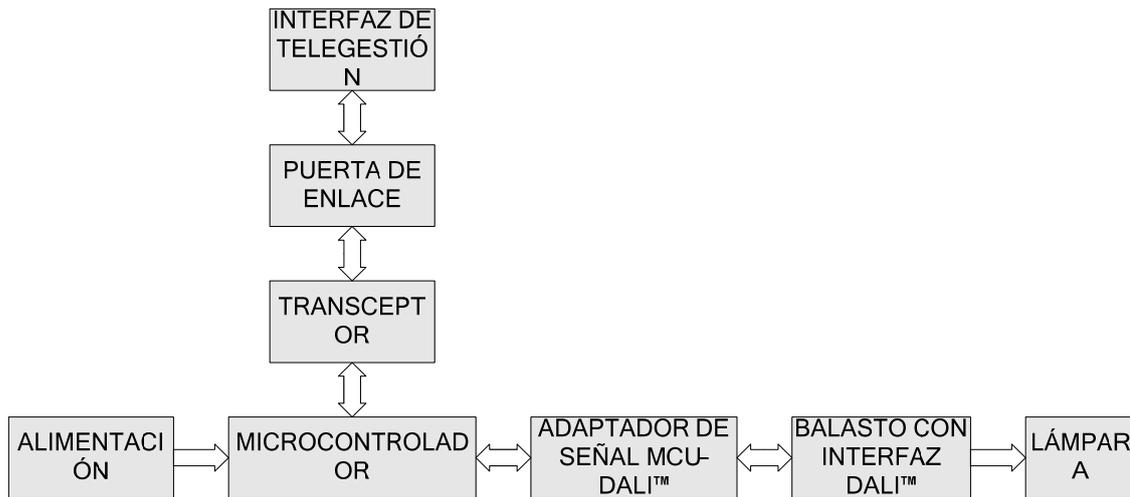
Éste es el módulo inalámbrico utilizado con Wasmote® para crear la primera versión de la red inalámbrica; el kit utilizado para el desarrollo de la aplicación consta de módulos Wasmote®, a los que va conectado el módulo RF de Digi® anterior, y un Wasmote® Gateway, que sirve como pasarela entre 802.15.4 y el PC vía USB.



**Figura 46: Wasmote® (a) y Wasmote® Gateway (b)**

### 3.1.3 Desarrollo funcional.

El esquema del sistema a implementar responde a la Figura 47.



**Figura 47: Esquema del sistema de telegestión**

El esquema básico consta de un interfaz de telegestión implementado en un PC que actuará de *host*; al PC irá conectada una puerta de enlace IEEE 802.15.4™ que se ocupará de recibir comandos desde la interfaz y enviarlos a los transceptores de los nodos conectados a los balastos. De la misma manera también recibirá la respuesta a las peticiones realizadas al balasto y las enviará al *host*.

El microcontrolador consta de una entrada de alimentación a la que se puede suministrar energía desde la red de alimentación de la luminaria por medio de una pequeña fuente de alimentación. Al microcontrolador también irá conectado un transceptor IEEE 802.15.4™. En este caso es necesario generar el protocolo DALI™ en el microcontrolador y que éste no dispone de un puerto DALI™.

Entre microcontrolador y balasto debe haber una etapa intermedia bidireccional para adaptar los niveles de tensión entre DALI™ y el microcontrolador.

El balasto regula la potencia de arco de la lámpara a partir de los comandos DALI™ enviados desde el *host* al microcontrolador.

### 3.1.4 Adecuación del estándar tecnológico elegido, para la generación y gestión de la comunicación inalámbrica

Se pretende conseguir un control individual de cada luminaria mediante una red inalámbrica y protocolo DALI™, el diseño propuesto consiste en implementar en Wasmote® el protocolo DALI™ haciendo uso de las entradas y salidas digitales para obtener un controlador DALI™ maestro, los puertos digitales del microcontrolador se conectan a los terminales DALI™, de esta manera cada nodo de la red está formado por un módulo Wasmote®, un balasto y una lámpara. Para la comunicación con los módulos se instala un Wasmote® Gateway en un PC, que actuará como nodo sumidero y coordinador de la red. Para alcanzar los nodos que queden fuera del alcance del coordinador se ha optado por diseñar una estructura en árbol, cada módulo Wasmote® puede actuar como router y servir como nodo intermedio en la transferencia de paquetes. La estructura sigue el esquema de la Figura 48. La utilización de un controlador DALI™ estándar sólo hubiera posibilitado el direccionamiento de 64 balastos; al utilizar la dirección de cada nodo, ya sea red o MAC, se expande enormemente el número de balastos controlables.

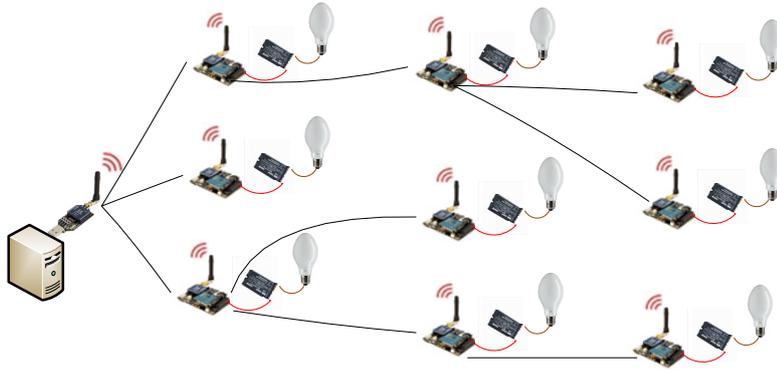


Figura 48: Estructura jerárquica (árbol)

El protocolo DALI™ se basa en el principio de maestro–esclavo, el maestro envía tramas (mensajes) a cualquier dispositivo esclavo del sistema. Los mensajes contienen una dirección y un dato, por tanto sólo el balasto direccionado (si es el caso de una dirección individual) reaccionará a la trama. Las tramas enviadas por el maestro se denominan tramas *forward*, consisten en 19 bits a 1200 bps utilizando una codificación Manchester Diferencial o bifase. Un ‘1’ lógico está representado por una transición bajo–alto (Figura 49), mientras que la transición contraria representa a un ‘0’. El tiempo que debe permanecer cada nivel corresponde al semiperiodo [41]:

(Ec. 9) 
$$T_e = \frac{1}{2 \cdot 1200} = 416,67 \mu s$$

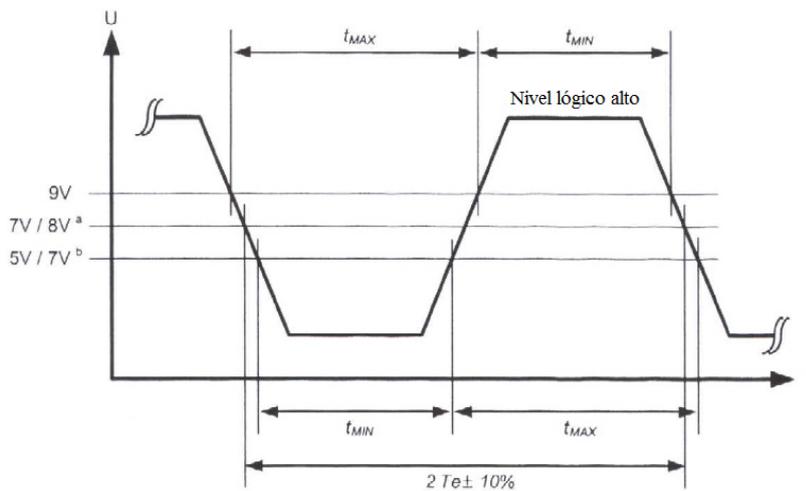


Figura 49: Codificación Manchester Diferencial para un '1' lógico [41]

El primer bit de una trama *forward* (Figura 50) es un bit de inicio, los siguientes ocho bits corresponden al campo de dirección y los siguientes ocho al dato. Los dos últimos bits son bits de parada y no están codificados en Manchester Diferencial (cada bit tiene una duración de  $2 \cdot T_e$ ). El byte de dirección tiene una estructura *YAAAAAAS*, donde *Y* toma el valor ‘0’ si se utiliza una dirección corta y el valor ‘1’ cuando se trata de una dirección de grupo o *broadcast*, los seis bits  $A_i$  son el bit significativo correspondiente de la dirección y el bit *S* vale ‘0’ cuando el dato es un nivel de potencia de arco directo y ‘1’ cuando es un comando. De esta manera sólo contamos con seis bits de dirección, por lo que solamente se pueden direccionar 64 balastos individuales, esto hizo que DALI™ no fuera apropiado para alumbrado público [48].

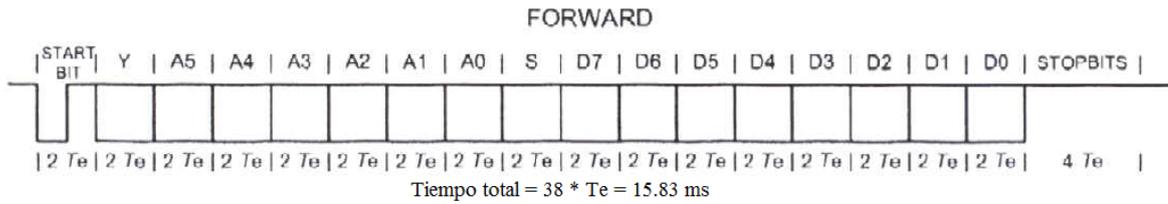


Figura 50: Estructura y temporización de trama *forward* [41]

Existen comandos de petición (*query*) que hacen reaccionar al dispositivo esclavo y enviar una trama de vuelta hacia el maestro en un tiempo de entre 7 y 22 veces un semiperiodo  $T_e$  (trama *backward*). Esta trama consta de 11 bits (Figura 51), con las mismas características que la trama anterior pero omitiendo el byte de dirección, es decir, bit de inicio, datos (ocho bits) y dos bits de parada.

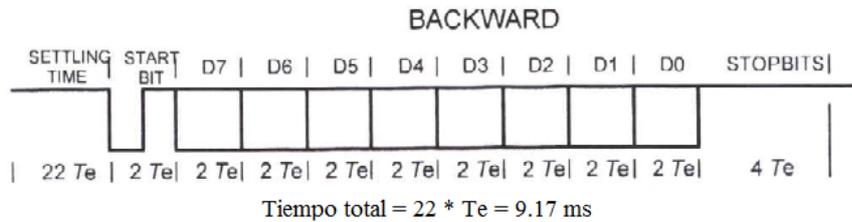


Figura 51: Estructura y temporización de una trama *backward* [41]

Para terminar con la definición de las tramas, señalar el tiempo de espera entre dos tramas consecutivas, dependiendo del tipo, así, el tiempo de espera entre dos tramas *forward* será de al menos 22 veces  $T_e$ , al igual que entre una trama *backward* y una *forward*. Sin embargo, el tiempo de espera entre una trama *forward* y su respuesta en forma de trama *backward* (el tiempo de espera a un comando *query*) estará entre 7 y 22 veces  $T_e$ .

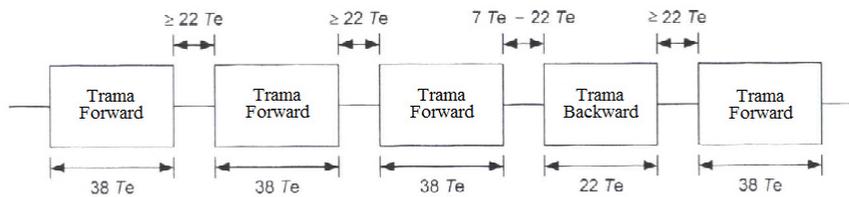


Figura 52: Ejemplo de temporización de una secuencia de tramas [41]

La idea es conectar la interfaz DALI™ del balasto a las salidas y entradas del microcontrolador del nodo, de esta manera tenemos a los balastos como esclavos y los nodos como maestros, controlados por el coordinador de la red conectado a un PC (Figura 48). El coordinador puede acceder a cualquier balasto DALI™ utilizando la dirección MAC (ocho bytes) o de red (dos bytes) del nodo en lugar de la dirección corta del dispositivo esclavo, incrementando el número de dispositivos conectados. El paquete enviado por el coordinador contiene la trama DALI™, cuando llega al nodo direccionado se envía del nodo al balasto. Cada nodo tiene conectado un solo balasto, por lo que el byte de dirección de la trama *forward* de DALI™ puede dejarse en modo *broadcast* ('1111111S'), permitiendo obviar las direcciones cortas del protocolo DALI™ y evitar el problema del reducido número de direcciones individuales que impedían el uso de DALI™ para controlar puntos de luz singulares en una instalación con más de 64 puntos.

Una interfaz de control DALI™ debe considerar tensiones entre 9,5 V y 22,5 V como un nivel lógico alto, mientras que una tensión en el intervalo  $\pm 6,5$  V se toma como un nivel lógico bajo, se permite una caída de 2 V entre maestro y esclavo (Figura 53).

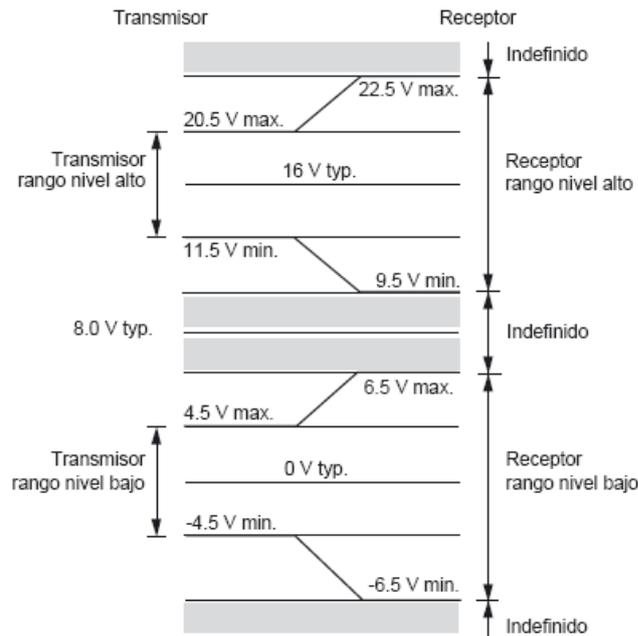


Figura 53: Rango de tensiones DALI™ [41]

El microcontrolador utiliza tecnología CMOS y los niveles de tensión correspondientes a las entradas y salidas digitales son 0 – 3,3 V, por lo que es necesario un circuito de adaptación de señales que convierta los 3,3 V de salida del microcontrolador al correspondiente nivel lógico alto de DALI™. Fabricantes e investigadores han desarrollado varios tipos de interfaces microcontrolador–DALI™ [127-129]. La opción diseñada tiende a hacer un circuito lo más pequeño y económico posible por lo que sólo se utiliza una fuente de alimentación de 12 V para alimentar la interfaz DALI™ del balasto. El circuito propuesto se presenta en la Figura 54.

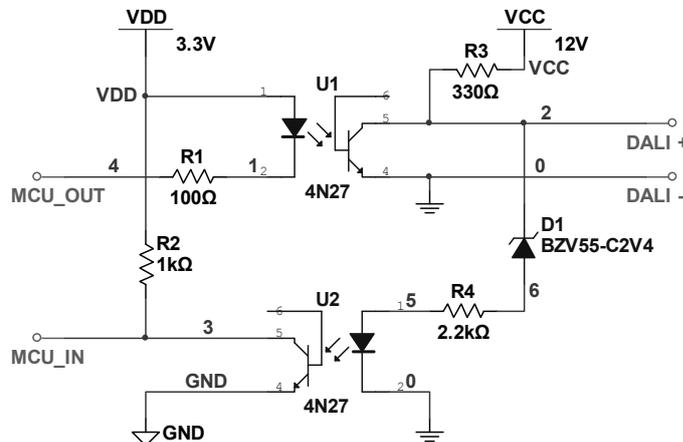


Figura 54: Circuito de adaptación de nivel de señales entre Wasmote® (ATmega1281) y DALI™

En su diseño se han considerado las características eléctricas del microcontrolador ATmega1281, que emplea la plataforma Wasmote®, y de los optoacopladores:

Tabla 6: Características eléctricas de ATmega 1281 y optoacoplador 4N27

Atmega 1281		4N27	
$I_{max}$	40 mA	$CTR_{min}$	0,1
$V_{IHmin}$	1,98 V	$V_{Fmin}$	1,2 V
$V_{ILmax}$	0,99 V	$V_{Fmax}$	1,5 V
$V_{OLmax}$	0,6 V	$I_{Fmax}$	50 mA
$V_{OHmin}$	2,3 V	$I_{CEOmax}$	50 nA
		$V_{CE(sat)max}$	0,5 V

El valor de  $R_1$  se elige de manera que, al estar una salida digital a nivel lógico bajo el LED quede polarizado, la corriente mínima dada por la hoja de características es de 1 mA:

$$(Ec. 10) \quad R_1 < \frac{V_{DD} - V_{F \min} - V_{OL \max}}{I_{\max}}$$

$$R_1 < \frac{3,3 - 1,2 - 0,6}{1m} = 1,5k\Omega$$

Para  $R_1$  se ha tomado un valor estandarizado de 100  $\Omega$ , con el que se consigue una corriente de 15 mA.

El valor de  $R_4$  se elige de manera que cuando el balasto emita a nivel alto la corriente supere 2 mA ( $I_F$ ), y cuando emita un nivel bajo la corriente no supere 1 mA. Los valores para la tensión de DALI™ se obtienen del transmisor (Figura 53).

$$(Ec. 11) \quad \frac{V_{DALIL \max} - V_Z - V_{F \min}}{I_{FL \max}} < R_4 < \frac{V_{DALIH \min} - V_Z - V_{F \max}}{I_{FH \min}}$$

$$900\Omega = \frac{4,5 - 2,4 - 1,2}{1m} < R_4 < \frac{11,5 - 2,4 - 1,5}{2m} = 3,8k\Omega$$

Tomamos un valor de 2200  $\Omega$ , la corriente cuando estemos a nivel alto (receptor) será como máximo:

$$(Ec. 12) \quad I_{FH} = \frac{V_{DALIH \min} - V_Z - V_{F \min}}{R_4}$$

$$I_{FH} = \frac{9,5 - 2,4 - 1,2}{2,2k} = 2,6mA > I_{FH \min}$$

Con lo cual determinamos  $R_3$ , teniendo en cuenta que el consumo en DALI™ será menor de 2 mA a nivel alto [41]:

$$(Ec. 13) \quad R_3 = \frac{V_{CC} - V_{DALIH \min}}{I_{Total}}$$

$$R_3 = \frac{12 - 9,5}{2m + 2,6m} = 543,48\Omega$$

Tras el cálculo se han encontrado heurísticamente resultados más satisfactorios con 330  $\Omega$ , los niveles obtenidos pueden observarse en la Figura 55.

El valor de  $R_2$  se selecciona para disminuir la corriente que circula por el emisor del transistor cuando está en saturación. Al ser un microcontrolador de tecnología CMOS puede despreciarse la corriente de entrada: se ha utilizado un valor de 1 k $\Omega$ .

El optoacoplador U1 se ocupa de la transmisión desde el nodo hasta el balasto mientras que el circuito U2 recibe la trama *backward* cuando se responde a un mensaje de petición. Para transmitir un nivel alto la salida digital MCU\_OUT se pone a nivel alto, de esta manera el diodo LED de U1 no está polarizado y el fototransistor queda abierto, dando un nivel alto a la entrada del balasto. Cuando la salida MCU\_OUT da un nivel bajo el diodo se polariza cerrando el transistor. Cuando el balasto recibe un comando de petición el balasto entra en modo activo y responde con la trama *backward*. Un nivel alto en el balasto se convierte en un nivel bajo a la salida del optoacoplador U2, que es leído en el microcontrolador por la entrada del microcontrolador MCU\_IN. El programa del microcontrolador invierte el valor obtenido a la hora de determinar la respuesta del

balasto. La Figura 55 es un registro obtenido en laboratorio de una trama *forward* con su correspondiente *backward* de respuesta a la petición de estado del balasto. El microcontrolador se encarga también de la conversión de/a Manchester Diferencial, los cursores muestran cómo se consigue una tasa de transferencia dentro del rango de DALI™ (1200 ± 10% bps [41]).

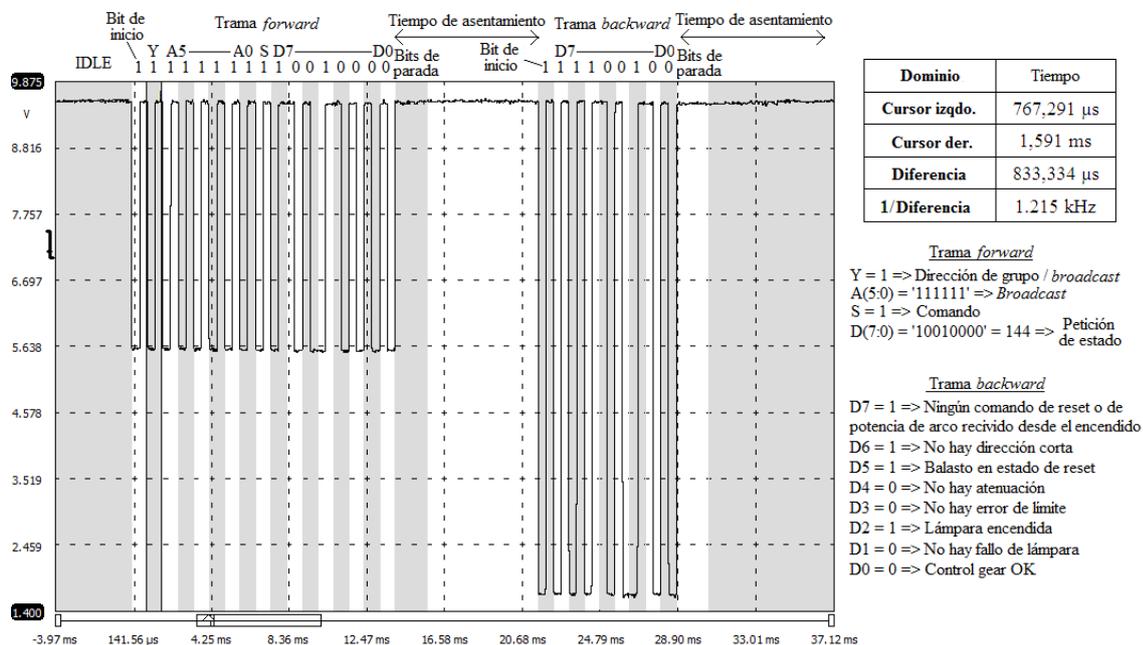


Figura 55: Tramas DALI™ (*forward* y *backward*) para una petición de estado

Desde el punto de vista individual del nodo solo hay tres tipos de tramas DALI™, de acuerdo a la manera en la que son enviadas y si requieren una respuesta del balasto o no. De esta manera un comando de control de potencia de arco (directo o indirecto) se envía una sola vez mientras que un comando de configuración se envía dos veces, entre ambas no pueden transcurrir más de 100 ms. Cuando se envía un comando de petición el nodo debe quedar preparado para recibir la trama *backward* a no ser que la respuesta sea ‘No’, en cuyo lugar no se recibe ninguna trama.

### 3.1.5 Diseño de la solución técnica.

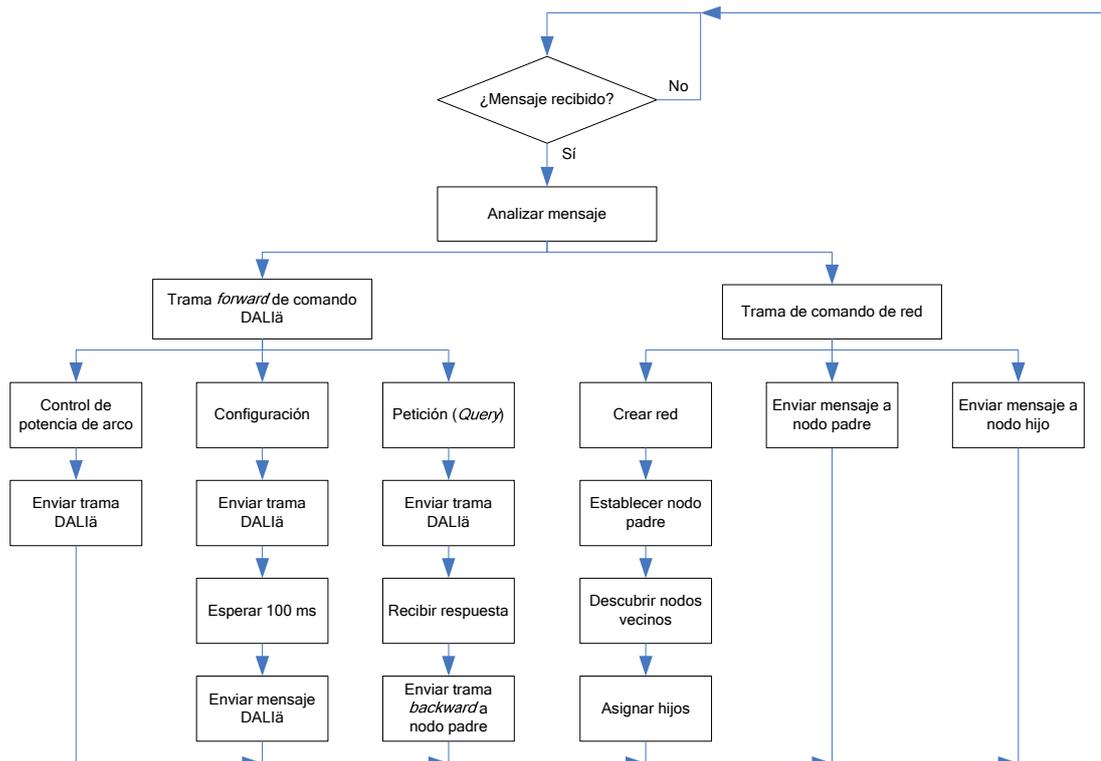
El módulo RF sólo soporta comunicaciones punto a punto y punto a multipunto, por lo que la única topología de red permitida es la estrella. Esta configuración es totalmente inútil en un sistema de alumbrado público ya que es imprescindible que el coordinador de la red pueda alcanzar cualquier nodo.

Al utilizar IEEE 802.15.4™ se trabaja directamente sobre los niveles físico y de control de acceso al medio, por lo cual al no definir un nivel de red no hay ningún mecanismo de enrutamiento. En lugar de optar por uno de los protocolos existentes (RF4CE®, ZigBee®, EmberZNET®...) se ha optado por la creación de una capa de red completamente nueva. La capa de red creada es muy simple: consiste en una tabla de almacenamiento en el coordinador y otra en cada nodo de la red:

La tabla del coordinador contiene información de cada nodo y se almacena en la memoria del PC. Esta tabla contiene la dirección MAC del nodo y de cada router que se encuentra en su camino. El tamaño de la tabla queda predefinido por la longitud total (máxima profundidad) de la red. Otro campo de la tabla es el número de hijo que un nodo representa para su padre (el router que está situado en el nivel anterior).

La tabla almacenada en los nodos contiene solamente las direcciones MAC de los nodos inmediatamente descendientes en el orden dado por el coordinador.

Esta manera de crear la red permite al coordinador usar un enrutamiento desde el origen (*source routing*) en el cual el coordinador coloca en el paquete a transmitir las direcciones de los nodos que actúan de router, pero en lugar de las direcciones completas se utilizan los números que el nodo representa en la tabla del nodo superior, de esta manera puede utilizarse como índice por el nodo correspondiente para entrar en la tabla y seleccionar el próximo nodo. El nodo reacciona dependiendo de si recibe paquetes con comandos DALI™ o comandos de red de acuerdo al flujograma de la Figura 56.



**Figura 56: Diagrama de flujo del programa implementado en Wasmote®**

Para la programación se ha empleado la herramienta Wasmote® en la que se pueden realizar las fases de programación y compilación del código a ejecutar y en la que se encuentran las librerías facilitadas por el fabricante con la serie de funciones primitivas que posibilitan la gestión de las comunicaciones en la red.

El dispositivo RF ZigBee® utiliza la estructura de trama mostrada en la Figura 57 para la comunicación vía RF, no hay que preocuparse por los campos ya que las funciones de la librería de Wasmote® se encargan de rellenarlos, simplemente hay que especificar si la dirección de destino es de 64 o 16 bits.

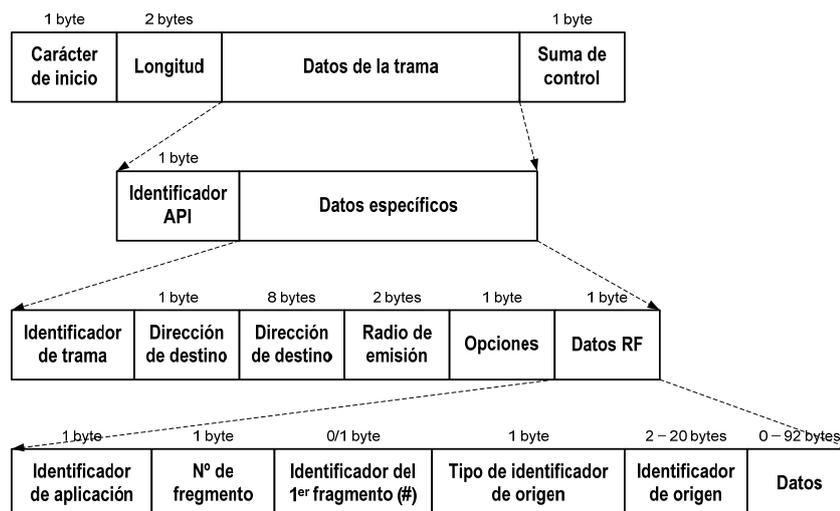


Figura 57: Estructura de trama de la interfaz de programación de aplicaciones (*application programming interface*, API) ZigBee® de XBee® [130]

En el campo **Datos RF**, anterior a los datos reales, Libelium® ha creado un cabecero que permite la fragmentación de paquetes para envío de datos por radiofrecuencia [130]. El campo **Identificador de origen** del cabecero indica si el emisor se identifica por su dirección MAC (8 bytes), de red (2 bytes) o una cadena de 20 caracteres (dirección de nodo).

Definida la red y la estructura de la trama de comunicaciones se desarrolla la capa de red propietaria.

El código software implementado en Wasmote® (el programa de Arduino™) se denomina *sketch* que comienza con la declaración de las constantes y variables oportunas y sigue con dos funciones especiales, *setup()* y *loop()*. La función *setup()* se llama únicamente cuando el programa comienza, se utiliza para realizar tareas de configuración, iniciar librerías o definir los puertos como entrada o salida. La función *loop()* se llama continuamente y es donde reside el núcleo del programa.

Las constantes definidas se utilizan para comparar ciertos bytes del paquete de datos recibido por el módulo RF ZigBee®. Se contempla que los paquetes de información contengan datos relativos al balasto (comandos DALI™) o al módulo inalámbrico (comandos de red) en función del valor del primer byte de la trama del campo **Datos de ZigBee®**, '0x00' si se trata de una instrucción DALI™, en cuyo caso el módulo enviará una trama *forward*, o '0x01' si es un comando de red.

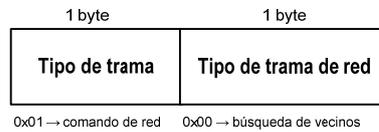
Al recibir una instrucción de DALI™ en una trama *forward* el siguiente byte indica el tipo de comando DALI™, '0x00' para un nivel de atenuación directo o '0x01' para un comando de configuración o petición. Esta distinción es necesaria para determinar el contenido del bit S de la trama *forward*. Un nivel directo se transmite al balasto sin mayor complicación, mientras que si es un nivel indirecto se procesa como un comando y hay que comprobar su tipo. La norma [124] describe 350 comandos que se encuentran perfectamente ordenados y es fácil la distinción a partir del contenido del byte de datos: los comandos entre el 0 y el 31 son comandos de control de potencia de arco, del 32 hasta el 129 son comandos de configuración, a partir del 144 y hasta el 255 se encuentran los comandos de solicitud de información (*query*), el resto son de uso especial, la mayoría de ellos sólo se utilizan en el proceso de asignación de direcciones cortas (que no se emplean ya que cada nodo direcciona su balastos en modo *broadcast*).



**Figura 58: Estructura de la trama de instrucción DALI™ de (a) nivel de potencia de arco y (b) comando de configuración o petición**

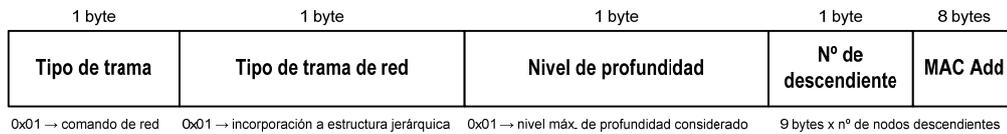
Si se recibe un comando de red por parte del coordinador habrá 5 opciones posibles según el contenido del siguiente byte.

Un ‘0x00’ tras un comando de red indica que el nodo realizará una búsqueda de dispositivos vecinos en su rango de alcance para enviar la lista al coordinador.



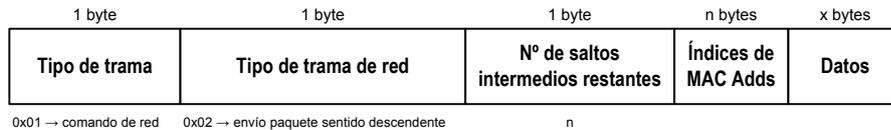
**Figura 59: Estructura de la trama de red para la búsqueda de vecinos**

Al recibir un ‘0x01’ tras un comando de red el coordinador habrá enviado además la lista de direcciones MAC de entre las que descubrió con la acción anterior que el nodo tomará como hijos en el nivel jerárquico inmediatamente inferior.



**Figura 60: Trama de red – Creación de estructura jerárquica**

Si tras un comando de red el contenido del byte es ‘0x02’ se trata de transferir el paquete a uno de los hijos, el siguiente byte tendrá el número de saltos intermedios incluyendo al nodo actual y el siguiente al índice de la MAC del nodo hijo, al que el nodo dirigirá el resto del paquete previa reducción del número de saltos.



**Figura 61: Trama de red – Envío en sentido descendente**

Si se ha recibido tras un comando de red un ‘0x03’ el paquete provendrá de uno de los hijos del nodo y se tratará de una respuesta de un comando *query* que habrá que hacer llegar al coordinador.



**Figura 62: Trama de red – Envío en sentido ascendente**

Por último, si el comando de red es un ‘0x04’, el nodo tomará la MAC del nodo emisor como padre y también su nivel en la red. No es necesario que cada nodo controle su

nivel en la red, pero sí si es descendiente directo del coordinador (lo que supone el fin de la transmisión hacia atrás) o no.



**Figura 63: Trama de red – Asignación de nodo de nivel superior y nivel de profundidad**

A continuación se han declarado las variables del sistema encargadas de guardar el paquete de datos recibido, las direcciones MACs de los hijos que a los que el nodo puede enviar, etc.

Después de definir las constantes y variables aparecen las funciones antes comentadas *setup()* y *loop()*.

En la función *setup()* se empieza inicializando las variables de las librerías API (*application programming interface*) de Libelium® *WaspXBee868.h* y *WaspXBeeCore.h*, toda la información del contenido de las librerías puede encontrarse en la referencia [130], también se enciende el módulo inalámbrico y se activa la UART que conecta al microcontrolador con el módulo. Además se van a utilizar dos puertos digitales y una salida de alimentación, el puerto 5 se configura como salida y se deja a nivel lógico alto, este puerto será el que conmute para generar la trama DALI™. El puerto 3 se configura como entrada, será el que reciba la trama *forward*. Una de las salidas de alimentación proporciona una tensión de alimentación de 3,3 V y una corriente máxima de 200 mA, será la que se utilice como  $V_{DD}$ .

En la función *loop()* está el programa principal, el nodo se encuentra continuamente comprobando la función *XBee.available* que devuelve ‘TRUE’ en caso de haber recibido un paquete. Posteriormente se comprueba el primer bit correspondiente al campo **Datos** de la estructura de la trama comprobando si se trata de una trama de comando DALI™ o de red, cumpliendo el diagrama de flujo presentado en la Figura 56.

Después de la función *loop()* se declaran las funciones privadas (subrutinas) necesarias para llevar a cabo la conversión del comando recibido como un byte a una trama *forward* así como la recepción de la trama *backward*.

La primera función creada recibe el nombre de *binario()* y como parámetros recibe un puntero a entero y un byte (entero de 8 bits sin signo). La función se encarga de pasar el valor del comando al vector de enteros en formato binario.

La siguiente función *tramaDali()* se ocupa de crear la trama *forward*, recibe como parámetros dos punteros a entero, el primero sirve para almacenar el vector con la trama *forward*, como un nodo sólo direcciona a un balasto el byte de dirección se deja a ‘111111S’. Después de establecer el byte de dirección pasa el segundo vector que se pasó como parámetro al llamar a la función al byte de datos de la trama DALI.

La trama DALI™ creada se pasa a la siguiente función, *enviaManchester()*, para transferir el comando a los terminales DALI™ del balasto, la función simplemente trata de comprobar si el bit de la trama es ‘0’ o ‘1’ y generar la transición alto–bajo o bajo–alto correspondiente, añadiendo tiempos de espera de 400  $\mu$ s.

La función *DALIbackward()* recibe como parámetro el puntero que guardará la trama *backward* de respuesta a un comando *query*, esta trama recibida en Manchester Diferencial se convierte a binario natural en la función *DALIback2bin()* y se almacena en otro vector, que se pasará como parámetro a la función *bin2char()* que devolverá el

valor convertido a entero de 8 bits sin signo, listo para ser enviado en un paquete de datos al coordinador de la red.

Por último, se ha implementado (aparte de las proporcionadas en la librería) la función **construyeTrama()** para generar la trama del ZigBee® a partir del cabecero de Libelium® (fila inferior de la Figura 57) a fin de poder utilizar como datos vectores de enteros de 8 bits sin signo, debido a que las funciones propias de Libelium® obligan al uso de cadenas de caracteres, imposibilitando el envío de caracteres como el ASCII NULL ('/0', '0x00'), al tomarlo como fin de cadena.

### 3.1.6 Elección de un sistema de interfaz para comunicaciones y control de entradas/salidas

Empleando en entorno NetBeans® IDE<sup>9</sup>, por medio del lenguaje Java™, se ha realizado<sup>10</sup> una interfaz gráfica que sirve para comunicar el coordinador con cada uno de los módulos. La elección de Java™ se debe a que permite una gran versatilidad, permitiendo su visualización sin la necesidad de ningún software especial, y además su externalización mediante acceso a través de Internet.

La interfaz se puede hacer extensiva a un número ilimitado de dispositivos. La única restricción es que está configurada para tres niveles de profundidad, ya que su fin es comprobar la funcionalidad del sistema de gestión.

La interfaz gráfica está dividida en tres zonas. En la parte superior se encuentra la zona de enrutamiento; en ella se ha de seleccionar primero el puerto al que está conectado el coordinador. Para ello existe un desplegable que listará los puertos que detecte en el equipo. A continuación, pulsar el botón “Búsqueda de nodos”. Con estas funciones se crea una red con la que tendremos acceso a cada uno de los balastos, con lo cual, también tendremos conocimiento de los valores de la lámpara.

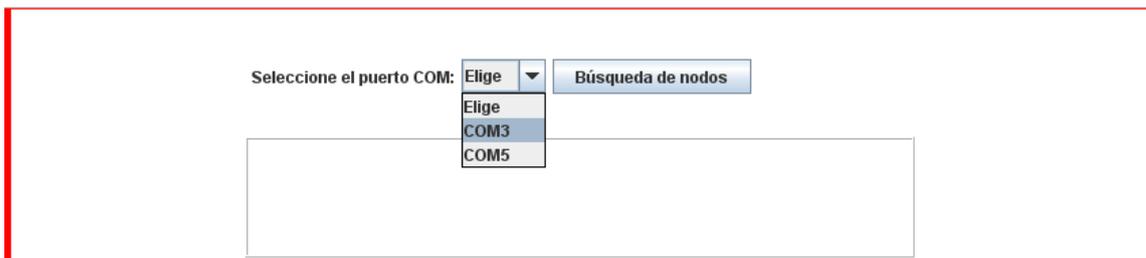


Figura 64: Zona superior de la interfaz

A continuación, en la parte central de la interfaz se encuentran los comandos propios de DALI™, con los que podemos encender, apagar, subir y bajar de potencia de la lámpara... Los botones en este panel son:

- “Incremento gradual”: establece durante 200 ms el nivel de potencia actual a un escalón superior.
- “Decremento gradual”: establece durante 200 ms el nivel de potencia actual a un escalón inferior.
- “Incremento instantáneo”: establece instantáneamente el nivel de potencia actual a un escalón superior.

<sup>9</sup> <http://netbeans.org/>

<sup>10</sup> Por un miembro del Grupo de Investigación TIC-168 ICEI que no es el autor.

- “Decremento instantáneo”: establece instantáneamente el nivel de potencia actual a un escalón inferior.
- “Encender/Incremento instantáneo”: establece instantáneamente el nivel de potencia actual a un escalón superior. Si la lámpara está apagada, ésta se encenderá con este comando y se establecerá al mínimo nivel.
- “Decremento instantáneo/Apagar”: establece el nivel de potencia actual a un nivel inmediatamente inferior sin *fading*. Si la lámpara ya está en el nivel mínimo, la lámpara se apagará con este comando.
- “Nivel máx. gradual”: establece el nivel al 100%.
- “Nivel mín. gradual”: establece el nivel al 60%.
- “Nivel máx. instantáneo”: establece instantáneamente el nivel actual de potencia al nivel máximo. Si la lámpara está apagada, se debería encender con este comando.
- “Nivel mín. instantáneo”: establece instantáneamente el nivel actual de potencia al nivel mínimo. Si la lámpara está apagada, se debería encender con este comando.
- “Apagar”: apaga instantáneamente la lámpara.

Además, a la derecha de estos botones hay otro panel llamado “Nivel de potencia” en el que se puede seleccionar la potencia de arco de la lámpara en un desplegable (configurado para el rango de potencia del balasto descrito en 3.1.1, del 60–100%).

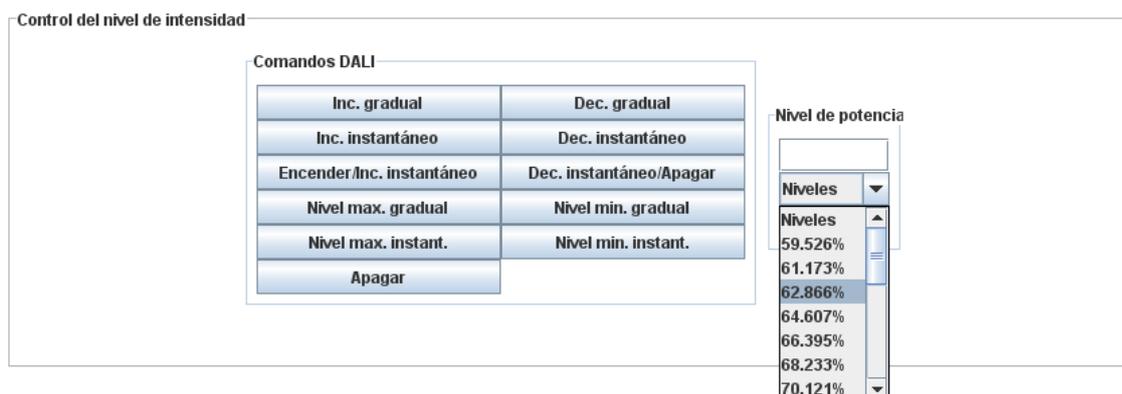


Figura 65: Zona central de la interfaz

En la parte inferior de la Figura 66 se encuentra la zona para pedir información al balasto, es la llamada “Estado del equipo de control”. Se puede preguntar al pulsar en “Todos los valores” sobre aquellos parámetros que puede responder el balasto, o bien uno a uno.

“Fallo del equipo de control”: este parámetro no se puede preguntar de forma independiente. Sólo es respondido por medio de la respuesta a “Todos los valores”. Pregunta si hay algún balasto con la dirección dada que sea capaz de comunicar. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’.

“Fallo de la lámpara”: pregunta si hay algún problema en la lámpara conectada a la dirección dada. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’.

“Lámpara encendida”: pregunta si hay alguna lámpara funcionando en la dirección dada. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’.

“Error de límite”: pregunta si el último nivel preguntado en la dirección dada no se pudo alcanzar porque estuviera por encima del nivel máximo o por debajo del nivel mínimo. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’.

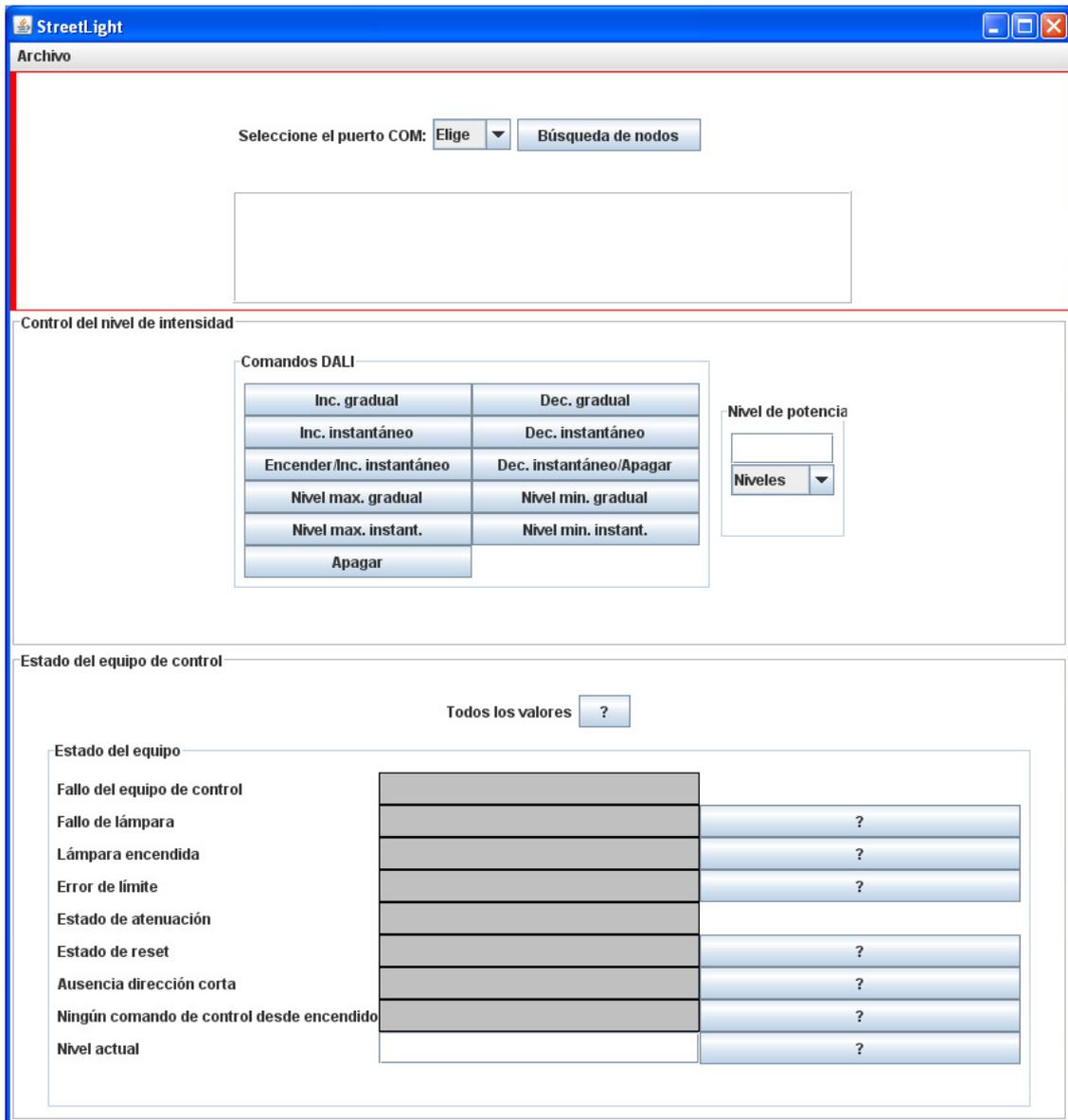


Figura 66: Vista completa de la interfaz

“Estado de atenuación”: este parámetro no se puede preguntar de forma independiente. Sólo es respondido por medio de la respuesta a “Todos los valores”. Si no se encuentra atenuando la respuesta es un ‘0’, por el contrario es un ‘1’ si lo está.

“Estado de *reset*”: pregunta si el balasto está en estado de *reset*. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’.

Ausencia dirección corta: pregunta si el balasto no tiene dirección corta. La respuesta es ‘Sí’ o ‘No’. La respuesta es ‘Sí’ si el balasto no tiene dirección corta.

Ningún comando de control desde el encendido: la respuesta debe ser ‘Sí’ si el balasto no ha recibido un *reset* o uno de los siguientes comandos directos de control desde la última vez que se encendió: “Control directo de potencia de arco”, “Apagado”, “Nivel máx. instantáneo”, “Nivel mín. instantáneo”, “Decremento instantáneo/Apagar”, “Encender/Incremento instantáneo”.

Además de estos valores, se puede preguntar sobre el nivel actual de potencia de arco de la lámpara por medio del botón situado al lado de “Nivel actual”. En el campo correspondiente se indicará el porcentaje del mismo.

### 3.1.7 Mejora del sistema de comunicaciones

Aunque la plataforma combinada Wasmote®–XBee® facilita enormemente las tareas de diseño y programación con muy buenos resultados, el coste es demasiado elevado: se decide acometer una solución alternativa que emplee un tipo de módulos de comunicaciones que pueda implementar la red a menor coste.

#### 3.1.7.1 Módulos DZ–ZB–Gx [131]

La empresa alemana DiZiC Co., Ltd. dispone de módulos basados en el estándar IEEE 802.15.4™ que operan en la frecuencia de 2,4 GHz, estando dotados de un amplificador de potencia que les permite alcanzar una potencia de transmisión de +20 dBm (100 mW). También existe la versión sin amplificador que transmite a +7 dB (DZ–ZB–Sx).



Figura 67: Módulos DZ–ZB–Gx [131]

Estos módulos están adaptados al estándar 802.15.4 y listos para ser utilizados, resultan simples de operar y están disponibles en varias configuraciones (con y sin amplificador de potencia, varias opciones de antena como SMD, SMA, UFL..., con y sin aislamiento...). Su campo de aplicación incluye los sectores energéticos, el HVAC, la domótica, la seguridad y monitorización, las WSN, las AMR, la telemetría, los terminales de mano inalámbricos, la medicina o los sistemas de control de temperatura y humedad.

Las características del módulo DZ–ZB–Gx de DiZiC®, en particular, se describen a continuación [131]:

- Sistema completo:
  - Transceptor 2,4 GHz.
  - Microcontrolador de 32 bits ARM® Cortex–M3.
  - 128 kB flash, 8 kB RAM.
  - Estándar de cifrado AES128.
  - Temporizadores de propósito general, comunicación serie UART, ADCs...
  - Puertos de entrada y salida de propósito general altamente configurables.
- Procesador Cortex–M3:
  - Procesador de 32 bits.
  - Set de instrucciones Thumb 2.
  - Operación a 6, 12 o 24 MHz.
  - Controlador de interrupciones vectorizadas anidadas.
- Técnicas de depuración innovadoras:
  - Interfaz de depuración serie.
  - JTAG.

- Características RF:
  - Sensibilidad Rx: -105 dBm.
  - Nivel de potencia de salida Tx: +20 dBm.
- Bajo consumo de energía:
  - Corriente RX: 35 mA.
  - Corriente TX (+20 dBm): 130 mA.
  - Menos de 6  $\mu$ A en modo de sueño.
  - Oscilador RC interno de baja frecuencia para temporizar en modo de baja energía.

Oscilador RC interno de alta frecuencia para inicio rápido desde modo sueño.

El módulo se compone del sistema integrado (*system on chip*, SoC) STM32W108, la circuitería necesaria entre el SoC y la antena y las pilas de protocolos disponibles:

**Pila ZigBee® propietaria:** software robusto de protocolo ZigBee® para control inalámbrico y aplicaciones de monitorización. Ésta no define una capa de red, por lo que no tiene ningún mecanismo de enrutamiento, dejando al desarrollador crear las capas superiores.

**Pila RF4CE®** (radiofrecuencia para electrónica de consumo), utilizada por una gran variedad de productos de electrónica de consumo audio visuales con control remoto.

**Pila EmberZNet® PRO**, software completo del protocolo ZigBee® que contiene todos los elementos requeridos para crear aplicaciones con redes en malla robustas y fiables.

En la web del SoC<sup>11</sup> STM32W108 pueden encontrarse varios ejemplos para iniciarse en la programación del sistema e información sobre la capa de abstracción hardware (*hardware abstraction layer*, HAL). Se trata de una interfaz entre el hardware y el software desarrollado, de manera que la aplicación no accede directamente al hardware sino que lo hacen mediante esta capa abstracta. Las HALs abstraen información del sistema (memoria, entrada/salida, interrupciones) y usan datos para darle al software una forma de interactuar con los requerimientos específicos del hardware sobre el que deba correr.

Para probar el funcionamiento de los módulos y comprobar el funcionamiento del código de aplicación están disponibles unas placas de evaluación que constan de un módulo DZ-ZB-G o DZ-ZB-S (igual al G pero sin amplificador de potencia, llegando sólo a +7 dBm).

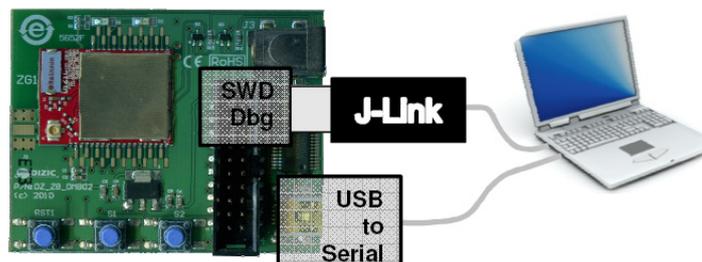


Figura 68: Módulo de evaluación DZ-ZB-G

El módulo puede programarse mediante USB o JTAG (Figura 69). La interfaz JTAG permite el uso del cable del fabricante STMicroelectronics ST-LINK para programación y depuración en el circuito.

<sup>11</sup> <http://www.st.com/internet/mcu/product/245381.jsp>



Figura 69: Programador y depurador en circuito ST-LINK

### 3.1.7.2 Modificación del sistema de gestión propuesto

La sustitución de los bloques Microcontrolador y Transceptor de la Figura 47, constituidos por el módulo de Libelium® y de Digi® respectivamente, por un único módulo de DiZiC® que reúne ambas funciones deja el diagrama de bloques funcionales del sistema de telegestión como se describe en la Figura 70.

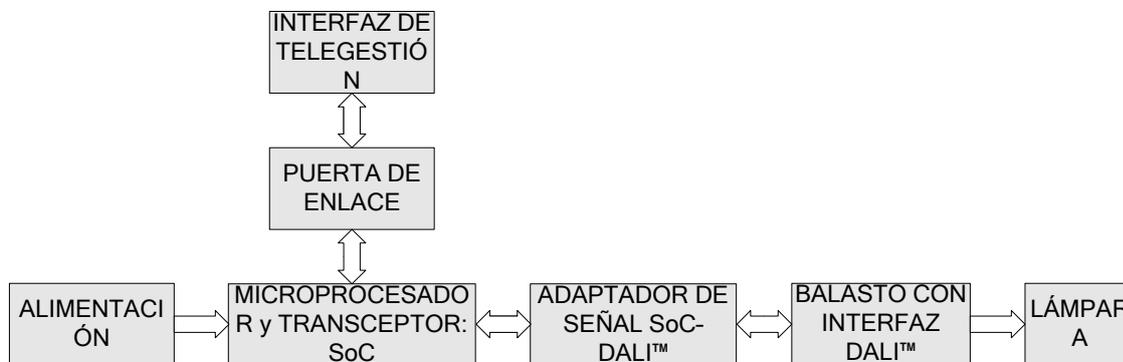


Figura 70: Esquema mejorado del sistema de telegestión

Se pretende conseguir un control individual de cada luminaria mediante una red inalámbrica y protocolo DALI™, el diseño propuesto consiste en implementar en el microcontrolador Cortex M3 del SoC STM32W108 el protocolo DALI™ haciendo uso de las entradas y salidas digitales para obtener un controlador DALI™ maestro, los puertos digitales del microcontrolador se conectan a los terminales DALI™ (Figura 44) del balasto, de esta manera cada nodo de la red está formado por un módulo inalámbrico, un balasto y una lámpara de VSAP. Para la comunicación con los módulos se conecta una de las placas de evaluación DZ-ZB-DMB02 en un PC, que actuará como nodo sumidero y coordinador de la red. Para alcanzar los nodos que queden fuera del alcance del coordinador se ha optado por diseñar una estructura en árbol, cada módulo inalámbrico puede actuar como *router* y servir como nodo intermedio en la transferencia de paquetes. La estructura sigue teniendo el esquema de la Figura 48. Utilizando un controlador DALI™ normal sólo hubiéramos podido direccionar 64 balastos (al solo contar con 6 bits de dirección en una trama *forward*, Figura 50), al utilizar la dirección de cada nodo se expande enormemente el número de balastos controlables. El coordinador puede acceder a cualquier balasto DALI™ utilizando la dirección MAC (ocho bytes) o de red (dos bytes) del nodo en lugar de la dirección corta del dispositivo esclavo. El paquete enviado por el coordinador contiene la trama DALI, cuando llega al nodo direccionado se envía del nodo al balasto. Cada nodo tiene conectado un solo balasto, por lo que el byte de dirección de la trama *forward* de DALI™ puede dejarse en modo *broadcast* ('111111S'), permitiendo obviar las direcciones cortas del protocolo DALI™ y evitar el problema del reducido número de direcciones individuales que impedían el uso de DALI™ para controlar puntos de luz singulares en una instalación con más de 64 puntos.

### 3.1.7.3 Modificación de la solución técnica

Dado que la etapa de adaptación de nivel de señales entre la MCU y el puerto DALI™ del balasto se ha diseñado en 3.1.4 atendiendo a las características eléctricas del microcontrolador empleado allí, sólo tendremos que rediseñar los pasivos del circuito de la Figura 54 con los datos del SoC actual, que se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7: Características eléctricas del SoC STM32W108 y el optoacoplador 4N27

STM32W108		4N27	
$I_{max}$	25 mA	$CTR_{min}$	0,1
$I_{L,max}$	-0,5 $\mu$ A	$V_{Fmin}$	1,2 V
$I_{H,max}$	0,5 $\mu$ A	$V_{Fmax}$	1,5 V
$V_{OL,max}$	0,594 V	$I_{F,max}$	50 mA
$V_{OH,min}$	2,706 V	$I_{CEO,max}$	50 nA
		$V_{CE(sat),max}$	0,5 V

Operando en la (Ec. 10) con los nuevos valores tenemos los siguientes resultados.

$$R_1 < \frac{V_{DD} - V_F - V_{OL,max}}{I_{max}} = \frac{3,3 - 1,2 - 0,594}{1m} = 1,5k\Omega$$

Con lo que  $R_1$  mantiene el valor estandarizado de 100  $\Omega$ , con el que se consigue una corriente de 15 mA, inferior a la máxima que aguanta cada puerto (25 mA).

El valor de  $R_2$  se mantiene en 1 k $\Omega$  ya que las razones de su elección no han variado.

Los valores de  $R_4$  y  $R_3$  no dependen de las características eléctricas del SoC, por lo que se mantendrán los valores ya calculados en la (Ec. 11) y la (Ec. 13)) (de 900 a 3,8 k $\Omega$  y 543,48  $\Omega$  respectivamente) y se obtendrá el mismo valor de corriente máxima a nivel alto (receptor), 2,6 mA, que se obtuvo en la (Ec. 12).

Tras el cálculo se comprueba heurísticamente que un valor de  $R_3$  de 1 k $\Omega$  y de 440  $\Omega$  para  $R_4$  da en osciloscopio registros de las tramas idénticos a los mostrados en la Figura 55.

Así el circuito de adaptación entre los niveles eléctricos de las señales del SoC y del balasto queda como se muestra en la Figura 71.

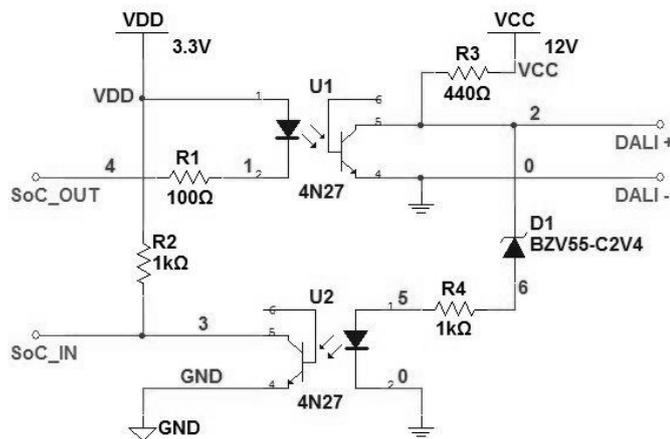


Figura 71: Circuito de adaptación de nivel entre el SoC (STM32W108) y DALI™

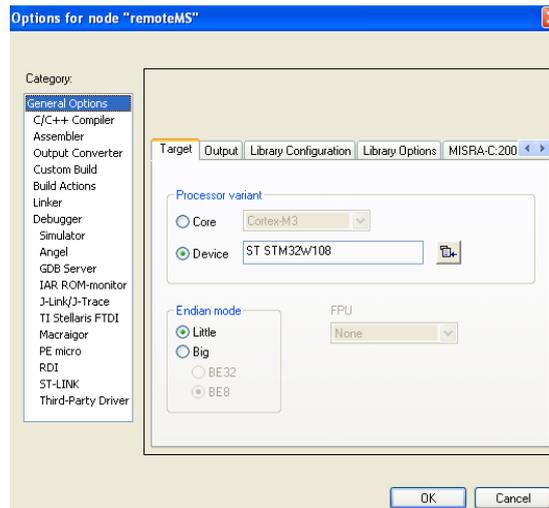
Para poder programar y depurar los programas del MCU del SoC se ha fabricado un módulo sencillo para poder conectar el cable JTAG del ST-LINK al módulo RF.



- la carpeta “*shared*” que contiene los archivos con los cabeceros y funciones para temporizadores, puerto serie, etc.,
- la carpeta “*nl*” para los archivos correspondientes a la capa de red y
- la carpeta “*remoteMS*” para guardar el proyecto.

Seguidamente, para comenzar con la creación del proyecto, se abre el entorno *IAR Embedded Workbench for ARM®* y se selecciona la opción de un proyecto en blanco en “*project/create Project*”. Éste se guarda en la carpeta donde se haya creado el proyecto.

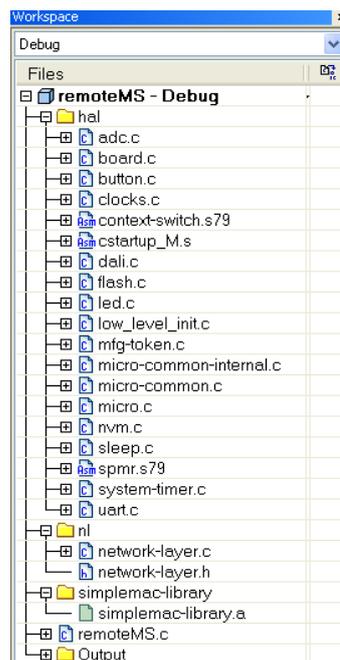
El siguiente paso es configurar el proyecto en “*project/options*”. La ventana de configuración tiene el aspecto mostrado en la Figura 74.



**Figura 74:** Ventana de configuración de proyecto de *IAR Embedded Workbench*

Las opciones a modificar, además de las que ya vienen establecidas por defecto, son las referentes al dispositivo, a la librería y al compilador, *linker* y depurador C/C++.

Para programar el microcontrolador se conecta al cable ST-LINK y se selecciona “*Project/Download and Debug*” en el menú del entorno. En la ventana de trabajo del entorno de desarrollo se crea la estructura de archivos y carpetas de la Figura 75.



**Figura 75:** Espacio de trabajo

Además de los ficheros que incluye la librería (carpetas “*hal*” o “*simplemac-library*”) de STMicroelectronics®, se han modificado los archivos correspondientes a la placa (*board.c* y *board.h*) para añadir las placas de evaluación de DiZiC® y el nuevo puerto DALI™ implementado y se han creado los siguientes ficheros:

- *dali.c* y *dali.h* con las funciones relativas al uso de uno de los puertos como puerto DALI,
- *network-layer.c* y *network-layer.h* con la capa de red creada para dotar al sistema basado en IEEE 802.15.4™ de una estructura jerárquica y
- *remoteMS.c* que es el fichero con el programa principal.

La modificación del fichero *board.h* obedece a que se ha de incluir:

- el listado de los módulos a emplear, su definición con el número de LEDs, botones y puertos DALI™, uno de entrada y otro de salida,
- la estructura del recurso que utiliza la señal DALI™ (*DaliResourceStruct*), esto es, el nombre (una cadena de caracteres), número de puerto y *pin* (dos enteros),
- la estructura de las interfaces de entrada y salida en la que se añade a la estructura anterior las de los botones y LEDs,
- el número de señales DALI™ en la estructura de recursos de la placa y
- la macro de definición de las señales DALI™ para poder pasar como parámetro el número del recurso.

En el fichero *board.c* hay que incluir

- los puertos digitales de los LEDs y botones de las placas de evaluación,
- los puertos que se utilizarán como señales de control DALI™ y
- la estructura de recursos para las placas.

En los archivos *dali.c* y *dali.h* se crean las funciones necesarias para utilizar los puertos de entrada y salida DALI™. Estos archivos se incluyen dentro de la HAL.

Conviene recordar que desde el punto de vista individual del microcontrolador solo hay tres tipos de tramas DALI™, de acuerdo a la manera en la que son enviadas y si requieren una respuesta del balasto o no (último párrafo de 3.1.4, pp. 52, y Figura 56).

Se definen las constantes oportunas para identificar el tipo de instrucción DALI™ (control de potencia de arco, configuración o petición), para marcar la posición del bit *S* (a modificar según la trama sea un comando, ‘1’, o nivel de potencia de arco directo, ‘0’) y el tiempo de espera a una trama *backward*.

Las funciones creadas para implementar el protocolo DALI™ en el MCU tienen como finalidad:

- procesar el tipo de comando recibido e identificar a qué tipo de trama pertenece,
- convertir el comando recibido como un valor entero a un vector binario y a una trama DALI™, a la que se le añade el byte de dirección en modo *broadcast*,
- emitir la trama *forward* DALI™ en codificación Manchester Diferencial (3.1.4, Figura 49) y
- recibir la trama *backward* leyendo el puerto de entrada (con las correspondientes comprobaciones de errores en el código) y convertirla a un valor entero.

Seguidamente se pasa al diseño de la capa de red para dotar al sistema inalámbrico de una estructura jerárquica, el código fuente se encuentra en los archivos *network-layer.h* y *network-layer.c*.

Como se vio en 3.1.2 y 3.1.5, el módulo 802.15.4 sólo soporta la topología en la estrella, inútil en la aplicación de alumbrado público. El empleo de IEEE 802.15.4™ no define capa de red ni mecanismo de enrutamiento y con el fin de asegurar la interoperatividad entre fabricantes se ha optado por la creación de una capa de red completamente nueva desechando los protocolos existentes (RF4CE, ZigBee®, EmberZNET...).

En esta mejora, La capa de red creada utiliza el “método de asignación de direcciones de red por defecto” que consiste en establecer una profundidad máxima en el árbol jerárquico y también fijar el número de descendientes que cada nodo puede tener [133]. Los parámetros necesarios son:

- $L_m$ : profundidad máxima (NWKMAXDEPTH).
- $C_m$ : máximo número de hijos para un nodo (NWKMAXCHILDREN).
- $R_m$ : máximo número de hijos con capacidad de enrutamiento (routers) para un nodo (NWKMAXROUTERS), en nuestro caso es igual al valor anterior, todos los nodos son routers.
- $d$ : el nivel de profundidad de un nodo concreto.

Las direcciones de los nodos hijos de cada padre se consiguen utilizando la función **Cskip()**, que es función de los cuatro parámetros anteriores, recordamos que sólo la profundidad de un nodo concreto es una variable:

$$(Ec. 14) \quad Cskip(d) = \begin{cases} 1 + C_m \cdot (L_m - d - 1) & \text{si } R_m = 1 \\ \frac{1 + C_m - R_m - C_m \cdot R_m^{(L_m - d - 1)}}{1 - R_m} & \text{si } R_m > 1 \end{cases}$$

El coordinador toma la dirección de red 0, suponiendo una profundidad máxima de 3 y como máximo 2 hijos por nodo el **Cskip()** para el valor de profundidad 0 (coordinador) sería 7. Dado que el coordinador tendrá como máximo dos nodos hijo, el primero de ellos tendrá la dirección del padre incrementada una unidad, mientras que el segundo tendrá la del primer hijo añadiéndole el **Cskip()**, es decir, el primer hijo sería la dirección 1 y el segundo la 8. La Figura 76 muestra un ejemplo de asignación de direcciones para el árbol completo:

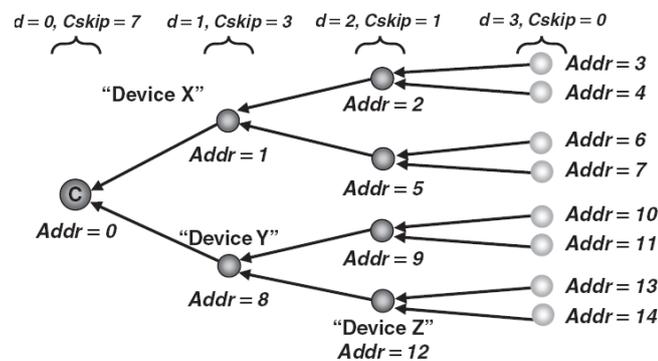


Figura 76: Ejemplo de asignación de direcciones por defecto [133]

El mensaje enviado por el coordinador a cualquier nodo de la red debe circular por cada *router* que se encuentre en su camino, la dirección de los nodos intermedios se va calculando en cada nodo desde el coordinador de la siguiente forma:

- $d$ : profundidad del nodo emisor.
- $A$ : dirección nodo emisor.
- $h$ : dirección siguiente.
- $D$ : destino final.

$$(Ec. 15) \quad h = A + 1 + \text{int} \left[ \frac{D - (A + 1)}{Cskip(d)} \right] \cdot Cskip(d)$$

La capa de red implementada se ha creado realizando la asignación de direcciones por defecto, el nodo coordinador es el encargado de crear la red almacenando una tabla en la que guarda todas las MACs de los nodos de la red, su profundidad, su dirección de red y el número total de nodos. De esta manera, dado que la dirección MAC es fija y propia de cada nodo, a la hora de direccionar a un nodo desde la interfaz de usuario se apunta a su dirección MAC, y el coordinador de la red se encarga de localizarlo en la red y enviar el paquete.

Una vez definido el mecanismo de enrutamiento describimos en detalle la capa de red. Partimos del formato de trama de IEEE 802.15.4 que se describe en [132].

2 bytes	1 byte	0/2 bytes	0/2/8 bytes	0/2 bytes	0/2/8 bytes	variable	2 bytes
CAMPO DE CONTROL DE TRAMA	Nº DE SECUENCIA	PAN-ID DE DESTINO	DIRECCIÓN DE DESTINO	PAN-ID DE ORIGEN	DIRECCIÓN DE ORIGEN	TRAMA DE DATOS	SECUENCIA DE COMPROBACIÓN DE TRAMA
		CAMPOS DE DIRECCIÓN					
CABECERA MAC						DATOS MAC	MFR

Figura 77: Trama MAC IEEE 802.15.4

El primer campo es el MHR (*MAC header*), esta sección de la trama consta de un **campo de control de trama** (2 bytes), un **número de secuencia** (incremental) y las **direcciones** de destino y fuente, la naturaleza de estas se configura en el campo de control de trama. a continuación se sitúan los **datos** a transmitir y por último el MFR (*MAC footer*) con el campo **FCS** (*frame check sequence*) para comprobar errores.

El primer byte del **campo de control de trama** configura los modos de direccionamiento y determina el contenido del campo de **direcciones**. El segundo byte configura el tipo de trama (datos, *Ack*, etc.), habilita seguridad, fragmentación del mensaje, petición de reconocimiento e indica si la trama se envía dentro de nodos pertenecientes a la misma Red de Área Personal (mismo PAN-ID).

A partir del primer campo de los **datos** de la trama MAC se sitúa un byte que controla el tipo de comando de red, el resto serán datos. Se ha distinguido entre datos, comando de red y comando remoto de red, por lo que sólo hacen falta dos bits. Los dos bits siguientes marcan el tipo de comando (o comando remoto), aquí se han contemplado cuatro tipos de comandos: descubrimiento de nodos, asignación de direcciones, envío de paquete en sentido descendente y envío en sentido ascendente (hacia el coordinador). El siguiente bit distingue entre una petición y una respuesta, mientras que el último bit (sexto) indica una confirmación (uso exclusivo en el descubrimiento de nodos). La Figura 78 muestra el byte de control de trama de red en detalle.

2 bits	2 bits	1 bit	1 bit	2 bits
00 - DATOS	—	0 - PETICIÓN ( <i>forward</i> )  1 - RESPUESTA ( <i>backward</i> )	—	(RESERVADO)
01 - COMANDO	00 - DESCUBRIR NODO		1 - NODO RECONOCIDO	
	01 - ASIGNAR DIRECCIÓN		—	
	10 - TRAMA DESCENDENTE		—	
	11 - TRAMA ASCENDENTE		—	
10 - COMANDO REMOTO	00 - DESCUBRIR NODO		—	
	01 - ASIGNAR DIRECCIÓN		—	
11 - (RESERVADO)	—		—	

Figura 78: Campo de control de trama de red

Aquí una trama de datos siempre será un comando DALI™, el bit de petición y respuesta se ajusta según sea una trama *forward* enviada por el coordinador a algún nodo que controle un balasto (petición o *query*) o una trama *backward* enviada desde un nodo de la red al coordinador (respuesta).

Cuando un nodo lanza un comando de petición de **descubrimiento de nodos** todos los nodos a su alcance envían un mensaje de respuesta con su dirección MAC, dado que el nodo coordinador las procesará una a una, cada nodo enviará su dirección cinco veces o hasta que reciba un mensaje de respuesta de nodo reconocido. Este comando utiliza un direccionamiento *broadcast*, enviando a todos los nodos de la red poniendo el bit de dirección de red a '0xFFFF'.

En la **asignación de direcciones** se utiliza la dirección MAC del nodo en cuestión en el campo de dirección de destino (todavía no tiene asignada dirección de red). El nodo que reciba este mensaje recibe a continuación su nivel de profundidad en la red, su dirección y su valor de *Cskip()* y está encargado de almacenar la dirección del nodo del que recibió el mensaje como nodo padre.

Un comando de **trama descendente** debe colocar en primer lugar la dirección de destino y a continuación el resto de la trama de red como si fuera a enviarse a un nodo inmediatamente inferior. La dirección de destino que se coloca en el campo de direcciones de la trama MAC se obtiene con la fórmula antes mencionada.

Los comandos de **trama ascendente** van siempre dirigidos a la dirección del nodo superior, siempre son respuestas ya sea de una trama *backward* de un balasto o de una respuesta a un descubrimiento de nodos. No se han contemplado de momento más tipos de respuesta.

Cuando un nodo recibe una petición de comando remoto se ocupa de ejecutar el comando, es decir, realiza un descubrimiento de nodos o asigna una dirección al nodo siguiente. Si es un descubrimiento de nodos vecinos debe devolver al coordinador las direcciones MAC detectadas para comprobar si ya estaban formando parte de la red o incorporarlas si no lo estaban. Si es un comando de asignar dirección de red a un nodo previamente detectado debe recibir la MAC del nodo destino y sus nuevos datos dentro de la red (dirección, profundidad, etc.).

Hay dos funciones importantes en la capa de red, la primera de ellas es la que se encarga de analizar la trama recibida (*parseReceivedPacket*) y generar la secuencia de acciones adecuada según lo expuesto anteriormente, la segunda es ejecutada únicamente por el coordinador y se encarga de configurar la red en árbol (*createHierarchy*). El diagrama de flujo de la Figura 79 corresponde al proceso que sigue el coordinador para crear la red.

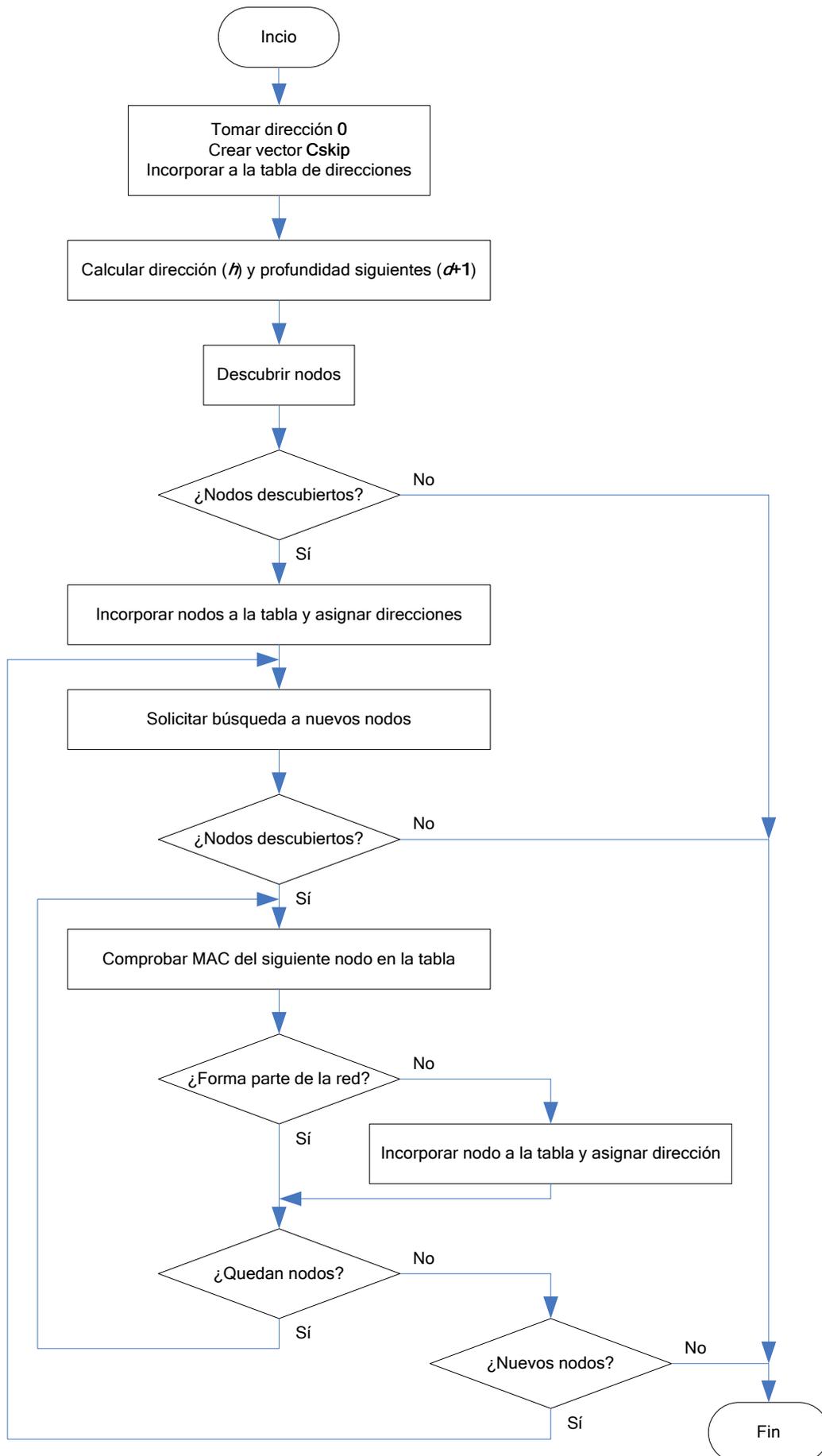


Figura 79: Diagrama de flujo para la creación de la red jerárquica

Para terminar con la programación del microcontrolador, el fichero con el programa principal es el *remoteMS.c*, nombrado del inglés *remote management system* (sistema de telegestión). En este código se definen las funciones *callback* que serán llamadas por la librería “SimpleMac”. En nuestra aplicación solo nos interesan dos interrupciones, la que se produce cuando se termina de enviar un paquete y la que se produce cuando se recibe.

La primera es la subrutina *ST\_RadioTransmitCompleteIsrCallback()*, al finalizar una transmisión se actualiza la variable *status*, que puede indicar transmisión correcta, reconocimiento no recibido, etc. No usamos reconocimientos, en caso de error la trama se retransmitirá según las veces indicadas en la constante *MAX\_RETRIES*. Al finalizar esta subrutina hay que actualizar la variable que indica transmisión completa para poder volver a transmitir.

La subrutina *callback()* que comienza al recibir un paquete debe durar lo menos posible, se actualiza la variable candado que indica que el paquete está siendo procesado, si el nodo no está ejecutando ninguna tarea pendiente el paquete recibido pasa a analizarse según se ha comentado al describir el byte de control de trama de red.

La rutina principal comienza configurando el nodo, inicializando la placa para configurar los recursos de que dispone y asignando un identificador de red *PAN\_ID*, que hará que solo los nodos con el mismo identificador puedan comunicarse entre sí. Pasada la parte de configuración el programa entra en un bucle que se ejecutará de manera continua comprobando el estado de las entradas (botones y puerto serie, sólo afecta al coordinador) y si hay algún paquete pendiente de analizar. El programa queda configurado para que se controle al nodo que actúa de coordinador desde el puerto serie, sólo realiza dos acciones, crear la red y enviar un comando DALI™ a una dirección MAC.

Al recibir el coordinador desde el puerto serie un *byte* con contenido ‘0x23’ (#) se inicia la creación de la estructura en árbol. Al finalizar la creación de la red debe enviar por el puerto serie a la interfaz todas las direcciones MAC encontradas, ya que será la forma de identificar los nodos.

Si el primer *byte* recibido es una ‘@’ los ocho siguientes serán la dirección MAC de destino y los dos siguientes un indicador de potencia de arco directo o comando y el número de comando. El coordinador buscará en la tabla la dirección de red correspondiente y enviará el comando DALI™ siguiendo el proceso de enrutamiento descrito en el método de asignación de direcciones por defecto.

### 3.1.7.4 Modificación de la interfaz de usuario

Para comprobar la operatividad completa del sistema de telegestión se ha implementado con LabView™ una sencilla interfaz gráfica de usuario. Sólo se han considerado los comandos simples de control de potencia de arco y de petición de estado al balasto, debido a las características de la aplicación no tiene sentido introducir los comandos para crear escenas ni asignar direcciones a los balastos.

El empleo de LabView™ en este caso, en lugar de Java™ como en 3.1.6, se justifica por la facilidad de generación de elementos de interfaz de usuario y la integrabilidad con el entorno que se desarrollará en la sección 3.3.

El panel frontal está basado en la propia interfaz de OSRAM® [134] y tiene el aspecto de la Figura 80.

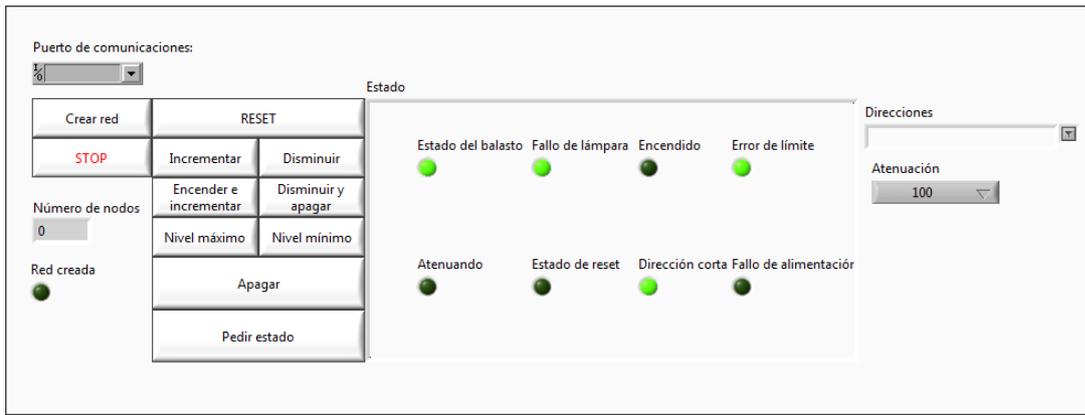


Figura 80: Panel frontal diseñado en LabView™

Todos los botones creados son del mismo tipo, cuando dejan de pulsarse emiten un pulso a nivel alto. En el desplegable “Puerto de comunicaciones” aparecerán todos los instrumentos conectados a puertos COM. Los “LEDs” que están dentro de la estructura “Estado” se utilizan para representar la información que devuelve el balasto ante una petición de estado, dado que el nodo devolverá la respuesta del balasto en formato de número entero lo más cómodo será convertirlo a vector binario, este vector binario puede pasarse a estructura (que en LabView™ recibe el nombre de *cluster*) y pasarse directamente a la estructura de “LEDs”. El desplegable “Direcciones” es del tipo ‘*combo box*’, se programa durante la ejecución del código al finalizar la creación de la red, conteniendo todas las direcciones MAC encontradas. El otro desplegable, “Atenuación”, contiene los niveles de potencia de arco permisibles en el balasto (entre el 60% y el 100%, ver 3.1.1). A continuación se detalla la programación del código de la interfaz cuyo flujograma se muestra en la Figura 81.

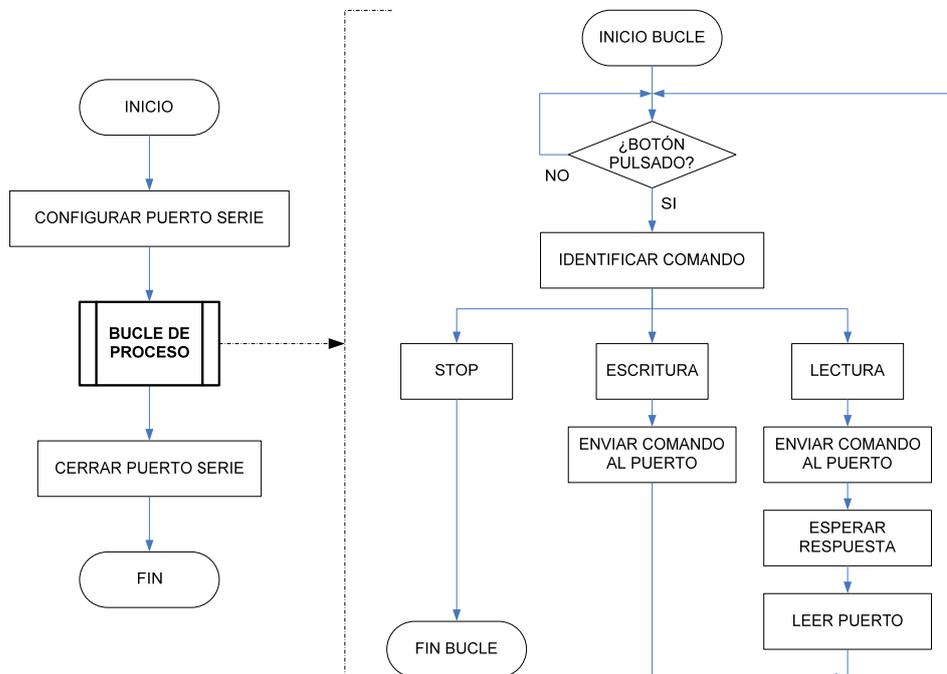


Figura 81: Flujograma de la interfaz de usuario modificada

Al inicio del programa se configura el puerto serie: el nodo trabaja a 115,2 kbps, no hay caracteres de terminación y el *timeout* de espera para finalizar operaciones de escritura o lectura es de 500 ms.

Después el programa entra en un bucle *while* que se repetirá hasta pulsar el botón “STOP” del panel frontal.

En el bucle se diferencian dos partes, una para escritura en el puerto serie y otra para lectura. La de escritura está continuamente comprobándose, mientras que a la parte de lectura sólo se accede al pulsar uno de los botones, se hace uso de una estructura de eventos a la que se accede cada vez que se presiona uno de los botones, incluido el de “STOP”. Si se selecciona una de las direcciones MAC se guardará en una variable local precedida del símbolo ‘@’, como se vio al explicar el programa principal del microcontrolador del SoC (al final de 3.1.7.3).

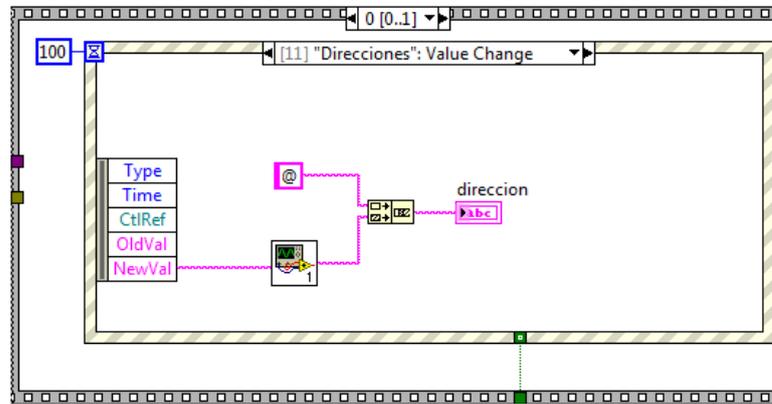


Figura 82: Selección de dirección MAC

Dado que la dirección en el ‘*combo box*’ está en formato ASCII es necesario pasarla en formato de 8 enteros de 8 bits al microcontrolador. Una subrutina, denominada *ascii2hex.vi*, convierte la MAC de formato cadena de caracteres a un valor hexadecimal.

Cuando se pulsa cualquier botón en la interfaz la cadena a enviar correspondiente se pasa a una variable local, además se activa una variable binaria candado que provocará la escritura en el microcontrolador:

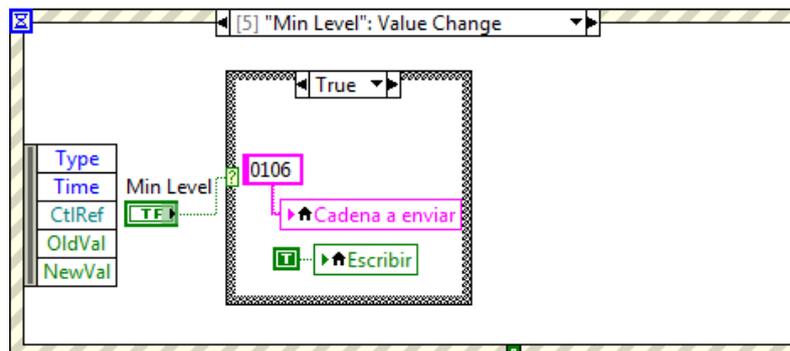


Figura 83: Selección de un comando DALI™ en la interfaz

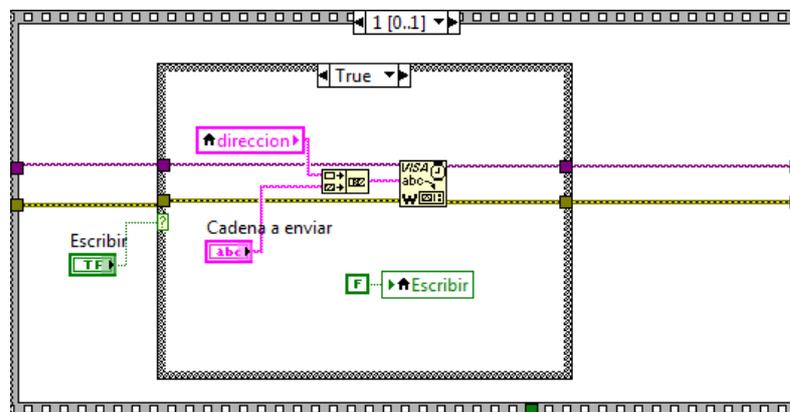


Figura 84: Envío de comando DALI™ al puerto serie

Se envía el comando DALI™ concatenado con la dirección y el carácter de control '@'. El candado que habilitaba la escritura vuelve a deshabilitarse. Si el botón pulsado es “Crear red” hay que dejar la variable local **dirección** en blanco.

Después del código que gestiona la escritura aparece la parte de lectura, se ejecuta continuamente y lee durante 500 ms, configurado para extraer 200 bytes por lectura.

El primer *byte* de la cadena leída se utiliza para identificar le tipo de mensaje devuelto: el módulo puede devolver sólo dos tipos de mensajes, o las direcciones MAC de los módulos encontrados (mensaje precedido de un carácter '#') o la respuesta de un balasto (precedido de una '@').

Al recibir las MAC la trama está formada por el carácter '#', el número de nodos encontrados y las direcciones de ocho en ocho bytes. Una serie de bucles *for* anidados extraen uno a uno los caracteres de las MAC recibidas en binario y las convierten en cadena ASCII. Este vector de cadenas de caracteres se pasa a un nodo de propiedad del 'combo box' para su programación durante la ejecución de la aplicación.

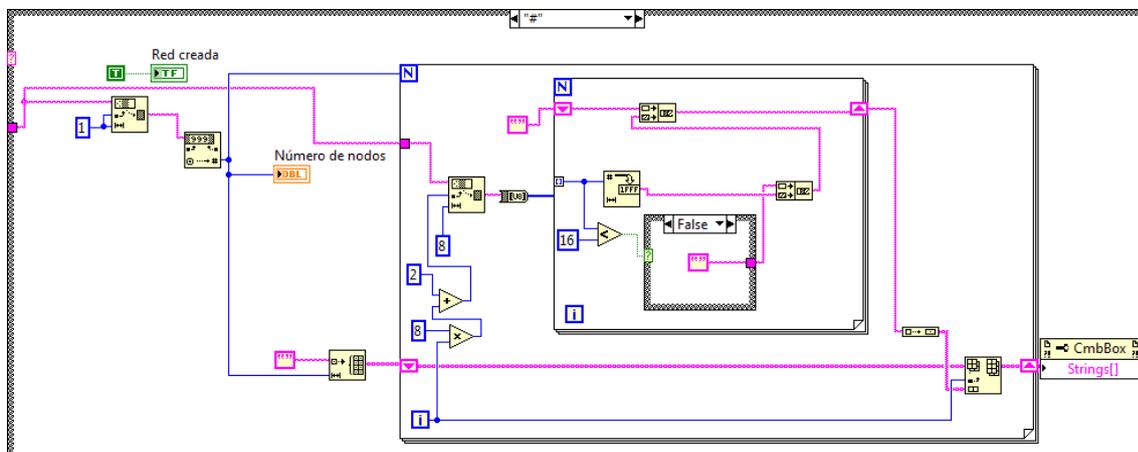


Figura 85: Extracción de las direcciones MAC detectadas

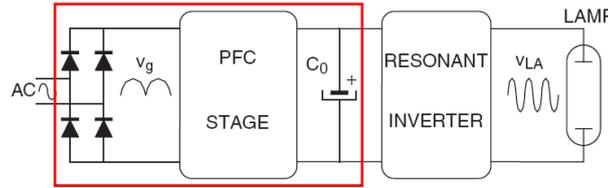
Cuando se recibe el valor entero con la respuesta del balasto se convierte a un vector de variables booleanas, se pasa a 'cluster' (estructura) y se envía a los "LEDs" del panel con información sobre el estado.

Para finalizar, y fuera del bucle *while*, se cierra la sesión para liberar el puerto COM para otras aplicaciones.

### 3.2 Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión

Como se definió en 2.9 la susceptibilidad es la falta de inmunidad y, por tanto, la influencia que tiene una determinada perturbación electromagnética para degradar el funcionamiento de un determinado equipo. Aumentar la inmunidad de un sistema de alumbrado público frente a las perturbaciones de la red es aumentar su confiabilidad. Y ello sin contravenir la normativa a la está sujeto.

Los prerreguladores de un balasto electrónico son los encargados de proveer de energía estable a la etapa del inversor de alta frecuencia y la alteración de su funcionamiento provocaría el fallo en la descarga de la lámpara, provocando su apagado y reencendido en caliente, con los problemas de *blackening* o *sputtering* que ese régimen acarrea (ver 1.1), ya que como se verá en 4.3.2 los PWMBR ensayados susceptibles a los huecos de tensión cesan la degradación funcional una vez pasado el evento y recuperan su funcionamiento normal, es decir, reencienden antes de que la lámpara se haya enfriado.



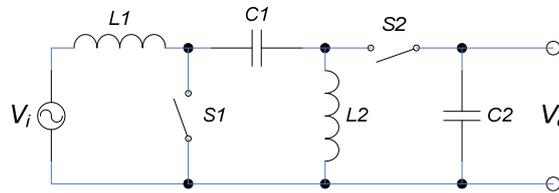
**Figura 86: Bloques funcionales de un balasto electrónico con el prerregulador enmarcado**

Para afrontar esta susceptibilidad podemos optar por un sistema que minimice la perturbación a nivel intermedio, en la unidad de cuadro de alumbrado (UCA) o cabecera de la instalación de alumbrado, que se tratará en el apartado 3.2.1, o a nivel inferior, en la unidad de punto de luz (UPL), desarrollado en la sección 0.

La primera opción, obviamente, no incrementa la inmunidad del PWMBR sino que pretende evitar que se produzca la perturbación en la línea que lo alimenta.

El objetivo de la propuesta de mejoras en el bloque prerregulador de un balasto a fin de reducir su susceptibilidad frente a eventos de tensión de la presente Tesis Doctoral se sustancia como uno de los objetivos del contrato de colaboración nº 12009028 suscrito con la empresa TELVENT Energía S.A., dentro del Proyecto Málaga SmartCity, con financiación parcial de los FEDER y el respaldo de la Junta de Andalucía y el Centro de Desarrollo de la Tecnología Industrial (CDTI) dependiente del Ministerio de Ciencia e Innovación y que se desarrolló en los años 2009 y 2010 en el que el autor participó en calidad de investigador.

### 3.2.1 Solución de cabecera: Compensador de tensión basado en un troceador de CA



**Figura 87: Topología propuesta**

La figura anterior muestra el circuito simplificado del convertidor propuesto. Al igual que su equivalente topológico de CC (el SEPIC), presenta la característica principal de funcionar como elevador-reductor de tensión sin emplear ningún transformador.

Como en cualquier tipo de convertidor troceador, los interruptores operan en ciclos complementarios siguiendo un patrón de conmutación PWM con el ciclo de trabajo  $D$  (*duty cycle*) como variable de control. Así, la relación entre tensiones de entrada y salida respecto de la variable  $D$  (despreciando los efectos no ideales) tiene la misma expresión del SEPIC pero referida a sus valores eficaces

$$(Ec. 16) \quad \frac{V_i}{V_o} = \frac{D}{1-D}$$

con lo que la tensión de salida puede mantener un valor constante frente a variaciones de la de entrada, ya sean huecos o sobretensiones.

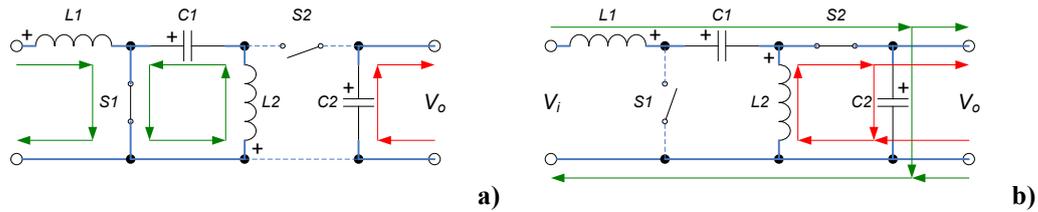


Figura 88: Modos de conducción: (a) activo y (b) libre

Los dos modos de operación que se ilustran en la figura son **activo** y **libre**. El modo activo tiene lugar con el interruptor S1 cerrado, periodo en el que la energía se almacena en las inductancias (L1 desde la red y L2 desde C1) y la carga es alimentada desde la capacidad C2. Durante el periodo en el que S2 está cerrado, modo libre, la inductancia L1 se suma a la red para alimentar las capacidades (C1y C2) y la carga y L2 también aporta energía para C2 y la carga, asegurándose que la capacidad de salida está lista para el ciclo siguiente.

El troceador de CA requiere de interruptores bidireccionales y que, en este caso, van a estar sometidos a un elevado estrés eléctrico debido a los continuos ciclos de carga y descarga de las bobinas y los condensadores que provocará elevados gradientes, principalmente, de corriente. Éstos serán mayores en los ciclos iniciales, mientras no se alcance el régimen de trabajo permanente, por lo que se ha dotado a las ramas de carga de las inductancias de resistencias NTC que limiten inicialmente el valor de la corriente máxima. El circuito de potencia propuesto queda, por tanto, así.

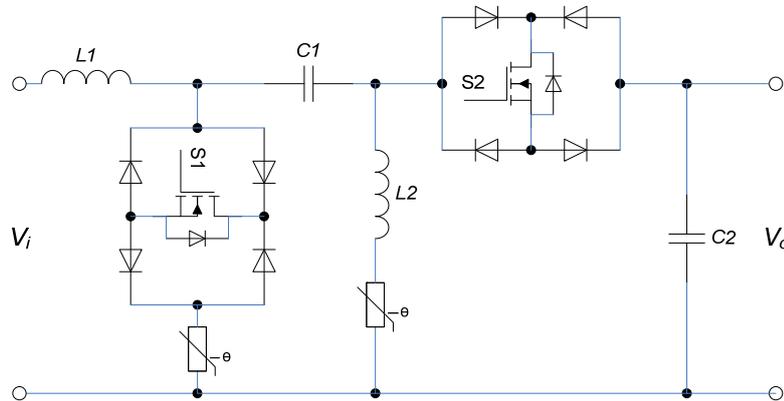


Figura 89: Circuito de potencia implementado incorporando interruptores bidireccionales y limitadores del gradiente de corriente

Las reglas de diseño de esta proposición son una evolución del SEPIC de baja tensión de CC a una aplicación de CA a tensión de red. De hecho, las expresiones empleadas en [135] se han comprobado válidas para CA con la adaptación de considerar los valores máximo o de pico en lugar del promedio a fin de asegurar que no se alcanzan los valores de saturación del sistema. Así

$$(Ec. 17) \quad D = \frac{\hat{V}_o + V_{SW}}{\hat{V}_i + \hat{V}_o + V_{SW}}$$

donde  $V_{SW}$  es la caída de tensión directa de los interruptores;

$$(Ec. 18) \quad L1 = L2 = \frac{\hat{V}_{i\min}}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot D_{\max}$$

donde  $f_{SW}$  es la frecuencia de conmutación;

$$(Ec. 19) \quad \hat{I}_{L1} = \hat{I}_O \cdot \frac{\hat{V}_O + V_{SW}}{\hat{V}_{i_{\min}}} \cdot \left( 1 + \frac{I_{ripple} / \hat{I}_i}{2} \right)$$

$$(Ec. 20) \quad \hat{I}_{L2} = \hat{I}_O \cdot \left( 1 + \frac{I_{ripple} / \hat{I}_i}{2} \right)$$

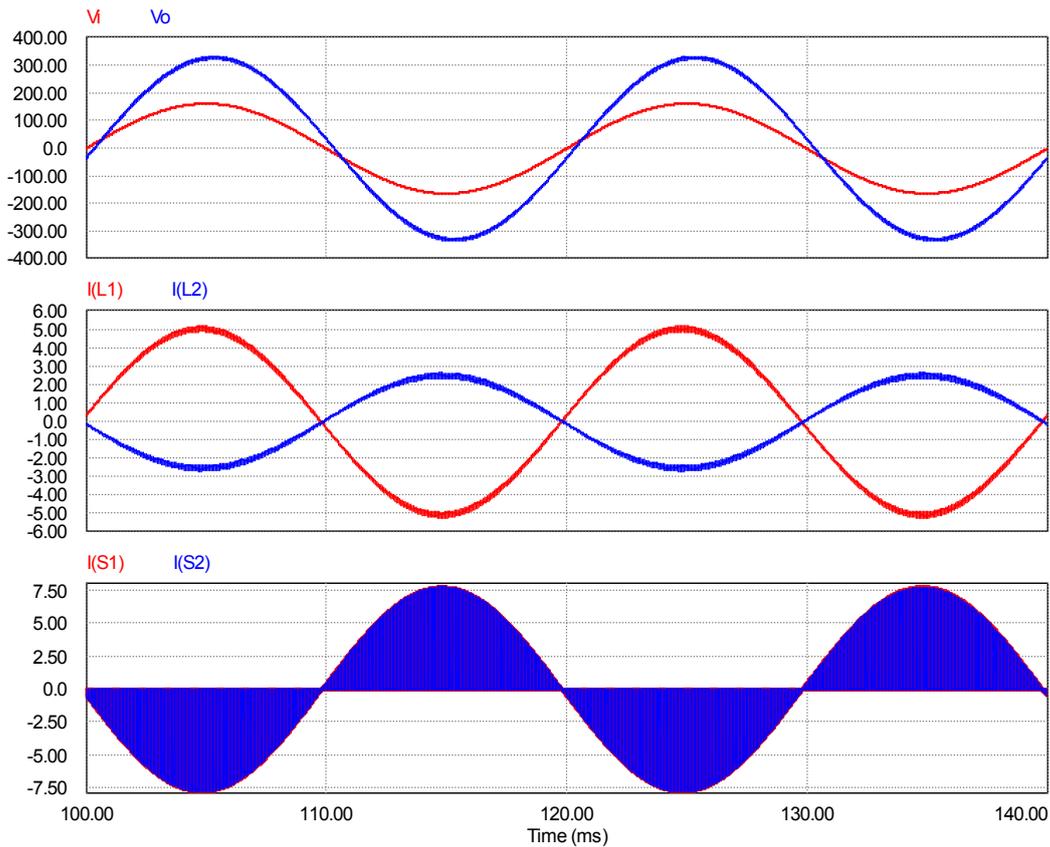
$$(Ec. 21) \quad C1 = \frac{\hat{I}_O \cdot D_{\max}}{\Delta \hat{V}_{C1} \cdot f_{SW}}$$

$$(Ec. 22) \quad C2 = \frac{\hat{I}_O \cdot D_{\max}}{V_{ripple} / 2 \cdot f_{SW}}$$

A tal efecto se ha confeccionado una sencilla hoja de cálculo (Tabla 8) para determinar el tamaño de los pasivos y los límites funcionales del sistema.

<b>Tabla 8: Hoja de cálculo para el diseño del convertidor propuesto</b>			
<b>Troceador de CA (basado en SEPIC) - Soluciones en valores de pico</b>			
<b>Frecuencia de conmutación (<math>f_{SW}</math>):</b>	50	kHz	20 $\mu$ s
<b>Tensión de salida (<math>V_{O\_rms}</math>):</b>	230	V	
<b>Potencia de salida (<math>P_O</math>):</b>	400	W	
<b>Tensión mínima de entrada (<math>V_{I\_mín}</math>):</b>	115	V	
<b>Tensión máxima de entrada (<math>V_{I\_máx}</math>):</b>	460	V	
<b>C.d.t. en el interruptor (<math>V_{SW}</math>):</b>	0	V	
<b>Rizado de corriente de entrada:</b>	5	%	
<b>Rizado de tensión de salida:</b>	5	%	
<b>Rizado de tensión de Cs:</b>	5	%	
<b>CICLO DE TRABAJO</b>	$\delta >$	<b>0,333</b>	@ $V_{I\_máx}$
	$\delta <$	<b>0,667</b>	@ $V_{I\_mín}$
<b>DISEÑO DE INDUCTANCIAS</b>	$\Delta I_L =$	<b>245,950</b>	<b>mA</b>
valor nominal (indep.)	$L_1 = L_2 =$	<b>8,817</b>	<b>mH</b>
valor nominal (acop.)	$L'_1 = L'_2 = L/2 =$	<b>4,408</b>	<b>mH</b>
corriente máxima	$I_{L1(pico)} =$	<b>5,042</b>	<b>A</b>
	$I_{L2(pico)} =$	<b>2,521</b>	<b>A</b>
<b>SELECCIÓN DE INTERRUPTOR</b>	$I_{SW(pico)} =$	<b>7,563</b>	<b>A</b>
corriente de pico	$V_{SW(pico)} =$	<b>975,807</b>	<b>V</b>
tensión de pico	$P_{SW(pico)} =$	<b>N/D</b>	
potencia disipada			
<b>DISEÑO DE CAPACIDAD FLOTANTE</b>	$I_{Cs(rms)máx} =$	<b>4,919</b>	<b>A</b>
máx. corriente eficaz	$C_S =$	<b>0,672</b>	<b><math>\mu</math>F</b>
<b>DISEÑO DE CAPACIDAD DE SALIDA</b>	$I_{Cs(rms)máx} =$	<b>4,919</b>	<b>A</b>
máx. corriente eficaz	$C_O >$	<b>4,033</b>	<b><math>\mu</math>F</b>
valor nominal	$ESR <$	<b>1,075</b>	<b><math>\Omega</math></b>
ESR			

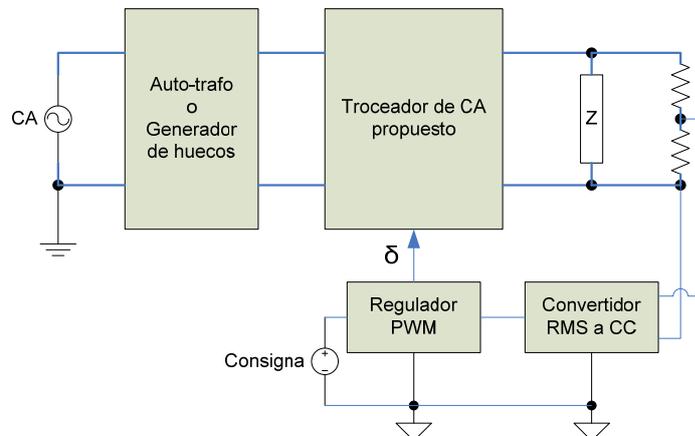
Los resultados de simulación en PSIM® para los datos recogidos en la Tabla 8 se muestran a continuación.



**Figura 90: Tensiones de entrada y salida y corrientes en las inductancias y semiconductores**

Probada la funcionalidad del convertidor se procede a su implementación experimental en el laboratorio, en primer lugar, con regulación manual de su ciclo de trabajo con el fin de corroborar su comportamiento como compensador tanto frente a elevaciones como a reducciones de la tensión de alimentación respecto de su valor nominal con resultados satisfactorios en un amplio rango (ver el apartado 4.2.1 de Resultados).

A continuación se añade un sencillo lazo de regulación en tensión a fin de comprobar dinámicamente la capacidad de mantener la tensión de salida frente a variaciones de la de entrada. El sistema implementado se muestra en la Figura 91.



**Figura 91: Montaje para comprobar la respuesta del convertidor propuesto frente a variaciones de la tensión de entrada**

Los resultados en este caso no son los esperados. En gran medida la mala respuesta dinámica estriba en el tiempo de estabilización del convertor de RMS a CC empleado<sup>13</sup>, que, como puede comprobarse en la Figura 92, tarda en estabilizarse. La constante de tiempo obtenida para el circuito empleado es de 115 ms, Figura 93, lo que implica un tiempo de estabilización de 460 ms (23 ciclos de red).



Figura 92: Respuesta del convertor RMS a CC a una interrupción de la tensión a medir de 1 s

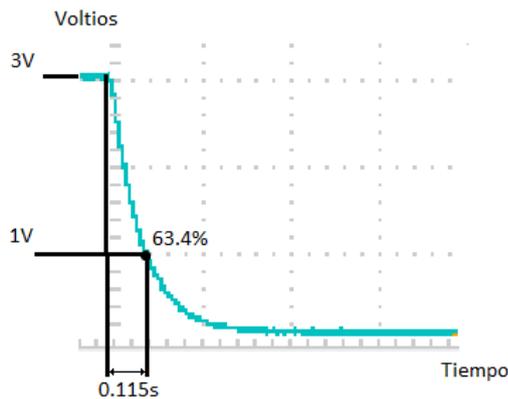


Figura 93: Obtención de la constante de tiempo del convertor RMS a CC

Ante los requerimientos de velocidad de medición del valor eficaz de la tensión en el convertidor propuesto se opta por el diseño de un medidor basado en un microcontrolador.

### 3.2.1.1 Medidor rápido de valor RMS

Se han descrito o propuesto múltiples alternativas para la medición de eventos de tensión. Los tradicionales son el cálculo del valor RMS [22, 100, 136-139], la transformada de Fourier [138-141], el filtro de Kalman [136, 139, 140] o el análisis de transformadas *wavelet* [136, 139, 140, 142]. De entre lo más novedosos están la monitorización del valor de pico de la fuente o su valor directo en un controlador vectorial [141, 143], la técnica de la tensión perdida [143], métodos numéricos matriciales o estadísticos secuenciales basados en el criterio de Neyman–Pearson [141, 144], la comparación de la tensión rectificadora con una referencia generada [145] o de la de la red con una referencia derivada de la propia red [146] o mediante algoritmos basados en el método de los mínimos cuadrados [147].

<sup>13</sup> AD736JN, “Low Cost, Low Power, True RMS to DC converter”, de Analog Devices, Inc. ([http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD736.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD736.pdf))

En la elección de la solución ha primado la velocidad de respuesta, la simplicidad del algoritmo y la implementación en un sistema de bajo coste. Aunque sus limitaciones son bien conocidas [136, 138], se ha optado por el cálculo del valor RMS mediante el algoritmo discreto

$$(Ec. 23) \quad V_{rms}[k] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v_n[k]^2}$$

con sincronización por paso por cero.

El medidor de tensión RMS propuesto tiene la estructura de la Figura 94.

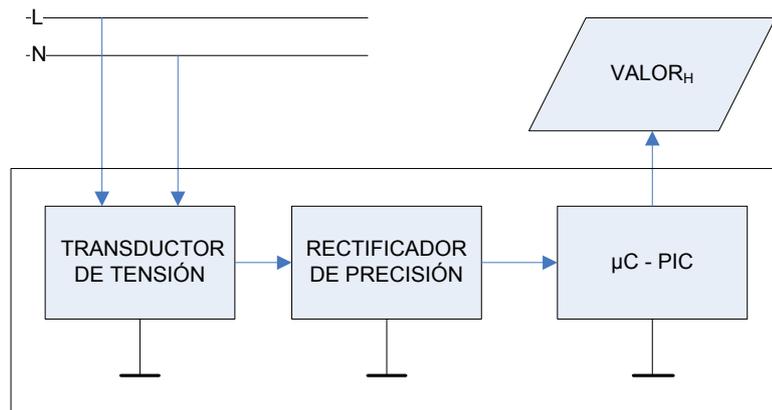


Figura 94: Diagrama de bloques funcionales del voltímetro propuesto

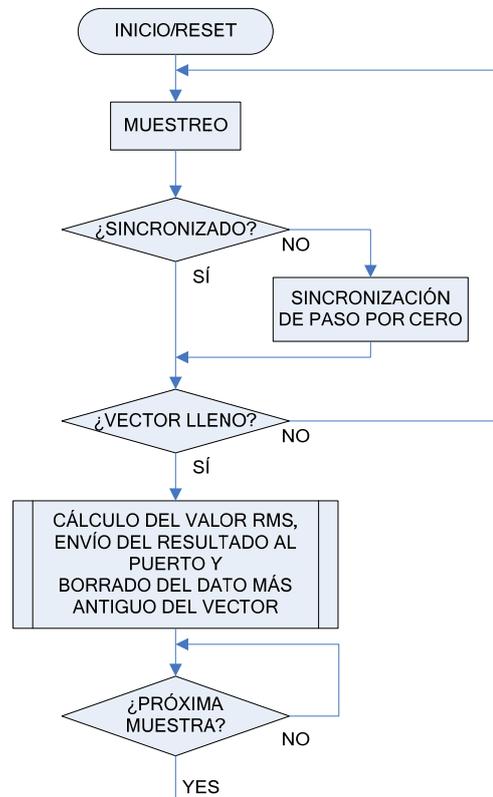


Figura 95: Flujograma simplificado de la programación del medidor RMS propuesto

El bloque de transducción se basa en un LEM® LV-25P<sup>14</sup> diseñado para un valor máximo de 500 V<sub>p</sub>, así el factor de escala respecto de rango del ADC del MCU es

<sup>14</sup> <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p%20sp2%20e.pdf>

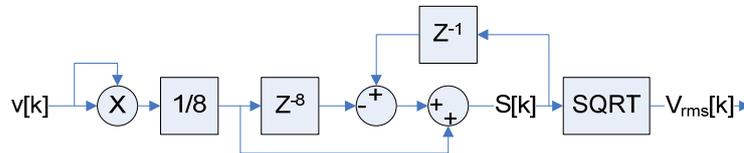
1:100. El microcontrolador empleado es un PIC de 16 bits con cinco ADC multiplexados de 10 bits.

El programa muestrea 8 veces por semiciclo (800 Hz, es decir, cada 1,25 ms) lo que da una frecuencia de muestreo síncrona ocho veces mayor que la de la señal, de acuerdo con el teorema de Nyquist para evitar el *aliasing* y de los 10 bits disponibles del ADC sólo se tomarán los 8 más significativos, lo que implica una precisión de 19,6078 mV por bit.

Para simplificar el algoritmo de cálculo del valor RMS, la (Ec. 23) se ha reescrito de la siguiente manera

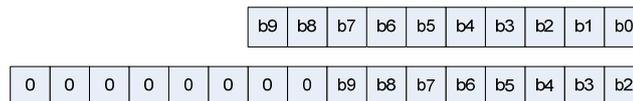
(Ec. 24) 
$$V_{rms}[k] = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N v_n[k]^2}{N}}$$

con lo que el algoritmo de ventana móvil modificado queda como aparece ne la Figura 96.



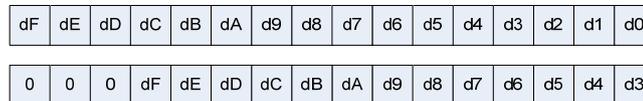
**Figura 96: Flujograma del algoritmo de cálculo del valor RMS a partir de un vector de 8 datos**

A fin de minimizar el código en el MCU, los procesos de tratamiento de datos se han simplificado de manera que se aproveche al máximo el tamaño de registro, que es de 16 bits. En primer lugar, sólo se toman los 8 bits más significativos de la salida del ADC. Así se consiguen dos ventajas, primero minimizar los cambios de valor debidos a ligeras fluctuaciones de la tensión convertida, después que el cuadrado del valor tenga una longitud máxima de 16 bits, ahorrando operaciones de acceso de lectura y escritura de datos.



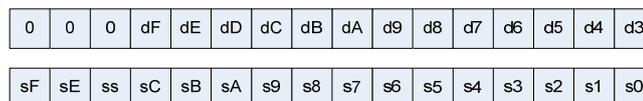
**Figura 97: Del valor de la muestra de tensión (arriba) sólo se toman los 8 MSB (debajo)**

La división por 8 del dato permite que ésta sea efectuada con sólo tres operaciones de desplazamiento a la derecha.



**Figura 98: El resultado (debajo) de dividir por 8 el dato (arriba) es desplazarlo tres posiciones a la derecha**

Tras la división del cuadrado del dato por la longitud del vector se procede a eliminar el dato más antiguo y sumar el actual. Por tanto, la suma de 8 datos de 13 bits no excede los 16 bits de longitud, optimizando el tamaño del registro.



**Figura 99: 8 datos de 13 bits (arriba) sumados no exceden los 16 bits de longitud (debajo)**

Sólo resta hacer la raíz cuadrada. Aplicada a un dato de 16 bits resulta en otro de 8.



Figura 100: Dato de 16 bits (arriba) y su raíz cuadrada (debajo)

Los procesos de cálculo descritos (a excepción de la conversión analógico–digital) son de muy bajo coste computacional, por lo que el talón de Aquiles del cálculo del valor RMS es la raíz cuadrada. Los algoritmos de aproximación numérica (babilónico, fracciones continuas, Bakhsali o Taylor) son métodos bien conocidos y de resultado preciso pero en un sistema que tiene un tiempo determinado para proveer un valor antes de que se produzca la siguiente muestra no puede estar a expensas de la variabilidad en el número de pasos de cálculo o de un conjunto de cálculos aritméticos complejos (lentos).

La solución optada es sencilla y se basa en el empleo de una tabla de referencia o LUT (*look-up table*) en la que cada una de las 256 direcciones se corresponde con un valor y cada registro (de 16 bits) almacena el cuadrado del valor de la dirección.

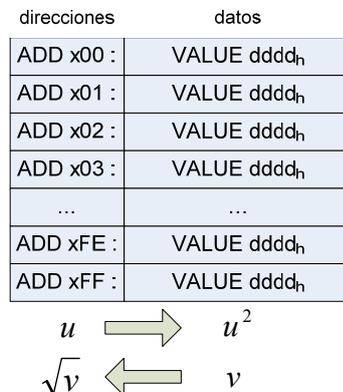


Figura 101: LUT empleada para los cuadrados y las raíces

Así, para obtener un cuadrado habrá que pasar el dato como dirección del vector y leer el dato almacenado y para obtener una raíz buscar por comparación el valor almacenado y pasar como dato la dirección donde se ubica. El método elegido para dar con el valor buscado es de la bisección, que asegura un máximo de 8 comparaciones para obtener la solución.

El proceso de cálculo completo, desde la toma de muestra de la tensión a la puesta a disposición del valor eficaz de la tensión, ilustrado con las características de los datos involucrados se muestra en la Figura 102.

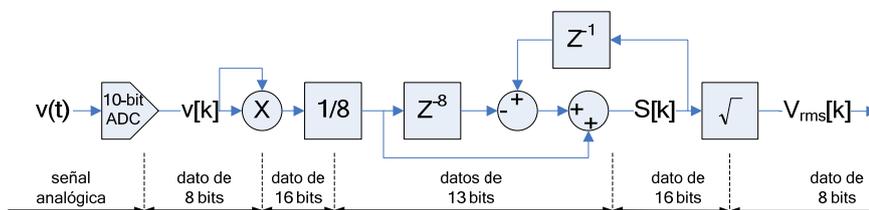
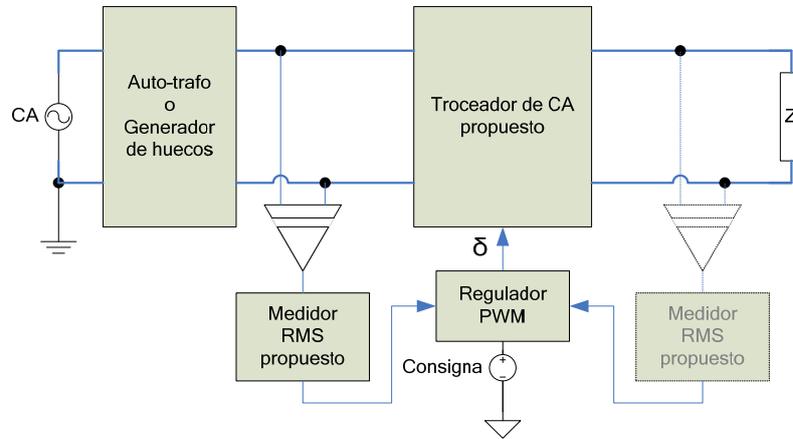


Figura 102: Proceso de cálculo del valor RMS desde la señal analógica muestreada mostrando la longitud de los datos en cada paso del proceso

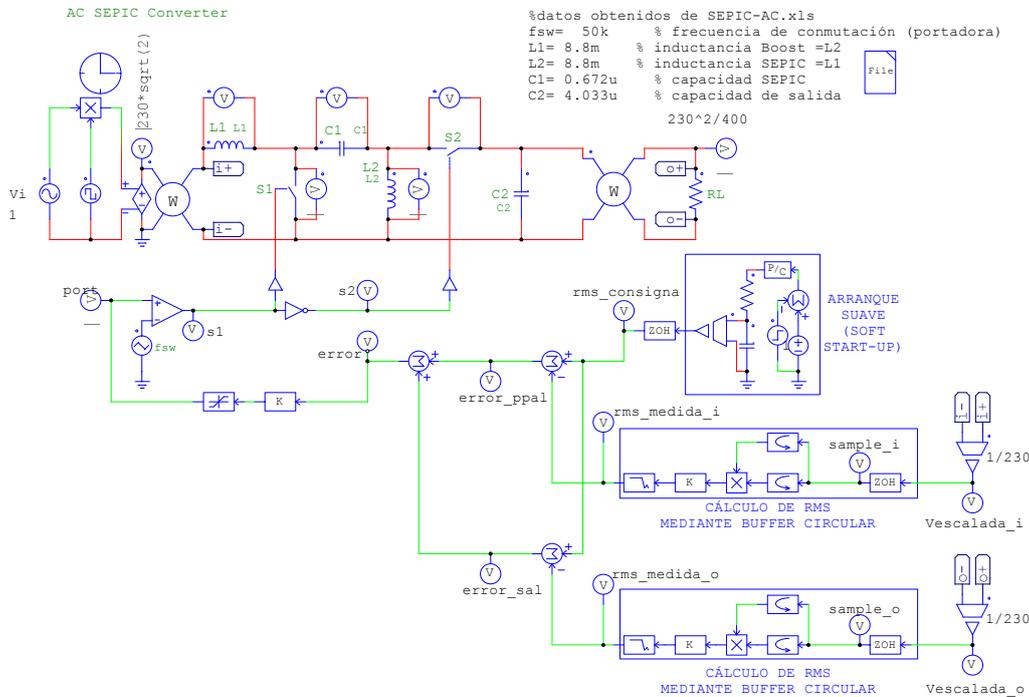
### 3.2.1.2 Integración del troceador de CA y del medidor RMS rápido propuestos

Con el medidor de valor eficaz propuesto monitorizando el valor de tensión que proporciona la red, se rediseña el sistema de compensación de cabecera con la opción de

un lazo de regulación que refine el ciclo de trabajo del troceador de CA respecto del valor que tome la tensión de salida y se modela en PSIM® 8.0.3 Pro. La Figura 103 y la Figura 104 muestran el esquema y el modelo utilizado para comprobar su funcionamiento.

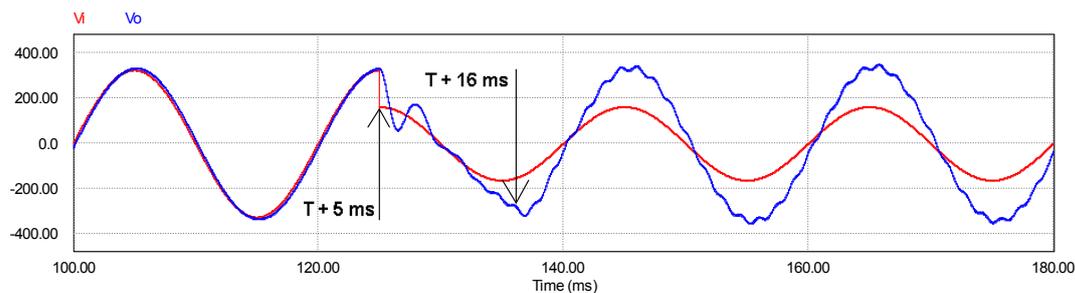


**Figura 103: Diagrama de bloques funcionales del convertidor y medidor RMS propuestos**

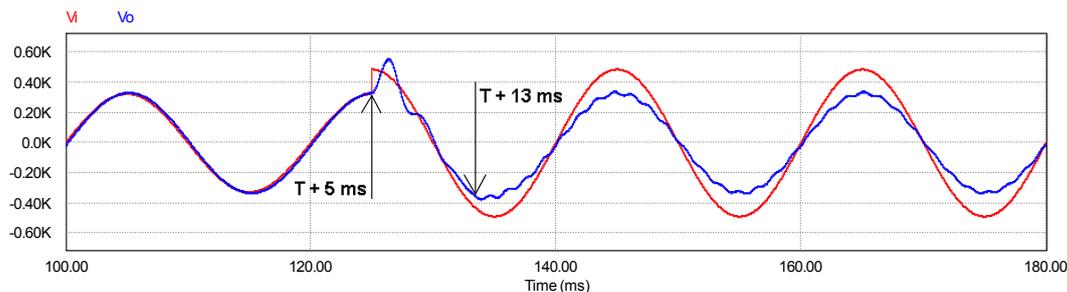


**Figura 104: Modelo (en PSIM 8.0.3 Pro) para comprobar la respuesta del convertidor propuesto**

Los resultados de simulación para un hueco y sobretensión del 50% producido en la cresta positiva de la tensión de entrada (peor caso propuesto), muestran unos tiempos de estabilización de la tensión de salida de (aproximada y respectivamente) 11 ms, como se muestra en la Figura 105, y 8 ms, Figura 106, sólo con la intervención de un sencillo regulador proporcional.



**Figura 105: Resultado de la simulación del circuito de la Figura 104 para un hueco de 0,5 p.u. en la cresta del semiciclo positivo**



**Figura 106: Resultado de la simulación del circuito de la Figura 104 para una sobretensión de 1,5 p.u. en la cresta del semiciclo positivo**

### 3.2.2 Solución para el balasto del punto de luz: PWMBR realimentado para compensación de desenergización

Como se trató en 2.9, la alimentación del circuito de control del prerregulador suele provenir de un convertidor *push-pull* cuyo primario es el sistema *boost* del convertidor en la mayoría de los casos, siendo la segunda opción más empleada un reductor CC/CC que se alimenta de la capacidad de filtrado del bus de continua.

Asimismo, los CIs monitorizan los niveles de tensión y corriente en el PWMBR e inician ciclos de operación de seguridad que anulan la función del prerregulador si se detecta una desviación de los límites operativos del convertidor donde:

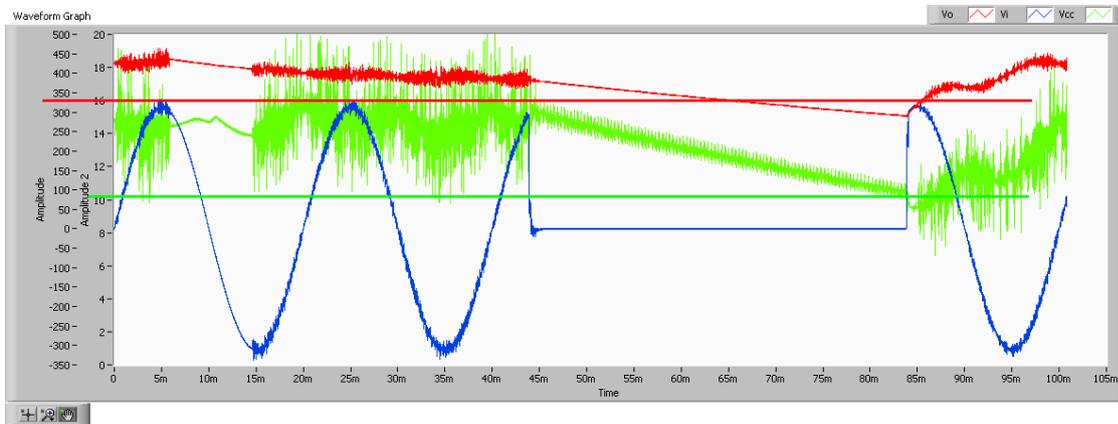
- protección para sobretensión (OVP, *over voltage protection*),
- detector de consumo bajo (ZPD, *zero power detector*) o modo ráfaga (*burst mode*),
- detector de corriente de pico,
- limitador de potencia y
- desconexión por tensión insuficiente (UVLO, *under voltage lock-out*)

son los sistemas de seguridad más comunes. De ellos, OVP y UVLO dependen de la tensión de alimentación al sistema.

Ambos casos (la caída de la alimentación del circuito de control y el UVLO) son un problema de desenergización que se produce por un hueco profundo donde la solución trivial de aumentar el tamaño de la capacidad de salida del prerregulador para disminuir su susceptibilidad es una solución inoperativa.

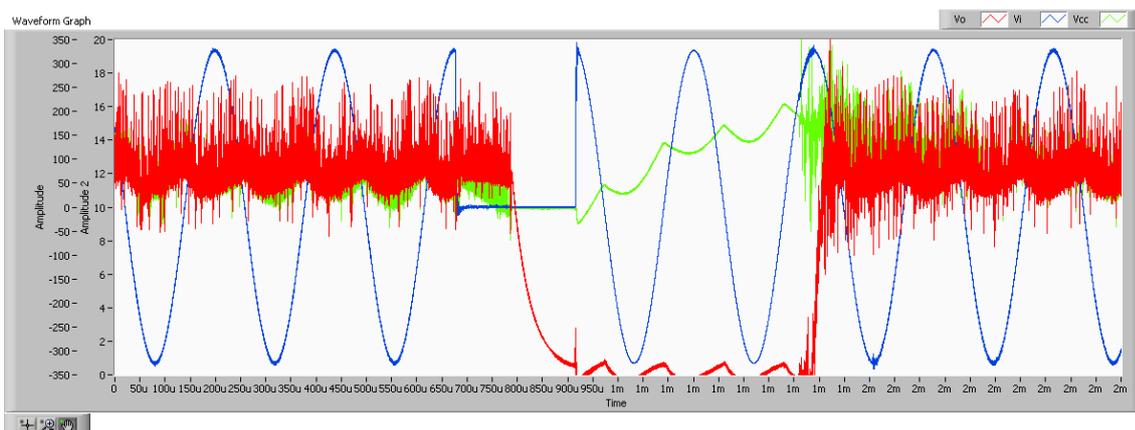


De entre ellos, se ha sometido a ensayo en módulo UCC3817EVM creando un evento de tensión nula durante 40 ms. El circuito de control (UCC3817A) indica en su hoja de características que la tensión mínima a la que se produce un UVLO es 9,4 V. La gráfica de la Figura 109 muestra la evolución dinámica de la tensión  $V_{CC}$  de alimentación del integrado (traza verde), donde ésta se recupera justo antes de alcanzar la condición de apagón y la degradación de la tensión de salida que decrece hasta casi el 25% de su valor nominal (385 V).

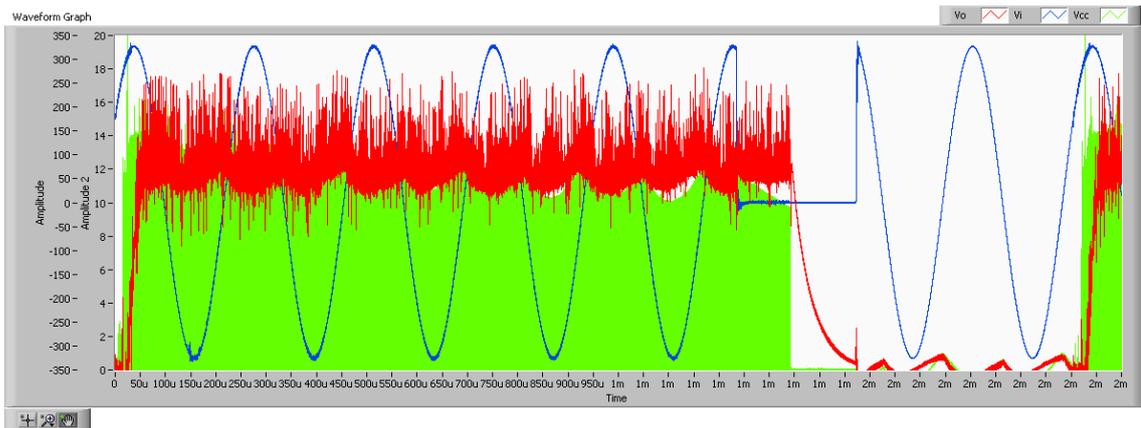


**Figura 109:** Evolución de las tensiones de entrada (azul), salida (roja) y de alimentación del CI de control (verde) del UCC3817EVM al someterlo a un hueco de 40 ms @ 0% p.u.

También se ha ensayado con el módulo UCC38500EVM que incorpora una segunda etapa *forward* para reducir el nivel de tensión de salida a valores del orden de los que usan en balastos para SSLs. Este caso presenta disfunciones adicionales a un hueco severo de sólo un ciclo de duración y es que debido a que la etapa de salida (*forward*) es aún más sensible que la de entrada (PWMBR) a la desernegización: el convertidor *forward* deja de operar en cuanto se detecta un UVLO con lo que la salida se inhabilita aunque hubiera energía almacenada en la salida del PWNBR. La Figura 110 y la Figura 111 muestran el alcance de la condición UVLO en la alimentación del UCC38500 y la inhabilitación inmediata del interruptor (GT2) de la etapa *forward*.



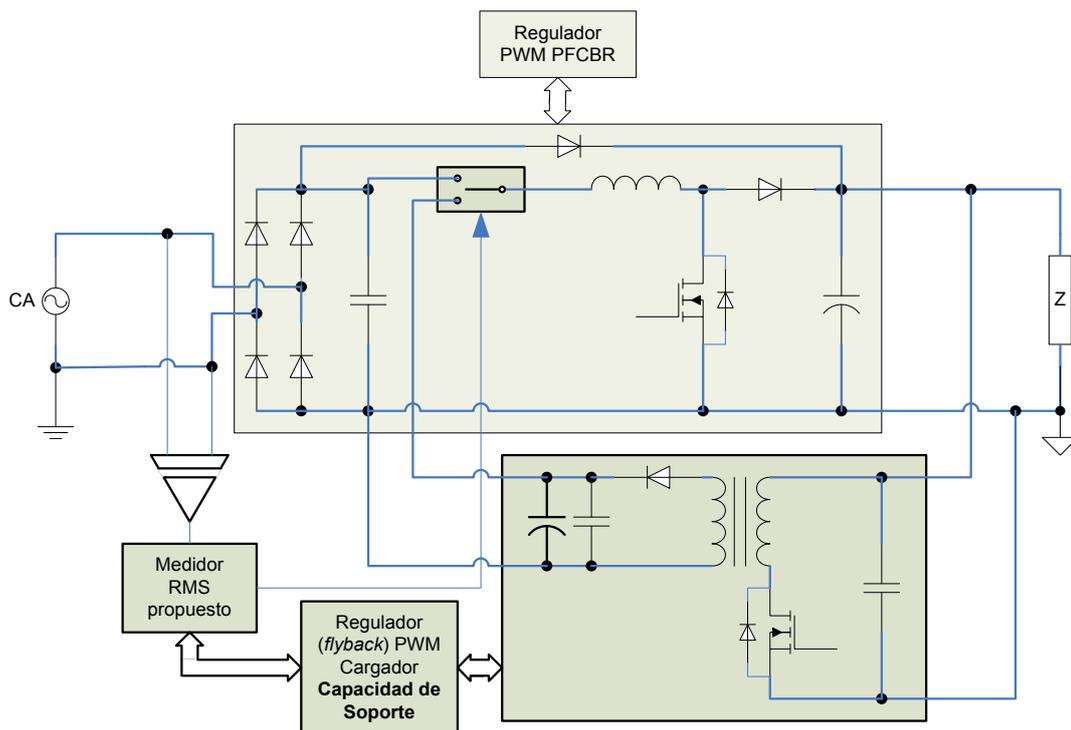
**Figura 110:** Evolución de las tensiones de entrada (azul), salida (roja) y de alimentación del CI de control (verde) del UCC38500EVM al someterlo a un hueco de 20 ms @ 0% p.u.



**Figura 111:** Evolución de las tensiones de entrada (azul) y salida (roja) y de la señal de disparo de la etapa *forward* de salida (verde) del UCC38500EVM al someterlo a un hueco de 20 ms @ 0% p.u.

Una posible solución, por tanto, sería un modo de operación o un sistema auxiliar que permita proveer la entrada del prerregulador con un nivel de tensión (y energía) suficiente para sortear el mayor intervalo posible un hueco de magnitud mayor que el umbral mínimo del rango universal.

La Figura 112 muestra, simplificada, la topología más frecuente de un PWMBR en la que se ha incluido una propuesta con los bloques funcionales y de control necesarios para proveer al prerregulador PWMBR de energía de respaldo que reduzca su susceptibilidad ante eventos severos de corta duración.



**Figura 112:** Circuito de realimentación para compensar la deserenergización que provoca un hueco profundo.

El convertidor de respaldo es un regulador *flyback* trabajando como cargador de condensadores. Esta topología también se emplea en flashes fotográficos profesionales, detonadores, estroboscopios de emergencia o sistemas de control para registros de seguridad o de inventario. En [148, 149] se presenta un controlador para dicha función que incorpora un bus de señales digitales de comunicación con una MCU para las órdenes de operación y la información de estado.

La energía de respaldo se almacena en un condensador de alta tensión (a diferencia de la mayoría de reguladores que sólo operan con valores máximo de tensión de salida de unas decenas de voltios) que se carga mediante el convertidor *flyback* cuando éste se encuentra en operación normal. El tiempo de carga es ajustable en la fase de diseño e influye principalmente en la corriente de pico de entrada del *flyback*. La función de respaldo del condensador se basa en el balance energético entre la potencia consumida durante el tiempo de respaldo y la energía cargada en el condensador.

$$(Ec. 25) \quad \frac{P_o}{\eta_{total}} \cdot t_{backing} = \frac{1}{2} \cdot C_{backing} \cdot (V_{ini} - V_{fin})^2$$

El bus de señales digitales incorpora la orden de carga y los *status* de cargado y fallo [149] para facilitar la gestión del supervisor que incorpora la monitorización del valor RMS de la tensión de entrada y la elección del bus de suministro de energía.

### 3.3 Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4-11 y 3-2

De una parte, la Norma IEC/EN 61000-4-11 define los parámetros de ensayo que permiten analizar y, por tanto, comparar la susceptibilidad de los equipos y sistemas frente a las perturbaciones en el nivel de tensión de alimentación. De otra, la norma IEC/EN 61000-3-2 delimita la emisión máxima de armónicos de corriente de los equipos de menos de 16A de consumo por fase, y en su apartado C hace especial mención a los equipos empleados en alumbrado.

El Grupo de Investigación del que es miembro el autor de la presente Tesis dispone de equipamiento científico que permite generar las perturbaciones que la norma indica y medir y registrar los valores de tensión y corriente y sus respectivos espectros por transformación rápida de Fourier. Todo el equipo descrito es de accionamiento manual lo que introduce el error de operación dentro del proceso de determinación de la respuesta a los diferentes ensayos.

El proceso de analizar y comparar la respuesta de distintas topologías del bloque PWMBR empleadas en balastos electrónicos ante las perturbaciones de la red de suministro dentro de la norma, determinar el espectro de emisión de EMI o los límites operativos de las topologías de prerregulador empleadas en los balastos electrónicos se facilita mediante un proceso sistemático de ensayos. Esta necesidad

El objetivo del diseño de un sistema semiautomático de ensayo de las norma IEC/EN 61000-4-11 que, además, pueda incorporar otro procedimiento de ensayo de la norma IEC/EN 61000-3-2 de la presente Tesis Doctoral se corresponde con otra tarea del contrato de colaboración nº 12009028 suscrito con la empresa TELVENT Energía S.A., dentro del Proyecto Málaga SmartCity, con financiación parcial de los FEDER y el respaldo de la Junta de Andalucía y el Centro de Desarrollo de la Tecnología Industrial (CDTI) dependiente del Ministerio de Ciencia e Innovación y que se desarrolló en los años 2009 y 2010 en la que el autor participó como investigador.

#### 3.3.1 Instrumental empleado

##### 3.3.1.1 Generador de huecos de tensión.

La empresa italiana DENEBO® Elettronica s.n.c. dispone del generador de huecos de tensión DNBGVD01 (Figura 113) que permite la ejecución de test de huecos de tensión

previstos por la norma IEC 61000-4-11 para equipos con un consumo máximo de 5 A [150].



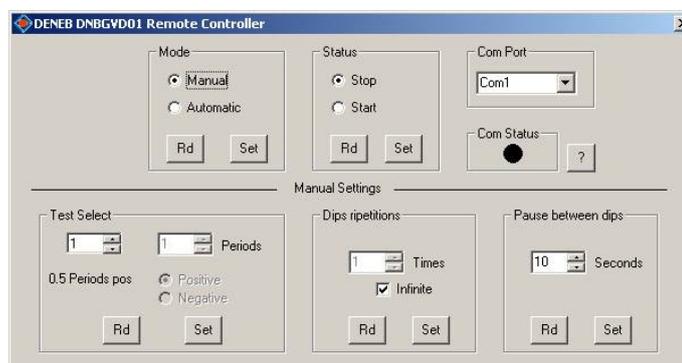
**Figura 113: Generador de huecos de tensión [150]**

El proceso de generación del hueco es manual. El nivel de tensión del mismo se selecciona mediante un autotransformador y la duración del mismo se selecciona mediante un cursor a tal efecto de entre las ocho opciones de que dispone ( $+T/2$ ,  $-T/2$ ,  $1 \cdot T$ ,  $5 \cdot T$ ,  $10 \cdot T$ ,  $25 \cdot T$ ,  $50 \cdot T$  y un ciclo de todos los anteriores de forma automática). Para proceder al ensayo de un dispositivo o equipo bajo prueba (*device/equipment under test*, DUT o EUT) el botón START/STOP inicia el test o lo detiene. Un conjunto de indicadores LED informan del estado del equipo:

- LED On: indica que el instrumento está encendido, es decir, suministra tensión de alimentación al DUT o EUT aunque esté en modo STOP.
- LED START: cuando está encendido indica que está ejecutándose el test.
- LED Dips: indica en el momento en el que el hueco está presente.

Es de este último indicador de donde se ha tomado la señal de sincronía para que el instrumento virtual (VI, *virtual instrument*) comience la toma de datos.

El fabricante dispone de una aplicación software para el control del generador mediante el puerto serie de un ordenador. Así, además de los ajustes que pueden realizarse manualmente con el panel frontal, es posible personalizar la duración del hueco y la pausa entre éstos, también pueden elegirse las repeticiones deseadas del evento (la norma impone un mínimo de tres). Por defecto el generador está configurado con repeticiones infinitas con 10 segundos de intervalo para cada una de ellas.



**Figura 114: Ventana de aplicación de control remoto del generador de huecos [150]**

También se facilita un formulario con el programa de la aplicación en Visual Basic con lo que se puede conocer la estructura de los comandos, facilitando la creación de una aplicación de control propia.

### 3.3.1.2 Osciloscopio USBScope50.

El USBScope50 [151] es un pequeño osciloscopio (tipo lápiz) desarrollado por Elan Digital Systems Ltd. que se conecta mediante el puerto USB y que, como características<sup>16</sup>, ofrece una resolución de 8 bits y una velocidad de muestreo de 50 MS/s y 3 kB de memoria por canal con pre y post disparo. Su diseño modular permite configurarlo como un único canal o apilar hasta ocho de ellos, compartiendo la señal de disparo.



Figura 115: Elan Digital® USBScope50.

Además de tener su propio software de gestión, el fabricante proporciona un kit de desarrollo gratuito para que el usuario pueda crear su propia interfaz para el dispositivo. Este kit de desarrollo consta de una librería que reúne todas las funciones, un catálogo donde se explican una a una todas esas funciones y el código fuente y cabeceros en C++.

Las funciones recogidas en la librería permiten, entre otras cosas, detectar el número de osciloscopios conectados, iniciarlos, configurar los distintos modos de disparo, escalas, *offset*, etc. y extraer los datos guardados en el búfer (3000 puntos).

### 3.3.1.3 Osciloscopio TiePie® Handyscope HS4-DIFF-50

El osciloscopio de conexión USB TiePie® Handyscope HS4-DIFF-50 dispone de cuatro canales dotados de un dispositivo atenuador diferencial, una resolución de 12 bits y una velocidad de muestreo de 50 MS/s y 128 kS de memoria por canal. Incorpora, además, funciones de registrador, analizador de espectro, multímetro y analizador de protocolos y permite la utilidad de combinarse con más dispositivos de medida que empleen el mismo software de gestión.



Figura 116: TiePie® Handyscope HS4-DIFF-50

<sup>16</sup> Las características ampliadas se pueden consultar en <http://www.ditecom.com/datasheets/oscil/USBscope50.pdf>, [http://www.synchrotech.com/product-usb/usb-scopes\\_01.html](http://www.synchrotech.com/product-usb/usb-scopes_01.html) y <http://www.elandigitalsystems.com/usb/usbscope50.php>

En la página web del fabricante<sup>17</sup>, además de su descripción y características, se ofrece una colección de recursos de programación que abarcan desde el manual básico de programación del instrumento hasta controladores para su integración en entornos de tratamiento de señales, como LabView™ o Matlab®, o de programación, C++ o Visual Basic®.

### 3.3.2 Instrumentos virtuales

Un instrumento virtual es un módulo software que simula el comportamiento real de un instrumento (visualizadores, botones, indicadores LEDs, etc.), y apoyándose en elementos hardware accesibles por el computador (tarjetas de adquisición, instrumentos accesibles vía USB, TIA-232, GPIB, etc.) realiza una serie de medidas como si se tratase de un instrumento real, con la opción de ofrecer al usuario una interfaz gráfica similar al panel frontal del instrumento.

La generación de un sistema automático de medida basado en un VI debe permitir:

- Definir el procedimiento de test.
- Seleccionar los instrumentos involucrados.
- Supervisar la ejecución del test.
- Proporcionar los valores iniciales.
- Analizar los resultados mediante un interfaz de usuario agradable.

Para realizar todas estas prestaciones disponiendo al mismo tiempo de un diseño altamente configurable, de larga vida y en tiempo real, el método más apropiado será la programación orientada a objetos (OOP), donde datos y procedimientos se hayan representados en una estructura llamada objeto, accediendo a los datos a través de los procedimientos contenidos en el objeto.

Para el desarrollo de los diferentes VI y de los entornos de ensayo se empleará LabView™ ya que es una plataforma OOP estándar para el desarrollo de sistemas de prueba y control de instrumentación [152].

#### 3.3.2.1 Usbscope50.vi

En la realización del VI son necesarios los siguientes archivos, todos disponibles en [151]:

- *USBscope50Drvr\_W32.dll* 1.0.0.3,
- *CP210xMan.dll* 1.2.0.0,
- *USBscope50 SDK.pdf* (listado comentado de las funciones que incorpora la librería),
- *USBscope50Drvr.cpp* (código fuente en C++, pues el listado contiene errores).

Los dos últimos (el listado de funciones y el código fuente) sólo sirven para conocer el tipo de funciones y su paso de parámetros.

Todas las funciones a llamar en LabView™ están contenidas en la librería *USBscope50Drvr\_W32*. La librería *CP210xMan* contiene las funciones API necesarias para obtener información sobre los dispositivos conectados.

---

<sup>17</sup> [http://www.tiepie.com/en/products/Oscilloscopes/Handyscope\\_HS4-DIFF/Key\\_specifications](http://www.tiepie.com/en/products/Oscilloscopes/Handyscope_HS4-DIFF/Key_specifications)

El programa consta de una sección principal y tres subVIs que realizan las siguientes tareas:

- Configurar un canal (*configuración.VI*). Agrupa los controles básicos de canal de un osciloscopio (escala, *offset*, acoplamiento, testigo de activación), el control de la señal de compensación de la sonda y establece el reloj y la ratio decimal.
- Configurar el modo de disparo (*disparo.VI*). Incluye los controles del *trigger* del osciloscopio (modo, umbral, tipo y canal de referencia del disparo), el retraso de disparo y el desplazamiento horizontal de las trazas en el ajuste del búfer almacenado previo al disparo.
- Extraer los bloques de datos del búfer (*adq\_bloques.VI*), recogiendo la forma de onda y seleccionando la atenuación de la sonda.

El panel frontal tiene el aspecto de la Figura 117.

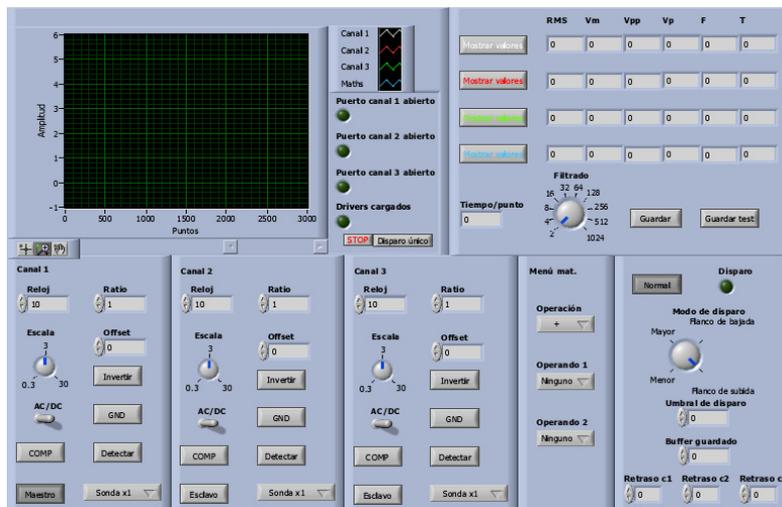


Figura 117: Panel frontal USBScope50.VI

En la parte superior encontramos toda la información extraída del osciloscopio. Como visualizador se utiliza un “*Waveform Graph*” con 4 gráficas seleccionadas, que corresponden a los tres canales (3 unidades USBScope50) y al menú matemático.

Los “*LEDs*” anejos informan sobre la ejecución correcta del programa. El primero que debe encenderse es el de “*Drivers cargados*” (se ha abierto la librería de apoyo *CP210xMan.dll*). Si no está encendido indica un fallo y no podrán utilizarse los dispositivos USB y habrá que cerrar el programa. A continuación se deben activar los que indican que se ha abierto el puerto del canal correspondiente. (El programa está creado para que automáticamente se empleen todos los osciloscopios conectados.)

A la derecha se representan los datos obtenidos a partir de la forma de onda. El texto de los botones y las trazas muestran correspondencia en colores. La información no es automática ya que es dependiente de su forma de cálculo y puede causar un error. Otro indicador disponible es el tiempo correspondiente a cada punto obtenido a partir del reloj y ratio establecidos.

El rango de “*Filtrado*”, que utiliza el Median Filter disponible en LabView™, en vez de usar valores secuenciales emplea la relación de valores y etiquetas asignadas al botón rotatorio que muestra la Figura 118.

Labels	Values
2	2
4	4
8	8
16	16
32	32
64	64
128	128
256	256

**Figura 118: Valores Median Filter.**

De los botones del interfaz caben destacar aquellos que incorporan funciones distintas a las de una osciloscopio estándar. Éstos son:

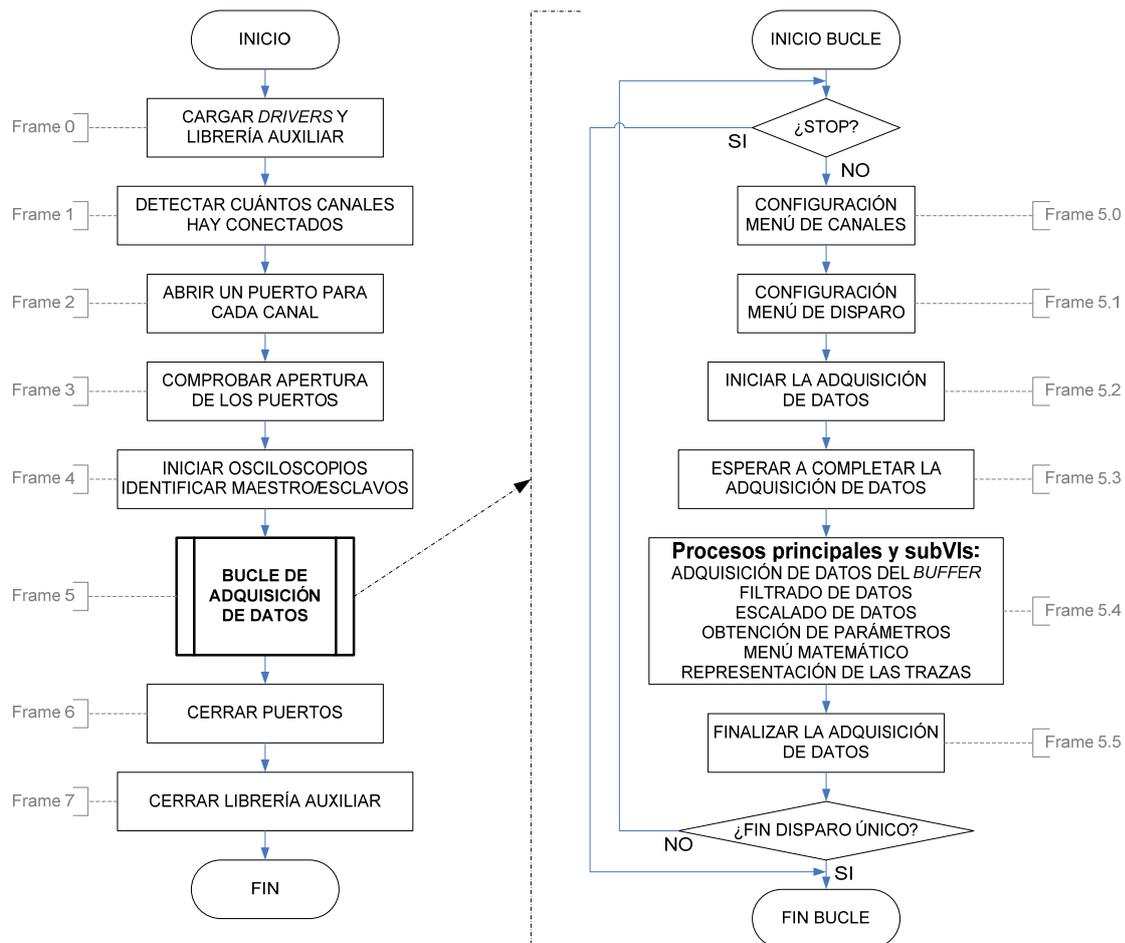
“*Guardar test*”, pensado para realizar los tests de huecos de tensión, guarda en un vector la forma de onda recogida por el canal 1 a lo largo de la ejecución.

“*Reloj*” y “*Ratio*” establecen la velocidad de muestreo del osciloscopio (por defecto ‘10’ y ‘1’, respectivamente). “*Reloj*” es el del conversor analógico–digital (ADC) en MHz, los únicos valores que puede tomar son ‘10’, ‘25’ o ‘50’. “*Ratio*” indica la división que usará el ADC. Si “*Reloj*” está ajustado en ‘25’ o ‘50’ el valor de “*Ratio*” debe ser ‘1’, pues sólo el reloj de 10 MHz admite ratio. La Tabla 9 muestra los valores que puede tomar y el tiempo que corresponde a cada punto. Todos los canales deben tener la misma base de tiempos. La columna Tiempo/Puntos será la que devuelva el programa por el indicador ‘Tiempo/punto’.

**Tabla 9: Valores permitidos para *Ratio*: determinación de la velocidad de muestro del osciloscopio**

Tiempo/Puntos	Reloj	Ratio
20 ns	50	1
40 ns	25	1
100 ns	10	1
200 ns	10	2
400 ns	10	4
1 µs	10	10
2 µs	10	20
4 µs	10	40
10 µs	10	100
20 µs	10	200
40 µs	10	400
100 µs	10	1000
200 µs	10	2000
400 µs	10	4000
1 ms	10	10000
2 ms	10	20000
4 ms	10	40000
10 ms	10	100000
20 ms	10	200000
40 ms	10	400000

Con el panel frontal descrito se ha diseñado el código principal en diagrama de bloques llamando a las funciones de la librería “*USBscope50Drvr\_W32*” y utilizando las funciones que ya incorpora LabView™. Como hay que seguir una determinada secuencia para iniciar el dispositivo y realizar la secuencia de adquisición se utiliza una estructura “*Stacked Sequence*” de 8 *frames* (del 0 al 7). El flujograma de la Figura 119 muestra las estructuras secuenciales citadas.



**Figura 119:** Flujograma de la estructura “*Stacked Sequence*” para la iniciación del osciloscopio y la adquisición de datos

La primera secuencia (*frame 0*) abre la librería auxiliar “*CP210xMan*”. La función encargada de abrir la librería es *USBscope50\_OpenDrvr*. Si el proceso tiene éxito se activa el LED “*Drivers cargados*”.

El segundo *frame* (*frame 1*), una función denominada *Enumerate* permite conocer al programa cuántos osciloscopios tiene conectados antes de proceder a iniciarlos.

Ahora se pueden abrir cada uno de los puertos que utilizará cada osciloscopio (*frame 2*). La función programada para abrir los puertos se llama *OpenAndReset*; precisa, para que LabView™ ejecute la función las veces necesarias, conocer el número de osciloscopios encontrados en el *frame* anterior.

La librería incluye una función, denominada *PortOpen*, para comprobar el estado de los puertos, que se utiliza en el siguiente *frame* (*frame 3*) para comprobar si la apertura se ejecutó correctamente, en lugar de usar el parámetro de salida de la función anterior. Si la comprobación es correcta se activa el LED correspondiente a cada canal comprobado.

Ya está todo dispuesto para que el *frame 4* inicie los osciloscopios con la función *InitScope*, que recibe el número de canal y su declaración como maestro/esclavo, de manera secuencial. (Este ‘maestro’ no es el ‘maestro’ del *trigger*.)

Para terminar este *frame* de la secuencia del programa principal se inicia un vector en el que se almacenarán los datos del canal 1, para recoger la forma de onda en la ejecución del test de huecos, en formato de *array* unidimensional de 3000 puntos iniciados a 0 y se guarda en una variable local (*test*).

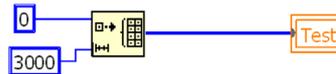


Figura 120: Inicialización de un array para almacenar el resultado del test de huecos

El *frame 5* emplea un bucle *while* que se ejecuta continuamente las funciones de configuración de los osciloscopios y la secuencia de inicio de adquisición y lectura del búfer mientras no se pulse “*Stop*” o se ejecuta las veces necesarias en el modo Disparo único. Para seguir la secuencia correcta volvemos a recurrir a una estructura secuencial de 6 *frames* (ver el Bucle de Adquisición de Datos en la Figura 119).

En el primer subdiagrama (*frame 5.0*) se colocan todos los elementos que configuran el osciloscopio, como el *offset*, la escala, la base de tiempos, el acoplamiento, la señal de prueba de sonda y el control del LED del dispositivo. Como pueden pertenecer a tres canales sería conveniente numerarlos en la etiqueta para saber a cuál pertenecen.

El número de canales conectados se conoce desde el *frame 1* (variable “*Dispositivos encontrados*”). Si hay un canal, o más de uno, se colocan todos los terminales de los controles de los canales uno a uno y se conectan a su correspondiente entrada del subVI *configuración.vi* (3.3.2.1.1), que incorpora todas las funciones de la librería que sirven para configurar el osciloscopio. En la Figura 121 aparece la configuración del canal 1 en caso de 3 canales en uso.

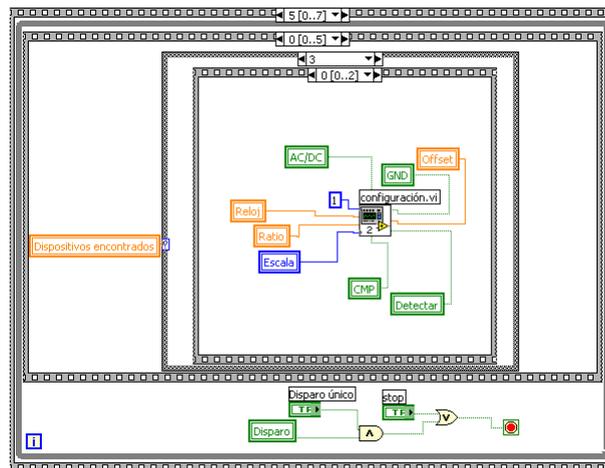


Figura 121: Configuración de un canal

En el siguiente *frame* (*frame 5.1*) se configura todo lo relativo al disparo, canal maestro, modo, tipo, umbral, búfer guardado y retraso a través de un subVI (*Disparo.vi*, ver 3.3.2.1.2) que se diseña de manera similar al anterior.

El umbral de disparo, búfer guardado, tipo de disparo y modo hace referencia al canal que actúa de maestro y se establece la misma configuración para todos los osciloscopios mediante el paso de variables locales.

La Figura 122 representa la configuración del disparo en el canal 2 cuando hay 3 dispositivos conectados.

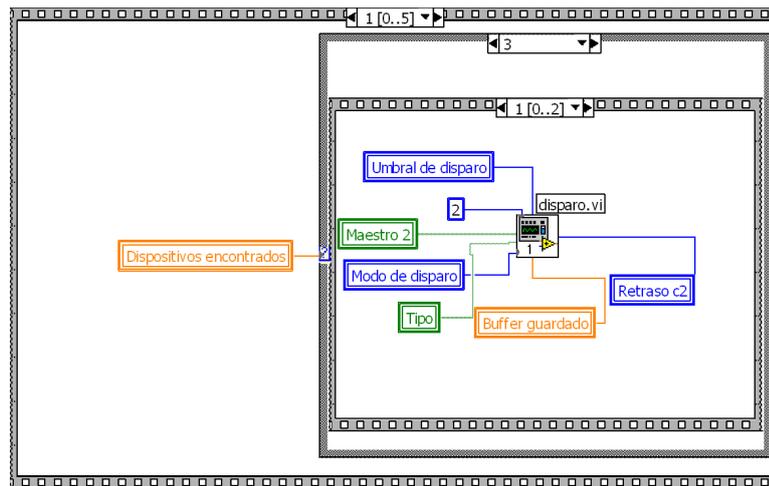


Figura 122: Configuración del disparo.

Ya es posible iniciar la adquisición de datos y lectura del búfer de cada canal en uso por medio de la función *AcquisitionStart* en la *frame* 5.2. Ésta espera un evento de disparo detectado por el canal maestro o se inicia inmediatamente en el modo ‘Free-run’.

En lugar de usar la estructura secuencial apilada que hasta ahora se venía usando, se emplea una estructura secuencial de tipo ‘flat’ que permite poner código directamente y marcar un orden de ejecución. Como no hay que preocuparse por el orden en que se inicien los canales que actúen de esclavos será suficiente con dos subestructuras. La adición de subdiagramas se realiza de manera similar a la estructura apilada.

En la Figura 123 ilustra un caso en que el canal maestro sea el 3. El subdiagrama izquierdo de la estructura secuencial mostrará tantas llamadas a la función como canales esclavos haya.

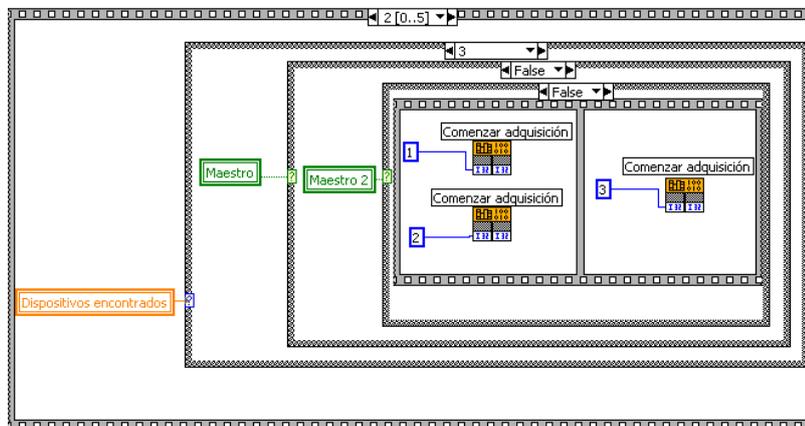
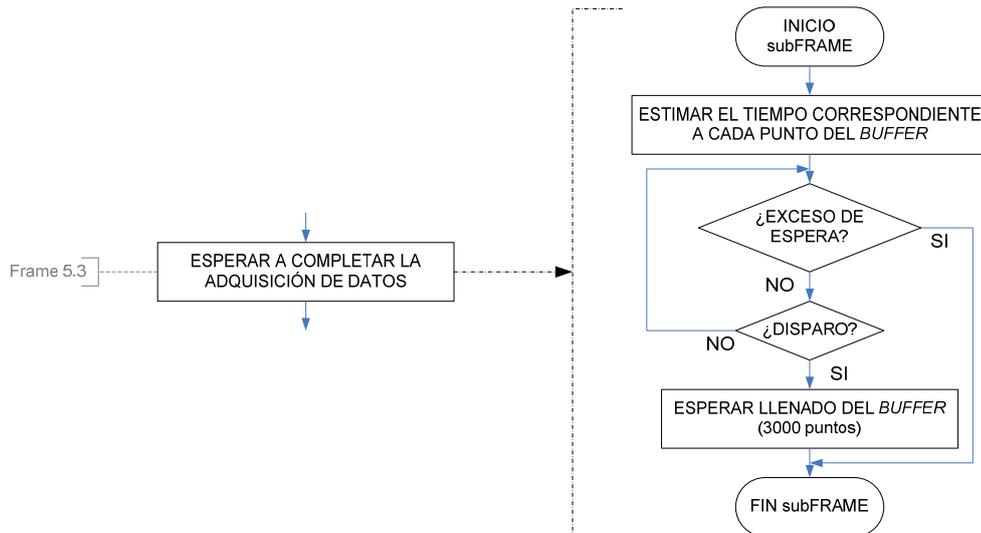


Figura 123: Secuencia de inicio de adquisición, canal 3 maestro

El subdiagrama para la adquisición de datos disponemos de una función para el inicio, otra para recoger los bloques del búfer y otra para finalizar la adquisición. Estas funciones sólo inician, extraen y vuelven a dejar el búfer listo para una nueva adquisición, pero ninguna se encarga de controlar el llenado del búfer, por lo que se necesita un procedimiento que espere el tiempo necesario para obtener una lectura completa del búfer (*frame* 5.3). Para ello se ejecuta un conjunto de funciones para

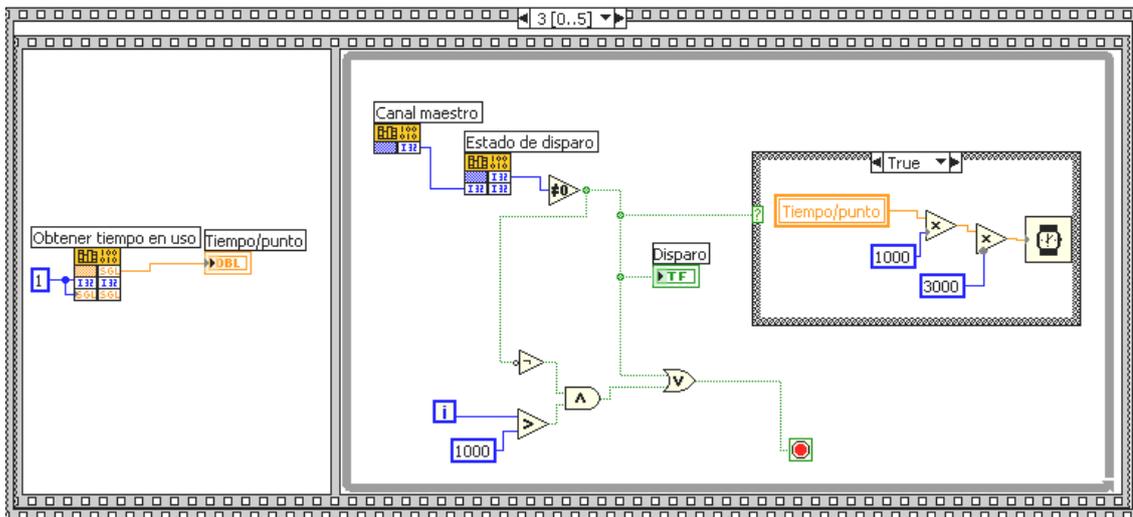
- conocer el tiempo que corresponde a cada punto del búfer (*GetSamplePeriod*),
- comprobar el estado de la adquisición, comprobando el disparo del canal maestro (*GetTriggeredStatus* y *GetTrigMaster*),
- esperar el tiempo de llenado de los 3000 puntos de longitud del búfer y
- omitir proceso si se excede el tiempo de espera del disparo,

cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 124.



**Figura 124:** Flujograma de funciones comprendidas en el *subframe 5.3*

La Figura 125 refleja todo el proceso de espera en LabView™.



**Figura 125:** Rutina de esperar adquisición completa

El subdiagrama siguiente (*frame 5.4*) incorpora la mayor parte de código: reúne todos los procedimientos necesarios para tratar los datos extraídos de los tres canales, el menú matemático y los subVIs de LabView™ para las medidas necesarias.

Para simplificar se ha creado el subVI *adq\_bloques.vi* (3.3.2.1.3) para hacer la llamada a la función que extrae los bloques del búfer, el filtrado y posterior escalado y devolverá una señal booleana dependiendo de si la forma de onda está dentro de un rango de 4 bits, que determina si para medir se emplean los subVIs para magnitudes periódicas o en continua.

Este subVI requiere cinco conectores de entrada: canal a utilizar, número de bloques a extraer, atenuación de la sonda, escala y rango del filtro. Devuelve un array con los bloques del búfer y la señal booleana con un 1 si la magnitud no varía en el tiempo más de 4 bits y un 0 en caso contrario.

Se utilizan tres comparadores para saber los canales que hay. Ante un resultado ‘True’ se hace una llamada al subVI *adq\_bloques.vi* (3.3.2.1.3) y se pasan los datos obtenidos al visualizador de la forma de onda, medidores y menú matemático. Ante un ‘False’ basta con pasar un vector 1x1 de valor ‘0’ como *array* de datos.

Para pasar el rango del filtro y la sonda se usa el terminal correspondiente (en la sonda hay uno por cada canal pero en el filtrado habrá que usar variables locales en dos canales). El número de canal se pasa con una constante en su correspondiente estructura *if*. Para el número de bloques se emplea un 6 como constante. La evaluación del terminal del pulsador para invertir la señal lleva la señal dentro de una estructura *if* a un inversor si está activo o se pasa el array original si no lo está. La Figura 126 muestra la comparación para el canal 1 y los dos subdiagramas. El vector se saca también por otro túnel a la izquierda con el fin de guardar los datos del test de huecos.

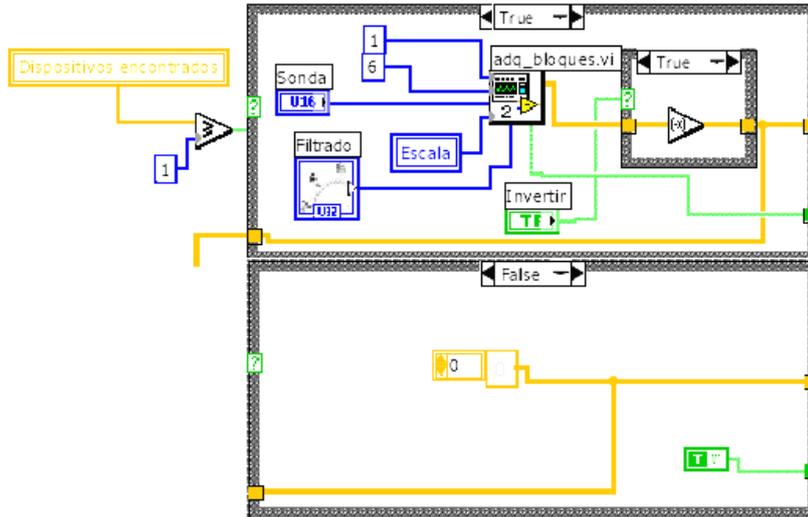


Figura 126: Llamada al subVI adq\_bloques

Para medir las distintas magnitudes de la señal se utiliza una estructura *if* que entrará en el subdiagrama *False* (dejado en blanco) si no está pulsado el botón “Mostrar valores” del canal correspondiente o del menú matemático. Dentro de la estructura *if* en el subdiagrama *True* (“Mostrar valores” pulsado) se anida otra estructura *if* que utiliza la señal booleana que proporcionaba el subVI anterior para utilizar los subVIs para medir en alterna (*False*) o en continua (*True*) que además pasará directamente los valores de frecuencia ‘0’ y periodo ‘∞’.

En magnitudes alternas, o continua variable, se utiliza la función de LabView™ **Amplitude and Level Measurement** para obtener los valores medio, eficaz, amplitud y pico-pico correspondientes a un ciclo. Para medir el tiempo (**Timing and Transition Measurements**) se selecciona el periodo de la señal que va en función de los puntos y al multiplicarse por la variable ‘Tiempo/puntos’ se obtiene el periodo correspondiente. (La frecuencia es su inverso.)

En una magnitud continua invariable en el tiempo (frecuencia ‘0’ y periodo ‘∞’) los valores de pico y pico-pico pueden obtenerse con el método anterior. Para el valor medio y RMS se utiliza la función LabView™ **Averaged DC-RMS**.

Todas estas funciones requieren que la señal sea introducida como tipo de dato dinámico.

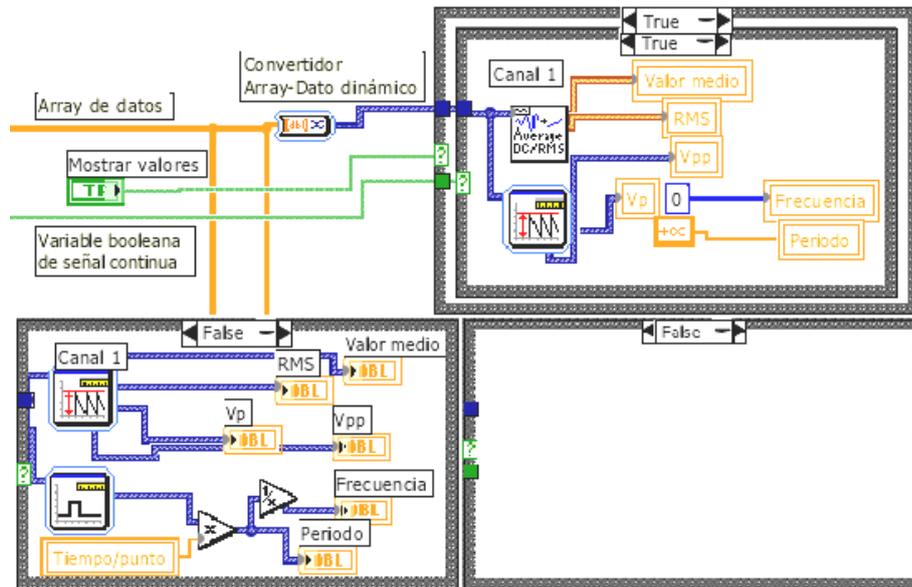


Figura 127: Obtención de parámetros de formas de onda

Para crear el menú matemático se utilizan tres estructuras *case*, que emplean como selector el tipo de operación y los canales de los operandos. La operación por defecto ('0') es la suma, los demás casos son resta, multiplicación o división ('1', '2' o '3'). Los operandos (del menú matemático) se seleccionan desde sendas estructuras *case* a las que se conectan los *arrays* de los tres canales en un túnel (por defecto no hay ninguno seleccionado).

Para visualizar los 3 canales en el "Waveform Graph" y el menú matemático se emplea un *array* de *cluster* (cada *cluster* será el *array* de cada canal o del menú matemático).

Para guardar los datos de cada canal se puede activar la función *Write to Spreadsheet File* que almacena un *array* bidimensional en filas en un formato numérico compatible con Matlab®.

Sólo resta preparar un vector que guarde todos los datos del canal 1 para realizar el test de huecos de tensión. Partiendo del vector 'Test' que se creó en el *frame* anterior (3000 puntos de valor '0'). Utilizando el terminal contador de iteraciones del bucle *while* y multiplicando por 3000 podemos ir desplazándonos por el vector guardando los 3000 puntos de cada adquisición. Para guardar el vector en un fichero se procede de la forma anterior usando como selector el botón "Guardar test".

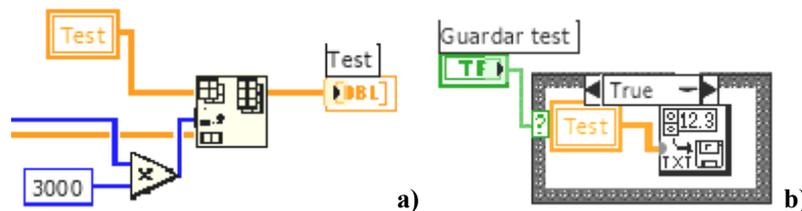


Figura 128: Vector para guardar test de huecos (a) y operación de guardar test de huecos (b)

La Figura 129 muestra el aspecto del código completo correspondiente a este *frame*. que agrupa los procesos principales y las llamadas a las subVIs.

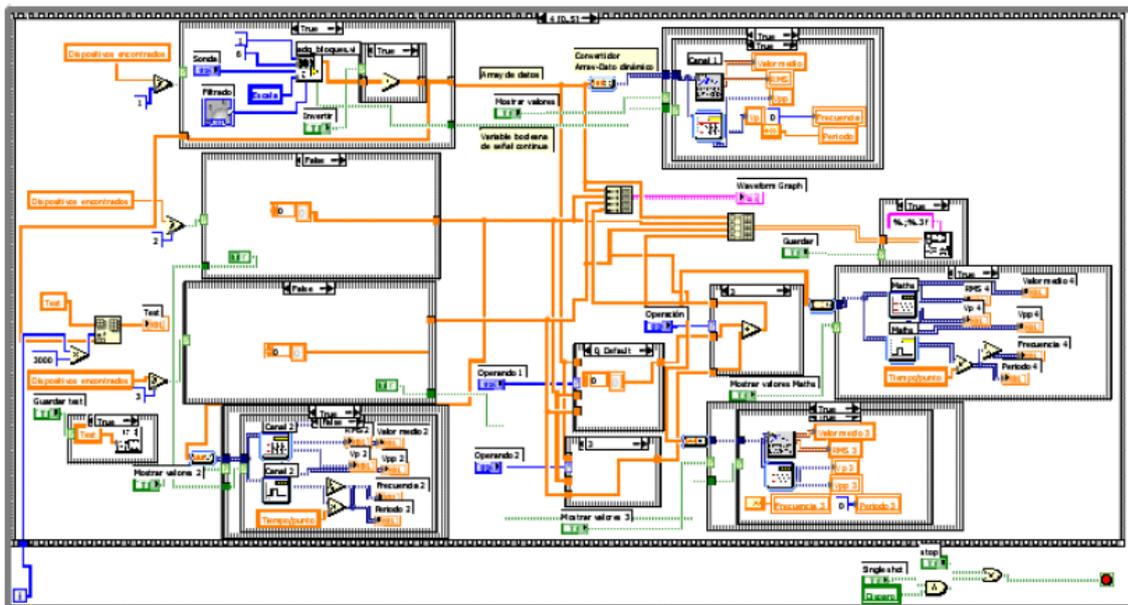


Figura 129: Código para procesar y guardar los bloques del búfer

Llegado a este punto sólo resta finalizar el proceso de adquisición (*frame 5.5*), por medio de la función *AdquisitionEnd* para todos los canales activos, y dejar el osciloscopio listo para reiniciar el bucle. Lo que se realiza.

Tras ejecutar este subdiagrama el programa volverá al *frame 5.0* para comprobar si se ha cambiado algún ajuste de la configuración del dispositivo y volverá a realizar la adquisición de datos o abandonará la estructura *While Loop* para finalizar el uso de los osciloscopios y dejar libres los puertos y la librería auxiliar.

El penúltimo *frame* en la estructura secuencial principal (*frame 6* en el flujograma de la Figura 119) procede a cerrar los puertos COM en uso. La función *Close* cierra todos los puertos que fueron abiertos anteriormente con la función *OpenAndReset*.

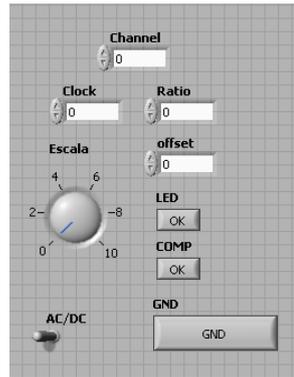
En este punto la librería auxiliar ya no es necesaria. En el *frame 7*, la función *CloseDrv* cierra la librería que se cargó en la apertura (*frame 0*).

Aquí termina el programa principal. A continuación se detalla el código de los tres subVIs.

### 3.3.2.1.1 Configuración.vi

Este subVI se encarga de seleccionar el canal, establecer la base de tiempos, seleccionar la escala de entre las tres posibles, ajustar el nivel del *offset*, elegir el acoplamiento, controlar el LED del dispositivo y activar o desactivar la señal para calibrar la sonda. Son necesarios los siguientes elementos en el panel frontal (Figura 130):

- Control numérico (4): para la selección de canal, reloj (*clock*), ratio, y *offset*.
- Dial: para la selección de escala.
- Botones OK (3): configurados para la acción mecánica *Switch When Pressed*, para el acoplamiento a tierra (GND), control del LED y de la señal de prueba de sonda.
- Botón del tipo *Toggle Switch*: acción *Switch When Pressed*, para seleccionar el acoplamiento AC/DC.



**Figura 130:** Panel frontal del subVI *Configuración.vi*

Los rangos de los controles se ajustaron en el VI principal (*frame 5.0*, pp. 105) ya que este subVI se ejecuta dentro del principal. Para ello se crean los conectores asociados a los objetos de este panel y que permitirán su conexión. Ya que son cinco los ajustes que permite este subVI, cinco son también las funciones que los realizan y sus respectivas llamadas. El terminal del control numérico que selecciona el número de canal es compartido por las cinco funciones, ya se ha visto como el canal se pasa como una constante en el VI principal.

La base de tiempos precisa de dos funciones, una para el reloj y otra para la ratio decimal. Ambas tienen una estructura similar, en ambas el tipo de retorno se deja como *void* (vacío). La función para el reloj se llama ***SetBaseAdcClk***, y recibe como argumentos el número del canal y el valor del reloj (ambos enteros de 32 bits con signo). La función ***SetDecimationRatio*** pasa el valor de la ratio, requiere los mismos argumentos, cambiando el reloj por la ratio. Los valores permitidos en ambas pueden consultarse en la Tabla 9.

La función ***SetUpFrontEnd*** (de retorno *void*) elige el modo de acoplamiento y la escala. La llamada a la función e hace con cinco argumentos, todos ellos enteros de 32 bits con signo: el número de canal, el valor de la escala, el modo de acoplamiento, el modo de puesta a tierra del canal y el modo de adquisición que utiliza el osciloscopio.

La función ***SetOffset*** ajusta el nivel de *offset* del osciloscopio. Tampoco devuelve nada y recibe como argumentos el número del canal y el porcentaje de *offset*. (éste como tipo *float* o *4 byte single* en LabView™).

***SetLEDMode*** determinará la forma de parpadear del LED del dispositivo con el fin de detectar un canal en el apilamiento. La función no devuelve parámetros y como entradas requiere el número de canal y el modo de funcionamiento del LED, ambos enteros de 32 bits con signo.

La última función de este subVI es ***SetCalSource***, que no devuelve nada y que precisa como argumentos el número del canal y el modo de la señal como enteros de 32 bits con signo.

Muchas de estas funciones emplean selectores de botones que proveen un valor booleano pero precisan argumentos enteros de 32 bits con signo, por lo que hay que convertir el par '*True/Flase*' a '*1/0*'. El código descrito en este subVI se muestra en la Figura 131.

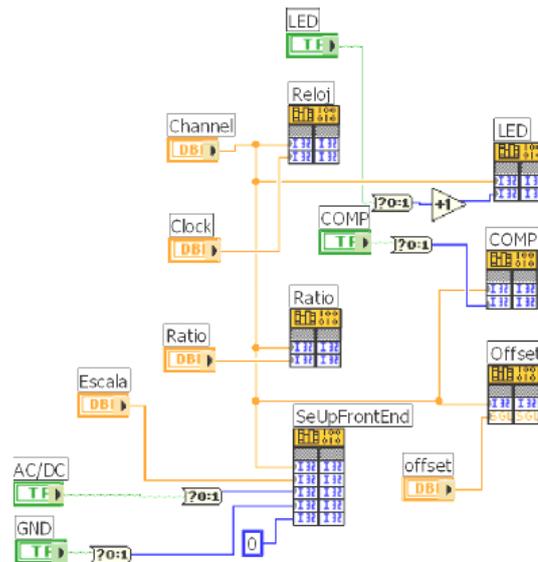


Figura 131: Diagrama de bloques del subVI *Configuración.vi*

### 3.3.2.1.2 Disparo.vi

Esta rutina LabView™ hace llamadas a todas las funciones que tienen alguna relación con la configuración del disparo del canal maestro. Estas funciones seleccionan el canal que controlará la señal de disparo, el modo de disparo y el tipo de disparo, ajustan el umbral de disparo, el punto del búfer en que empieza a guardar datos en el momento de detección del evento y el tiempo de retraso.

El panel frontal está compuesto por:

- Controles numéricos (4): para elegir el valor del número de canal, umbral, punto de disparo y retraso.
- Dial: elige el tipo de disparo.
- Botones OK (2): seleccionan el modo de disparo y determinan el canal maestro.
- Con esos elementos, el panel frontal debería quedar de la manera de la Figura 132.



Figura 132: Panel frontal del subVI *Disparo.vi*

En el diagrama de bloques se utilizarán seis funciones, de nuevo todas comparten el mismo terminal del canal y su tipo de retorno es *void*.

La función *SetTrigMaster* establece el canal utilizado como maestro en el disparo, como argumentos de tipo entero recibe el número de canal y una bandera para determinar maestro o esclavo (que precisará un convertidor de variable booleana a tipo entero).

Para elegir el modo de disparo se utiliza la función *SetNormTrig* que recibe el número de canal y una bandera para el modo *Free-run* o normal (que precisará conversión de booleano a entero).

La selección de tipo de disparo se hace con *SetTrigType*, con los argumentos número de canal y tipo de disparo como enteros.

El umbral de disparo se ajusta pasando el número de canal (entero) y el valor del umbral (*4 byte single*) a la función ***SetTrigThresh***.

El umbral de disparo ajusta el eje y donde se produce el evento de disparo. Para ajustar el eje x (punto donde se empezará a guardar la forma de onda) se utiliza la función ***SetPreTrigDepth*** con la misma estructura de parámetros anterior: el canal como entero y el valor del punto de inicio del disparo como *float*.

Es muy importante tener en cuenta que tanto el umbral y el punto de disparo pasan porcentajes y aceptan una cifra decimal.

El retraso del disparo se modifica en la función ***SetTriggerDelay***, como las dos anteriores los argumentos son el canal (entero) y el valor del retraso (*float*).

El diagrama de bloques aparece como en la Figura 133.

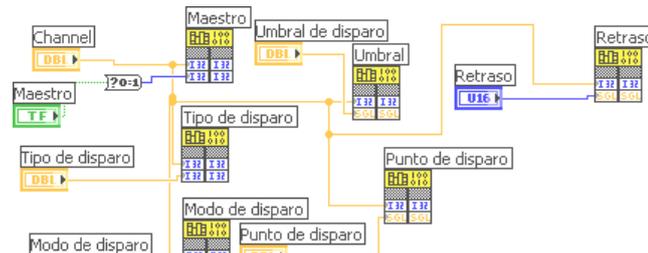


Figura 133: Diagrama de bloques del subVI *Disparo.vi*

### 3.3.2.1.3 Adq\_bloques.vi

En este subVI se ejecuta la función encargada de recoger el vector de datos almacenado en el búfer del osciloscopio, también se realiza el filtrado para reducir en lo posible las variaciones que tienen los dispositivos de hasta  $\pm 2$  bits. Por último se realiza el escalado ya que los datos almacenados en el búfer van desde 128 a  $-127$ , pero este rango puede tener una variación de hasta el  $\pm 5\%$  dependiendo del osciloscopio, como indica el listado de las funciones de la librería [151]. También se genera la señal que informa de si la señal obtenida tiene o no las variaciones necesarias para utilizar las herramientas de medición adecuadas de LabView™. (Ver *frame* 5.4, pp. 108.)

En el panel frontal son necesarios los siguientes elementos:

- Controles numéricos (2): para seleccionar el canal y el número de bloques a extraer.
- Dial (2): seleccionan la escala y el rango del filtrado, aunque en la se representa con el rango binario no es necesario limitarlo a esos valores, pues tomará los que se le indiquen en el VI principal.
- Menú *Ring*: selecciona la sonda, hay que programarlo como se hizo en el VI principal, tres valores para las tres sondas, 0, 1 y 2 para las sondas x1, x10 y x100, respectivamente.
- LED: para obtener la variable booleana que informa sobre la variabilidad de la señal.
- *Waveform Graph*: para poder colocar el conector al terminal del subVI que proporcione los datos filtrados y escalados.

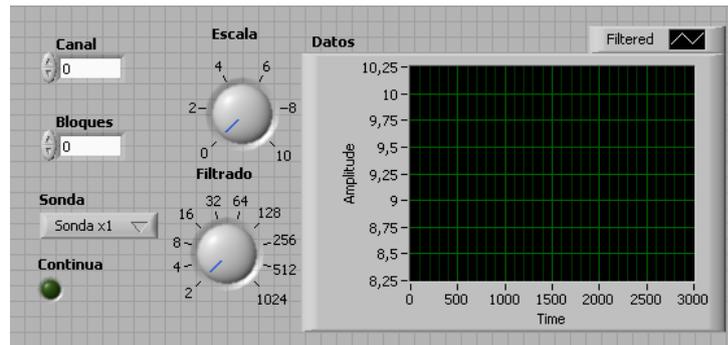


Figura 134: Panel frontal del subVI *Adq\_bloques.vi*

Estos siete objetos se conectan en el diagrama de bloques así:

Primero se llama a la función **GetBufferBlocks**, encargada de extraer el vector, con los argumentos de canal (entero), vector para almacenar los datos (*float array*) y número de bloques (entero). El tipo de retorno es vacío.

Para pasar el canal al nodo se utiliza el terminal de su control numérico. Al seleccionar en la configuración del nodo el tipo de dato *Array*, aparte de indicar la declaración como *4 byte single* pedirá dimensión y formato. La dimensión es 1 (es una fila de máximo 3072 puntos) y el formato es del tipo *Array Data Pointer*, para que el argumento de entrada sobrescriba el vector del búfer.

Con el vector es necesario usar la función **Initialize Array**. Esta función pide el valor de los elementos (se pasan todos a '0') y su número (3072 puntos, 6 bloques y 512 puntos por bloque, de cuales los 72 últimos son descartados) y el terminal del control numérico que selecciona los bloques.

El vector pasa por una etapa de filtrado antes del escalado. De la paleta "Filters" se escoge para reducir el ruido el "Median Filter" (filtro de la mediana), cuyo único parámetro ajustable es el 'rango'. Para cada punto *i* del *array*, el filtro selecciona la mediana de los valores del intervalo  $i - \text{rango}$  hasta  $i + \text{rango}$ , una vez ordenados. Este tipo de filtro no añade ningún desfase pero puede llegar a ser muy lento para valores grandes de 'rango' [153].

La salida del filtro debe pasar por la etapa de escalado: se necesita, por tanto, conocer el tipo de sonda y la escala elegida. Con una estructura *case* se elige el tipo de sonda ('0' para x1, '1' para x10 o '2' para x100) y anidada con ella otra estructura *case*, para seleccionar la escala, ('0', '1' y '2' para las respectivas escalas  $\pm 0,3$ ,  $\pm 3$  y  $\pm 30$  en sonda x1). Dentro de esta estructura se multiplica o divide para obtener el vector definitivo, de forma que tomando como factor de escala el punto medio entre  $128/0,3$  y  $127/0,3$ , ya que cada dispositivo tendrá su propio error comprendido entre  $\pm 5\%$ , la operación en cada caso será:

- Escala  $\pm 0,3$ : dividir entre 425.
- Escala  $\pm 3$ : dividir entre 42,5.
- Escala  $\pm 30$ : dividir entre 4,25.
- Escala  $\pm 300$ : multiplicar por 2,35.
- Escala  $\pm 3000$ : multiplicar por 23,5.

Este vector ya está en condiciones para pasarse al visualizador de forma de onda y ser utilizado en el programa principal.

Lo único que queda por hacer en este apartado es la obtención de la señal que indique la variabilidad o no de la señal para lo que se aplica la herramienta de selección de los valores mayor y menor del vector, si su diferencia es menor o igual a 4 se encenderá el *LED* y la señal no será utilizada con las herramientas de medida de valores medio, RMS, y periodo de LabView™.

El código del diagrama de bloques implementado en este subVI es el de la Figura 135.

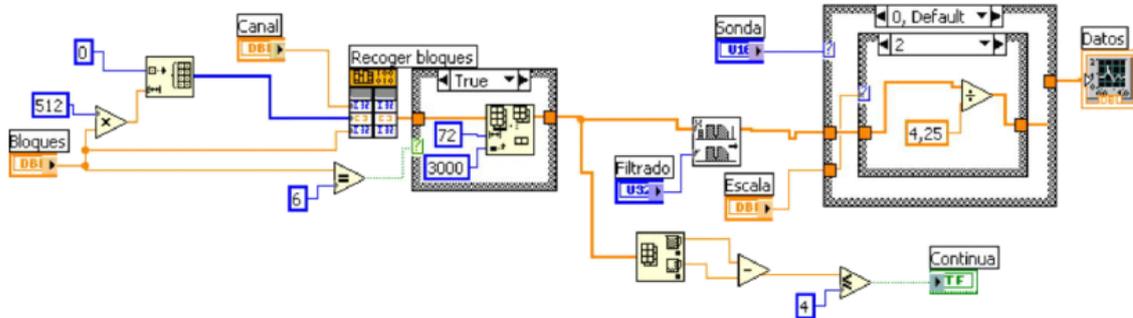


Figura 135: Diagrama de bloques del subVI *Adq\_bloques.vi*

### 3.3.2.2 FFT.vi

Este VI reutiliza la definición, librerías y archivos descritos en 3.3.2.1 ya que sólo plantea una forma distinta de presentar la información que se captura con el osciloscopio USB al realizar ensayos conforme a la IEC 61000-3-2 [52]. Así, sólo necesita los parámetros específicos de configuración que el análisis FFT incluido en LabView™ precisa para ejecutarse con los datos obtenidos en el canal 1. En el panel frontal (Figura 136) se muestran los campos de configuración compartidos con *Usbscope50.VI*, por ejemplo los correspondientes al modo de disparo, el filtrado y el “DisplayGraph” para mostrar el vector del búfer; también aparecen elementos propios del análisis espectral, como el mayor orden a representar, los indicadores de periodo y frecuencia fundamentales encontrados.

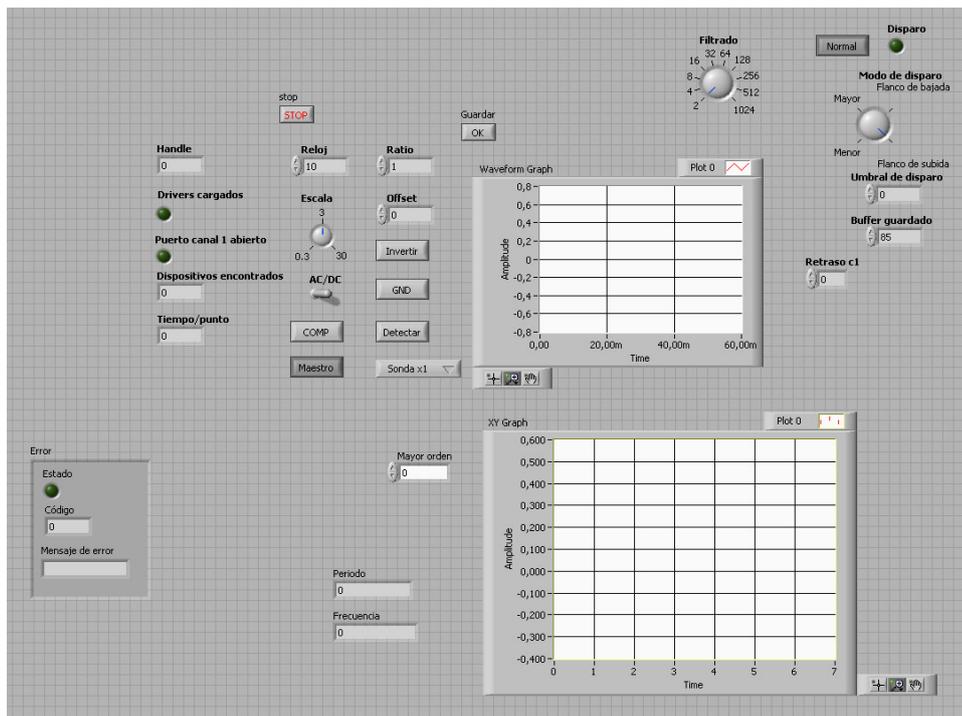


Figura 136: Interfaz de configuración de *FFT.vi*

Dado que se comparten controles, funciones, indicadores y librerías, se referirán sus correspondientes *frames* (secuencias) de programa a sus equivalentes en *Usbscope.vi* y sólo se ampliarán aquellas que son propias.

El flujograma de este VI, que se muestra a continuación, sigue la misma estructura que *Usbscope.vi* (ver Figura 119).

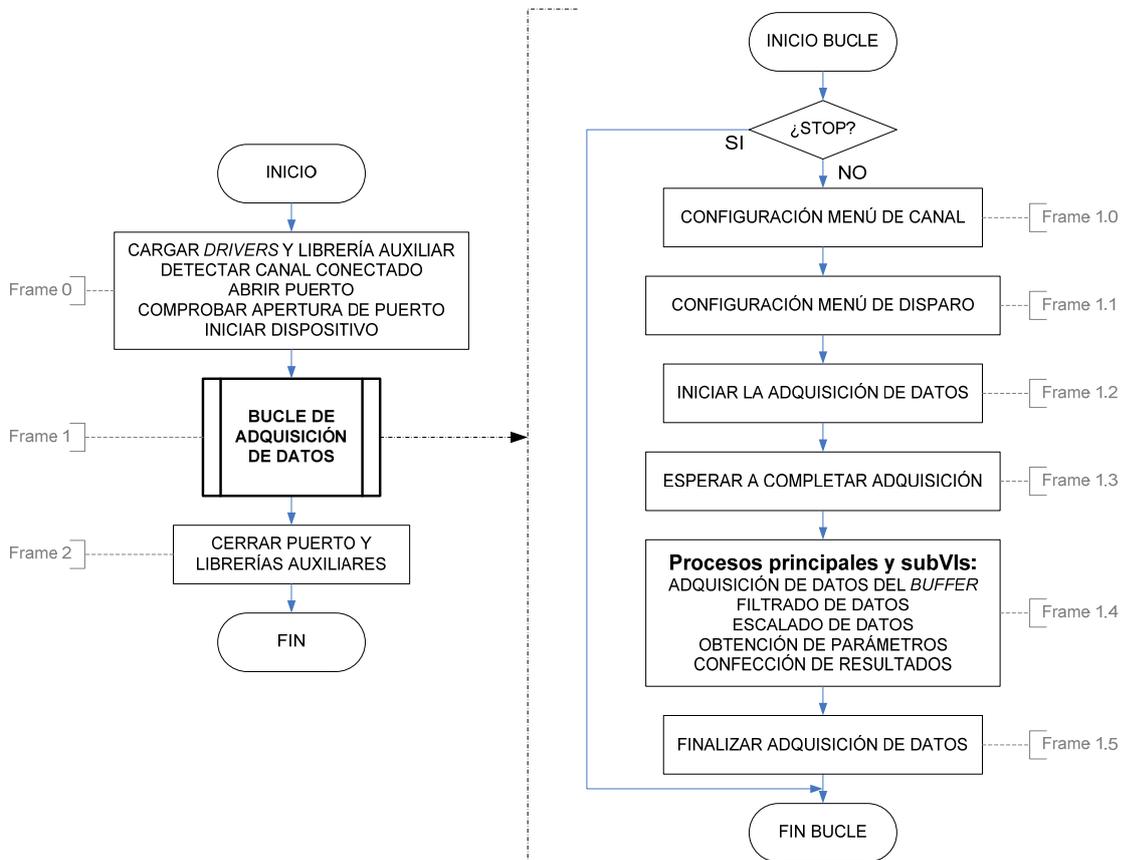


Figura 137: Flujograma de la estructura secuencial de *FFT.vi*

El primer *frame* del VI (*frame 0*, Figura 138) incluye la apertura de la librería auxiliar, la enumeración del dispositivo (ya que sólo se precisa un canal), la apertura del puerto y su chequeo y el inicio del dispositivo, correspondientes con los *frames* 0, 1, 2, 3 y 4 de *Usbscope.vi* descritos en 3.3.2.1.

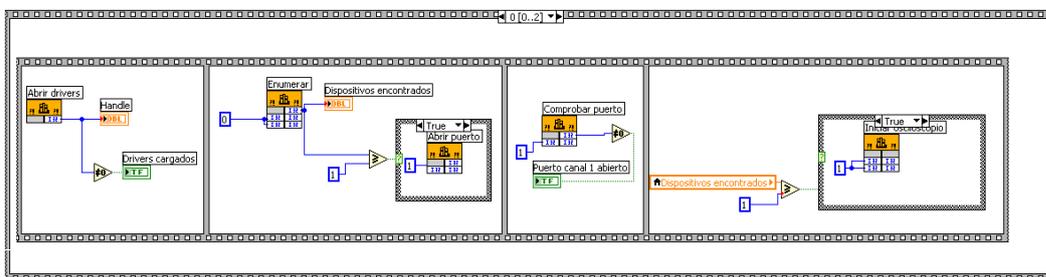


Figura 138: Operaciones iniciales del VI (*frame 0*)

El siguiente *frame* se ejecuta permanentemente, al igual que el *frame 5* de *Usbscope.vi*. Así, el *frame 1* de *FFT.vi* se compone de una estructura secuencial de 6 *frames*.

Los dos primeros subdiagrama (*frames* 1.0 y 1.1) tiene como función la configuración del canal empleando el subVI *configuración.vi* (3.3.2.1.1) y de todo lo relativo al disparo a través del subVI *disparo.vi* (ver 3.3.2.1.2) pero sólo para un canal.

Los *frames* 1.2 y 1.3 se dedican, respectivamente, a iniciar la adquisición de los datos por parte del VI y a esperar a que ésta se complete (este proceso es idéntico al mostrado en la Figura 124). El inicio de la adquisición se refiere exclusivamente al canal 1, tomado como canal fijo para el ensayo en frecuencia.

Al igual que sus equivalentes de 3.3.2.1, estas funciones sólo inician, extraen y vuelven a dejar el búfer listo para una nueva adquisición, pero ninguna se encarga de controlar el llenado del búfer, por lo que se precisase un procedimiento que espere el tiempo necesario para obtener una lectura completa del búfer.

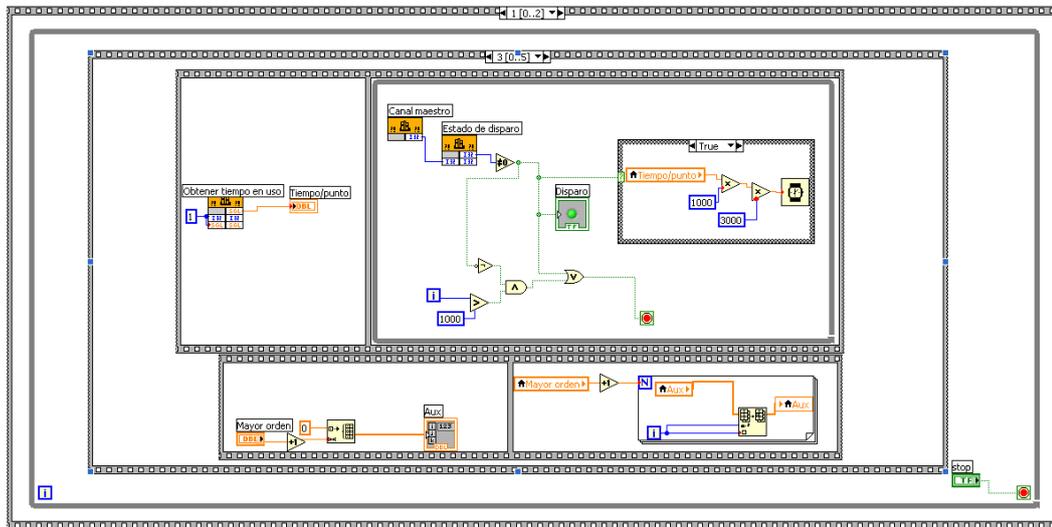


Figura 139: Rutina de espera de adquisición completa (*frame* 1.3)

Pero a diferencia de aquellas, que trataban datos respecto del tiempo, la representación de datos provenientes del análisis FFT precisa de datos auxiliares (vector de frecuencias y la frecuencia máxima) para confeccionar el gráfico correspondiente. Las operaciones que llevan a cabo estas tareas se muestran en la parte inferior de la Figura 139 que describe el *frame* 1.3. A estas operaciones se añade la máscara correspondiente a la norma IEC/EN 61000-3-2 [52] que sirve para comparar la respuesta del equipo sometido a ensayo.

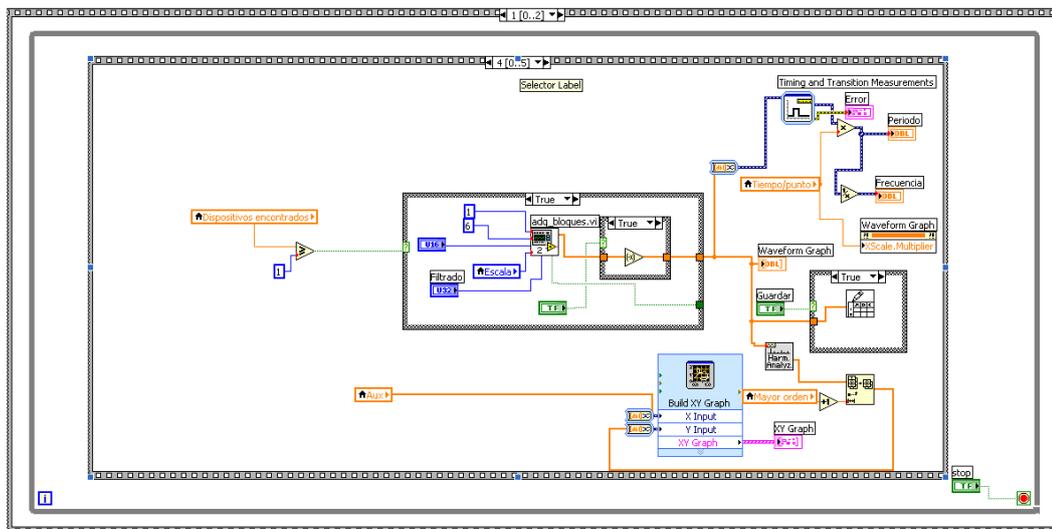


Figura 140: Secuencia de proceso de adquisición de datos y confección de los resultados (*frame* 1.4)

El *frame* 1.4 soporta el peso del VI, ya que trata todos los datos extraídos del canal 1, informa de los parámetros detectados y construye el gráfico temporal de la señal y su

gráfico de descomposición en armónicas mediante la función de análisis FFT que incorpora LabView™. Al igual que el correspondiente en *Usbscope.vi*, también emplea el subVI *adq\_bloques.vi* (3.3.2.1.3). La Figura 140 recoge el esquema de esta secuencia.

La secuencia del *frame* 1 se completa con el *frame* 1.5 que finaliza el proceso de adquisición y deja el osciloscopio listo para una nueva toma de datos. Con esto finaliza el ciclo principal de *FFT.vi* y que vuelve a la secuencia inicial (*frame* 1.0) mientras que no cese el bucle y ejecute la secuencia de finalización que se establece en el *frame* 2.

### 3.3.2.3 Gen\_huecos.vi

Este instrumento virtual permite controlar el generador de huecos de tensión DNBGVD01® [150], el código ha sido implementado a partir del formulario de Visual® Basic del programa que el fabricante tiene disponible (previa solicitud).

La ventaja de crear una interfaz en LabView™, aparte de ser una interfaz abierta, es que en el programa del fabricante solo podían usarse los puertos COM 1 y 2, limitación eliminada en el VI creado.

Para el control del generador se utiliza una interfaz USB a TIA–232. Del análisis del formulario se observa que emplea una rutina de servicio al puerto serie enviando las instrucciones al generador junto a un carácter especial de inicio, unos paquetes con un determinado orden, una suma de verificación de los datos y un carácter final de fin de secuencia. Las instrucciones se envían como una cadena de caracteres. Éstas son las correspondientes a cada acción (‘&’ indica cadenas concatenadas):

- Inicio/Fin de test de huecos:
  - Start: ‘0101’
  - Stop: ‘0102’
- Tipo de test (ver 3.3.1.1):
  - 1: ‘0400’
  - 2: ‘0401’
  - 3: ‘0402’
  - 4: ‘0406’
  - 5: ‘040B’
  - 6: ‘041A’
  - 7: ‘0433’
  - Personalizado: ‘04&(periodos+1(octeto hexadecimal))’
- Número de repeticiones:
  - Infinito: ‘03FE’
  - Finito: ‘03&repeticiones(octeto hexadecimal)’
- Modo de funcionamiento:
  - Manual: ‘0201’
  - Auto: ‘0202’

- Pausa entre huecos: ‘05&(segundos•10 (octeto decimal))’

La rutina a programar está formada por 4 partes bien diferenciadas:

- Obtención de la cadena de datos a enviar.
- Cálculo de los *packets*.
- Cálculo de la suma de verificación.

- Envío al puerto serie.

El panel frontal del VI está formado por 6 “Menús *Ring*” y 3 controladores numéricos.

Los menús seleccionan el modo de funcionamiento, el inicio o fin del test, el tipo de test, la selección de semiciclo (positivo o negativo) en caso de personalizar un test de medio periodo y si el número de repeticiones es finito o no. También se incluye un último menú que elige el tipo de instrucción a enviar.

Los controladores numéricos ajustan el número de repeticiones, la pausa entre huecos y la duración en periodos del hueco, siempre que estén seleccionadas las opciones repeticiones no infinitas, y test personalizado. La pausa entre huecos será de 10 s por defecto, como regula la norma [101], por lo que al iniciar la aplicación no es necesario pasar el dato, ya que está configurado así en el generador.

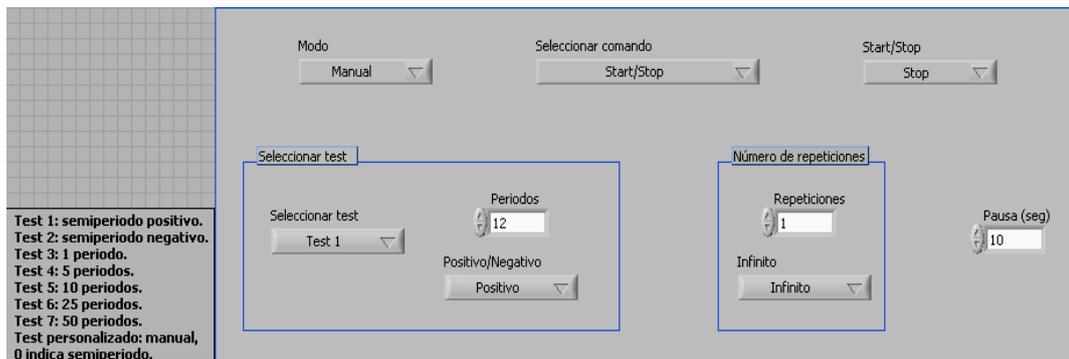


Figura 141: Panel frontal para el generador de huecos de tensión

Cada menú *Ring* tendrá asociado un número correspondiente a cada etiqueta:

- Modo:
  - Manual: ‘0’
  - Auto: ‘1’
- Seleccionar comando:
  - Start/Stop: ‘0’
  - Seleccionar test: ‘1’
  - Seleccionar repeticiones: ‘2’
  - Seleccionar modo: ‘3’
  - Seleccionar pausa entre huecos: ‘4’
- Start/Stop:
  - Stop: ‘0’
  - Start: ‘1’
- Seleccionar test:
  - Test 1: ‘1’
  - Test 2: ‘2’
  - Test 3: ‘3’
  - Test 4: ‘4’
  - Test 5: ‘5’
  - Test 6: ‘6’
  - Test 7: ‘7’
  - Personalizado: ‘8’
- Positivo/Negativo:
  - Positivo: ‘0’
  - Negativo: ‘1’

- Infinito:
  - Infinito: '0'
  - No infinito: '1'

El control numérico “Periodos” tiene un rango desde 0 a 125, “Repeticiones” puede ajustarse entre 1 y 250 y “Pausa entre huecos” entre 3 y 25 segundos.

Antes de empezar a crear el diagrama de bloques necesitamos 11 variables locales para crear el código, cinco controles numéricos para la duración, un contador de octetos (‘N’), dos variables auxiliares para la suma de control en decimal (‘DecNum’ y ‘CKsum’) y una variable para almacenar los *packets* (‘packet’); seis cadenas de caracteres para utilizar dos variables temporales (‘Temp’ y ‘Temp2’), los datos a enviar (‘Datis’), la suma de verificación (‘CKsums’), una variable auxiliar para almacenar la suma en hexadecimal (‘HexNums’) y otra que guarde la variable ‘Packets’ en forma de cadena. Las siete variables permanecen ocultas en el panel frontal. Para nombrarlas se ha respetado la nomenclatura dada en el formulario. La variable ‘packets’ se inicia por defecto a 1, indicándolo en su menú “Data Range”.

El diagrama de bloques comienza con una estructura secuencial apilada, con cinco *frames*.

En el *frame* 0 se comprueba la instrucción que se desea enviar y se genera la cadena de datos. En el *frame* 1 se realiza el cálculo de la variable ‘packets’ que en el *frame* 2 será concatenada con la cadena de caracteres de los datos. El *frame* 3 es el que incorpora la mayor parte del código, que corresponde a la suma de verificación. Por último, en el *frame* 4 se envía por el puerto serie la cadena de caracteres formada por ‘carácter de inicio & Packets & Datis & CKsums & carácter de fin de cadena’.

Para obtener la variable ‘Datis’ (cadena con los datos de la instrucción a enviar), se crea dentro del *frame* 0 una estructura *case* que utiliza como selector el menú *ring* “Seleccionar comando”, con cinco opciones y, por tanto, cinco subdiagramas.

El ‘*case* 0’ corresponde a la opción “Star/Stop”, se utiliza un comparador con una estructura *if* para saber si está seleccionada la opción “Start” (‘1’) o “Stop” (‘0’). En el subdiagrama ‘True’ se pasa a la variable ‘Datis’ la cadena correspondiente a “Start” (‘0101’), en el subdiagrama ‘False’ se pasa “Stop” (‘0102’).

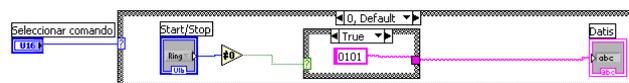


Figura 142: Selección de instrucción “Start”

En el ‘*case* 1’ se genera el dato que corresponde al tipo de test, se utiliza una estructura *case anidada* usando como selector el menú “Seleccionar test”, esta estructura tiene 8 posibles casos. Los siete primeros corresponden al test del mismo número, la cadena de caracteres respectiva a enviar desde el 1 al 7 es ‘0400’, ‘0401’, ‘0402’, ‘0406’, ‘040B’, ‘041A’ y ‘0433’. En el ‘*case* 8’ (test personalizado) se crea una estructura *if* para comprobar el número de periodos especificado manualmente es ‘0’. En caso afirmativo se comprueba el semiperiodo seleccionado, si el menú está en positivo éste devuelve un ‘0’ y el dato a enviar será ‘0400’ (Figura 143), si lo está el negativo se enviará ‘0401’.

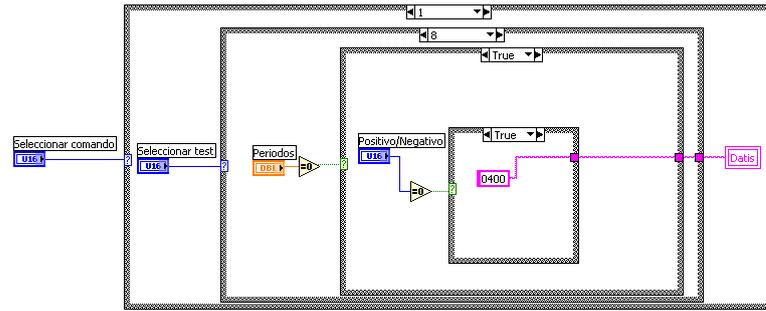


Figura 143: Selección de semiperiodo positivo

En caso de que el control numérico “Periodos” no sea igual a ‘0’ se entra en el subdiagrama ‘False’, donde se crea la cadena correspondiente, que siempre es el carácter ‘04’ concatenado con el número de periodos determinado más uno (en hexadecimal), si no alcanza 2 cifras se le antepone un ‘0’. En este subdiagrama ‘False’ se crea una estructura *sequence* plana de dos subdiagramas, en el primero se incrementa en uno el control del número de periodos y se almacena en la variable ‘Duración’. En el segundo subdiagrama se convierte el número decimal de la duración en un *string* hexadecimal. A esta cadena se le antepone un doble cero. De esta cadena debemos quedarnos sólo con los dos últimos números. Para terminar se le antepone a esta cadena un ‘04’. El código queda recogido en la Figura 144.

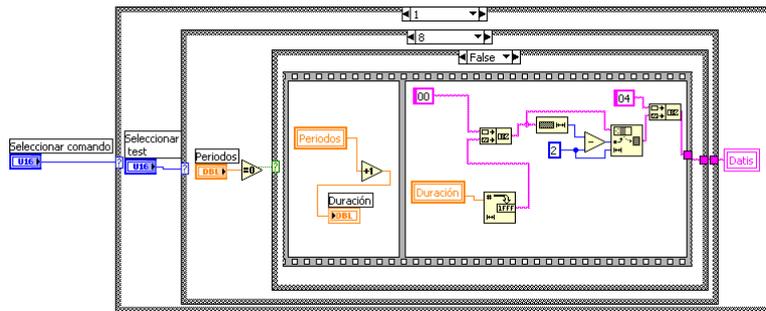


Figura 144: Selección de duración del hueco personalizada

En el ‘case 2’ se seleccionarán las repeticiones, se comprueba que el valor del menú sea igual a ‘0’, con lo que entra al subdiagrama ‘True’ de una estructura *if*, donde se pasa el dato correspondiente a repeticiones infinitas (‘03FE’). Si el menú devuelve un ‘1’ se fija manualmente el número de repeticiones de manera similar a lo que se hizo con el número de periodos pero con la salvedad de que no hay que incrementar el valor y se convierte directamente a *string* hexadecimal. Al final se le antepone un ‘03’.

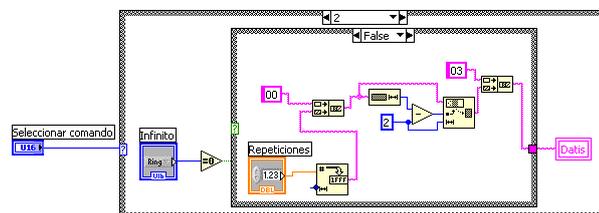


Figura 145: Selección manual del número de repeticiones de huecos.

En el ‘case 3’ se selecciona el “Modo de funcionamiento” manual o automático (una repetición de todos los tests). Una estructura *if* usa como selector el menú de la selección de modo, si devuelve un ‘0’ se usa el modo manual entrando en el subdiagrama ‘True’ y pasando el dato ‘0201’; en el subdiagrama ‘False’ se pasa ‘0202’.

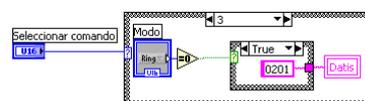


Figura 146: Selección de modo manual

El ‘case 4’ genera el dato para la pausa entre huecos. Se sigue el mismo procedimiento que con las repeticiones, salvo que hay que multiplicar el valor del tiempo en segundos por 10 antes de convertir a *string* hexadecimal y en la cadena final hay que anteponer un ‘05’.

La Figura 147 muestra el código para la pausa entre huecos, incluyendo esta vez la estructura secuencial.

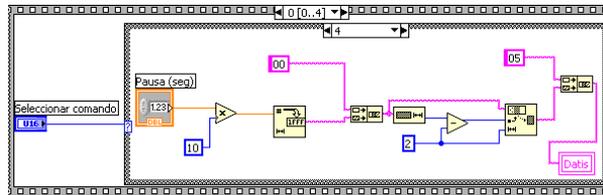


Figura 147: Selección de pausa entre huecos

En el *frame* 1 se calcula el número del paquete de datos, que al iniciar el programa vale ‘1’, se trata de incrementar en uno el número y pasarlo a una cadena hexadecimal, anteponiéndole un ‘0’ para tener el octeto. Si el valor incrementado es superior a 9 se reinicia a 1.

Para realizar el cálculo se utiliza una estructura secuencial plana de dos *frames*, en el primero se incrementa la variable ‘packet’ y se almacena, se compara con 9 y si es mayor se reinicia a 1. En el segundo *frame* se convierte la variable ‘packet’ en un *string* hexadecimal anteponiendo un ‘0’. Esta cadena se almacena en una variable local (‘packets’).

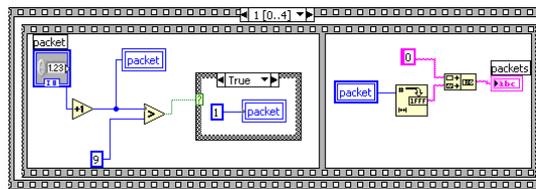


Figura 148: Subrutina CalcPackets

En el *frame* 2 se concatenan las cadenas ‘packets’ y ‘Datis’ pasándose a la variable auxiliar ‘Temp’:

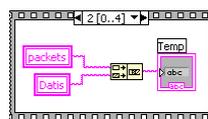


Figura 149: Variable temporal para el cálculo de la suma de verificación

El tercer *frame* es el que realiza la función más compleja como es la generación del octeto con la suma de verificación. En el *frame* 3 se coloca otra estructura secuencial apilada, con 3 *frames*. En el primero se inicia la variable contadora ‘N’ en 1, ‘CKsum’ a 0 y se guarda la variable ‘Temp’ en ‘Temp2’.

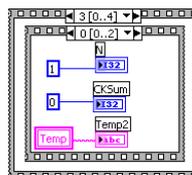


Figura 150: Inicio de variables para la suma de control

En el segundo *frame* de esta estructura anidada se crea un bucle *for* con un número de iteraciones igual a la longitud de la cadena de caracteres ‘Temp’ entre 2, pues se tomarán los octetos de uno en uno (recuérdese que las cadenas son hexadecimales). Dentro de este bucle se anida otra estructura secuencial apilada de tres *frames*. Dentro del primero se coloca una estructura secuencial plana de otros *frames*. En el primer

subdiagrama de esta estructura se toma el primer octeto empezando por la izquierda (en toda la estructura se recorrerá toda la cadena). Este octeto tomado se almacena en 'Temp2'. En el siguiente subdiagrama se pasa la variable 'Temp2' a 'HexNums'. Y en el último subdiagrama de la estructura plana se convierte el primer cuarteto del octeto tomado a formato de número decimal (Figura 151). El número queda guardado en 'DecNum'.

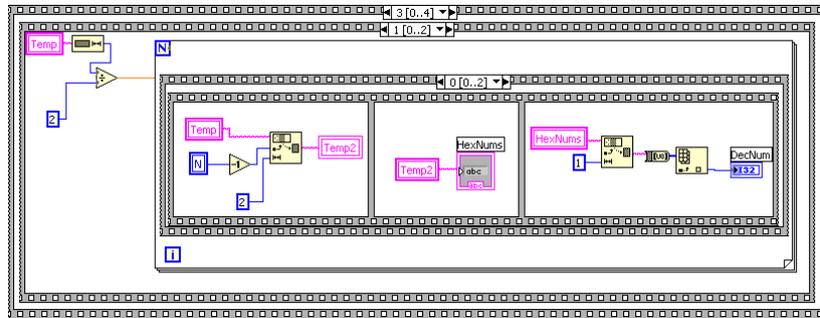


Figura 151: Obtención del valor decimal del primer *nibble*

En el *frame* 1 de la estructura interior al bucle *for* se comprueba que el número decimal no sea '1', '4', '6' o '15' (pues estos caracteres son especiales para el puerto serie) mediante una estructura *case* que tiene como selector la variable 'DecNum'. En caso de detectar uno de estos caracteres una bandera se pone a 'True', se saldrá de la estructura y se pondrá 'DecNum' a '0'. Si no la bandera se pondrá a 'False'. Esta constante booleana se conecta al selector de una estructura *if*: si valía 'True' no hará nada y seguirá ejecutándose el código. Si es 'False' se hará todo el proceso anterior, es decir, tomar el segundo cuarteto (siguiente índice) y comprobar que no sea uno de los caracteres especiales. Si es un carácter especial no se hace nada, pero si no se pasará el octeto contenido en 'HexNums' a número decimal. Antes de realizar la conversión se comprueba si el octeto hexadecimal empieza por '&H', que indica cadena hexadecimal. Si no es el caso se convierte la cadena entera sin problemas, pero si empieza por '&H' habrá que tomar sólo los dos últimos caracteres.

En el *frame* 2 (último) de la estructura secuencial interior al bucle *for* se realiza la suma de 'CKsum' y 'DecNum', 'CKsum' guarda la suma de los octetos, pues el contenido de 'DecNum' se pierde en el octeto siguiente. Se comprueba que 'CKsum' no sea mayor de 255 (si lo fuera se le restaría 256). También se le suma 2 al contador 'N' para seleccionar el siguiente octeto en la próxima iteración del bucle *for*.

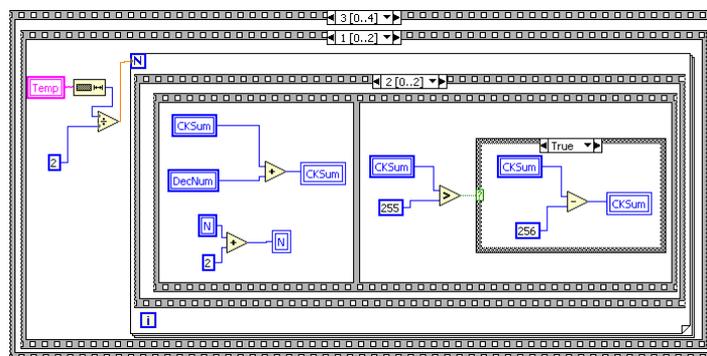


Figura 152: Guardar la suma de verificación

Aquí finaliza el bucle que recorre los octetos de la cadena temporal formada por 'packets' y 'Datis' y va realizando la suma siempre que no se encuentren caracteres de control del puerto serie.

Para terminar, en el último *frame* de la estructura anidada a la secuencia principal (*frame* 2) se convierte el 'CKsum' en complemento a 2 en *string* hexadecimal y se

toman los 2 últimos caracteres. Estas tres fases (complemento a 2, conversión a *string* hexadecimal y obtención de los dos últimos caracteres) se implementan cada una en un *frame* de una estructura secuencial plana (Figura 153).

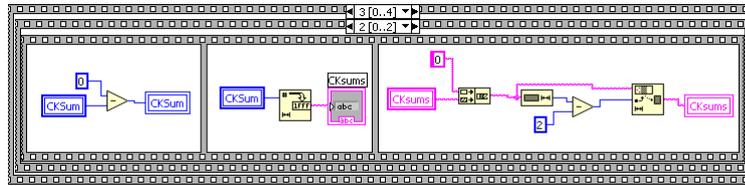


Figura 153: Obtención de la cadena con la suma de verificación

Con la cadena de la suma de verificación ya se tienen todos los datos necesarios para enviar al puerto serie. Con la función de concatenar 3 cadenas se forma la dirección del puerto COM correspondiente: ASR{puerto}::INSTR, ASRL e INSTR se pasan como constante de caracteres, el número del puerto se pasa convirtiendo un número entero a una cadena decimal. Esta dirección del puerto se utiliza como nombre del recurso para abrir una sesión VISA (gestión de puerto en LabView™). Sólo se utilizan las herramientas para abrir la sesión, escribir en el puerto serie y cerrarla. El puerto serie debe estar configurado a la velocidad de 9600 baudios, con un bit de parada y sin paridad [150]. La cadena a enviar debe ser las tres cadenas creadas ('packets', 'datis' y 'cksums') concatenadas, añadiendo al principio y al final los caracteres de inicio y fin. Estos caracteres vienen recogidos en la tabla ASCII y corresponden a los valores hexadecimales de 01 (SOH, *start of heading*) y 04 (EOT, *end of transmission*). Para enviar estos caracteres de control en LabView™ es necesario escribir en el búfer el carácter de control en hexadecimal en el modo *Hex Display* [154].

### 3.3.3 Diseño de ensayos

#### 3.3.3.1 Test de huecos

Se han realizado tests de huecos de tensión para dos módulos de evaluación (ver 3.3.4), en concreto para los UCC28019EVM y UCC28514EVM, de Texas Instruments, para más detalles su página *web* incluye un buscador<sup>18</sup>.

Para el UCC28019EVM, de 390V de salida, se ha utilizado una carga formada por dos resistencias de 1 k $\Omega$ /50 W en serie ( $P_s = 390^2/2000 = 76,05$  W). Con el UCC28514EVM (24V) se ha colocado una carga de dos resistencias de 15  $\Omega$ /50 W en paralelo ( $P_s = 24^2/7,5 = 76,8$  W)<sup>19</sup>.

Para realizar los ensayos de huecos de tensión establecidos por la normativa correspondiente [101] se ha seguido el procedimiento de configurar el generador con el tipo de test a realizar, cargar los huecos en el módulo de evaluación, poner en marcha el generador de huecos y activar el inicio de los test, mientras se almacena cada lectura del osciloscopio en un vector y al acabar el test se visualiza la forma de onda obtenida [155]. De esta manera al pasar las lecturas de todo el proceso a un visualizador de forma de onda se puede visualizar el impacto del hueco sobre el funcionamiento del equipo y medir el valor RMS desde el inicio al final del hueco, pues en el visualizador se pueden comprobar los puntos de inicio y fin. Solo es necesario utilizar un canal del osciloscopio, si hay varios conectados se debe elegir el 1. Con el generador de huecos encendido, se configuran los test a través del VI correspondiente. Para los dos módulos

<sup>18</sup> <http://focus.ti.com/analog/docs/toolsoftware.tsp>

<sup>19</sup> La potencia de salida nunca supera la capacidad de las cargas ya que se divide entre dos tanto para la conexión en serie como en paralelo.

se harán cuatro tests, 1, 2, 5 y 7, estableciendo el autotransformador variable en 0%, 0%, 40% y 70%, respectivamente.

Lo primero es establecer el número de repeticiones, se selecciona el comando “*Seleccionar repeticiones*” y se ajustan éstas a 3 (también hay que seleccionar “*No infinito*”). Cada vez que se quiera enviar algo se ejecuta el VI. Al configurarlo para 3 repeticiones el generador de huecos entrará en modo *Stop* al pasar el tercer hueco. La pausa entre huecos no es necesario cambiarla, pues por defecto es de 10 s. Con el “*Modo*” ocurre lo mismo, por defecto está seleccionado el modo “*Manual*”.

Con los ajustes anteriores solo queda ir cambiando el tipo de test y pasar el generador a modo “*Start*”. Esto se hace seleccionando el comando “*Seleccionar test*” y eligiendo el test correspondiente de entre los cuatro antes citados. Tras haber enviado la orden para el tipo de test se ejecuta el VI del osciloscopio y en el generador de huecos se cambia al comando “*Start/Stop*” y se pasa a “*Start*”. Una vez que el tercer hueco haya sido pasado al módulo de evaluación se guarda el test en el VI del osciloscopio (botón “*Guardar test*”) y se carga en un VI nuevo para visualizarlo completo. Una vez medido el RMS durante el hueco se puede representar en las curvas CBEMA e ITIC.

Para ajustar los parámetros del osciloscopio es importante tener en cuenta la tensión de salida del módulo. Para medir 390V será necesario una sonda x100 y elegir la escala  $\pm 30$  V (lo que hará  $\pm 3000$  V en este caso). Para la base de tiempos se tomará un ‘reloj’ de 10 MHz y una ‘ratio’ de 1000.

Ambas curvas han sido creadas en LabView™ para representar los resultados de los test.

En la bibliografía [105, 156] pueden encontrarse los datos necesarios para crear las curvas CBEMA e ITIC. Dado que se hace un test de huecos en este caso sólo interesa la zona inferior a la tensión nominal.

Crear la curva ITIC es sencillo y solo consiste en enviar a una gráfica XY los clusters con los vectores X e Y de cada una de las tres curvas. Para la curva CBEMA se ha creado un vector logarítmico desde 0,01 a 30, que corresponden a la duración en segundos en la cual no se ha alcanzado el estado estacionario, después de 30 se termina el vector con un 100. Después se implementa un bucle *for* con tantas iteraciones como elementos haya en el vector. Utilizando el contador se recorre el vector y se realiza la ecuación de la curva inferior. El resultado viene dado en tanto por uno, por lo que habrá que multiplicar por 100 y, para representarlo como porcentaje de la tensión nominal, restarlo a 100. Con el resultado final se representa en el diagrama XY los tiempos frente a los resultados de la ecuación, pasando los tiempos a milisegundos. De la Figura 154 a la Figura 156 muestran el código empleado en su generación.

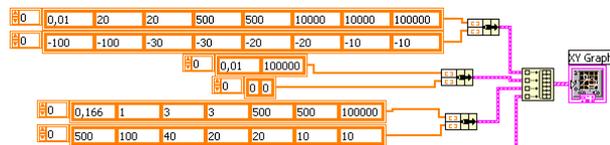


Figura 154: Figura 4.60 Diagrama de bloques de una curva ITIC



### 3.3.4 Módulos de evaluación

Texas Instruments Inc. (TI) dispone de varios módulos de evaluación de diversas topologías PWMBR con diversos modos de conducción y tipos de control (ver 2.7.2). De la oferta del catálogo de TI se han adquirido los siguientes, cuyas características principales se describen en la Tabla 10.

El fabricante aporta en la documentación una gran variedad de ensayos funcionales hechos a los módulos, pero no se incluyen tests de susceptibilidad a los huecos de tensión.

**Tabla 10: Características principales de los módulos de evaluación de TI empleados**

Nombre	$V_e$ ( $V_{rms}$ )	$V_s$ (V)	$\Delta V_s$	$P_s$ (W)	Modo	Control	$V_{CC}$ del C.I. de control <sup>20</sup>
UCC28019EVM <sup>21</sup>	85–265	390	$\pm 5\%$	350	CCM	Promedio	Externa
UCC28514EVM <sup>22</sup>	85–265	24	$\pm 4\%$	100	CCM	–	Externa
UCC28070EVM <sup>23</sup>	85–265	390	–	300	ICM	–	Externa
UCC3817EVM <sup>24</sup>	85–265	385	$\pm 10\%$	250	DCM	<i>Leading Edge</i>	Auto
UCC38500EVM <sup>25</sup>	85–265	12	$\pm 5\%$	100	DCM	<i>Leading+Trailing Peak(II)</i>	Auto
UCC28061EVM <sup>26</sup>	85–265	390	–	300	CRM	–	Externa
UCC38050EVM <sup>27</sup>	85–265	400	$\pm 6,25\%$	100	CRM	–	Externa

<sup>20</sup> ‘Auto’ indica que la alimentación del control se genera autónomamente en el módulo mientras que ‘Externa’ significa que ésta ha de ser suministrada por una fuente independiente.

<sup>21</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc28019evm>

<sup>22</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc28514evm>

<sup>23</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc28070evm>

<sup>24</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc3817evm>

<sup>25</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc38500evm>

<sup>26</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc28061evm>

<sup>27</sup> <http://www.ti.com/tool/ucc38050evm>



## 4 Resultados

### 4.1 Sistema de telegestión de alumbrado público

#### 4.1.1 Creación de la estructura de comunicaciones

El sistema de red inalámbrica de sensores integrada con balastos con interfaz DALI™ es capaz de comunicarse con el usuario en todos los aspectos recogidos por el estándar IEC 62386 [123].

El número de balastos bajo control se incrementó significativamente, no solo es posible controlar un solo balasto por cada nodo sensor, sino que cada nodo también puede controlar 64 balastos DALI™ utilizando las direcciones MAC o de red junto con las direcciones cortas de cada balasto.

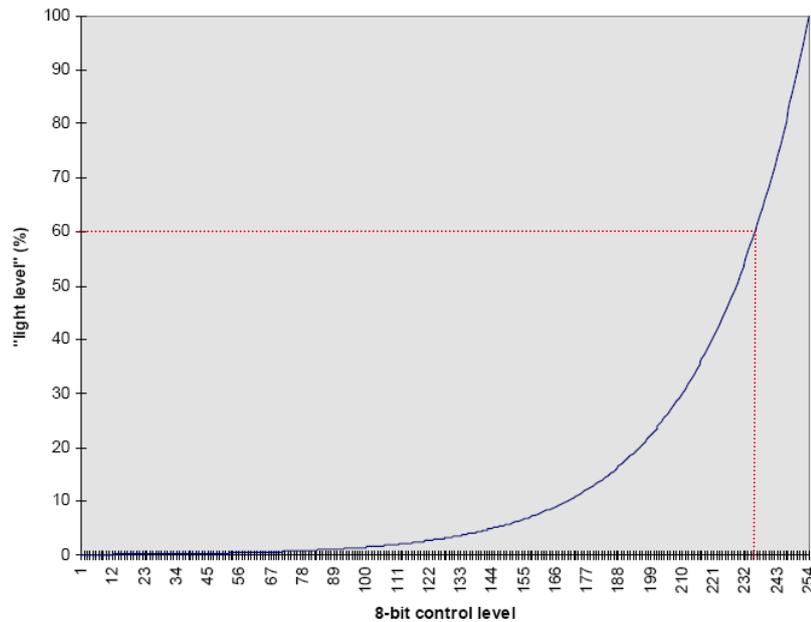
El sistema es válido para iluminación interior tanto como exterior. Los nodos y circuitos son suficientemente pequeños para ser incluidos dentro de la luminaria, conectados al puerto DALI™ del balasto y alimentados de la misma red eléctrica que alimenta el balasto. Un pequeño convertidor AC/DC puede proveer energía al módulo de telegestión bien directamente bien a través de la batería que éste pudiera llevar.

La nueva capa de red permite crear estructuras jerárquicas (árbol) robustas que permiten al coordinador de la red alcanzar todos los niveles. Ensayos realizados en interiores para comprobar el rango de alcance de los módulos confirman que éstos pueden comunicarse correctamente con una separación entre ellos de más de 200 m con obstáculos aún cuando los módulos de telegestión se distribuyeron en distintas dependencias del Edificio Leonardo da Vinci del Campus de Rabanales, con elementos de interposición tales como la propia estructura metálica del edificio, tabiquería y cerramientos, mamparas metálicas o puertas cortafuegos y en medio de un ambiente polucionado de señales de comunicaciones (enrutadores WiFi, telefonía inalámbrica DECT y móvil) y provenientes de equipos electrónicos e informáticos en funcionamiento.

El mecanismo de enrutamiento es capaz de mantener varios nodos en la red, se han hecho ensayos desconectando y volviendo a conectar nodos de la red y ésta se pudo reorganizar sin ningún problema.

#### 4.1.2 Comunicación de comandos DALI™ entre el nodo y el balasto

El ahorro energético se consigue con la atenuación de la potencia consumida por la lámpara, hay que tener en cuenta tanto la potencia de la lámpara como del balasto. El balasto utilizado permite la atenuación hasta el 60% de la potencia de la lámpara, al ser la curva de atenuación de DALI™ logarítmica esto sólo nos deja 20 escalones, desde 59,5% hasta el 100% (Figura 159).

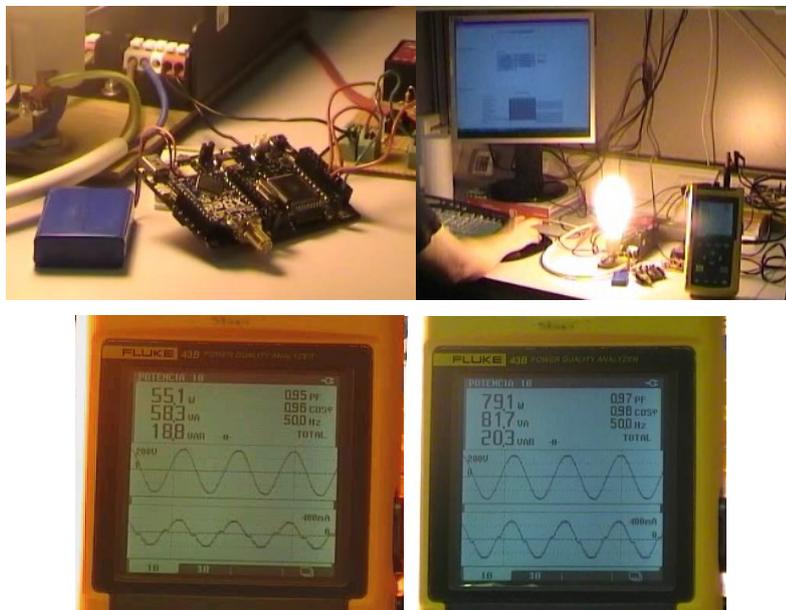


**Figura 159: Curva de atenuación logarítmica [124]**

Los siguientes resultados han sido obtenidos utilizando el siguiente instrumental:

- Handyscope HS4 DIFF, de TiePie Engineering<sup>28</sup>, S/N 22829, tanto con su propia interfaz como por una interfaz sencilla desarrollada en LabView™.
- Sonda amperimétrica A622, de Tektronix<sup>29</sup>.

El conjunto empleado para obtener los resultados siguientes se muestra en la Figura 160.



**Figura 160: Sistema empleado en el laboratorio y dos mediciones directas sobre el conjunto**

Para dotar de una interfaz visual al sistema y facilitar los ensayos sobre la red se han desarrollado dos interfaces SCADA sencillas (secciones 3.1.6 y 3.1.7.4) basadas en la

<sup>28</sup> [http://www.tiepie.com/en/products/Oscilloscopes/Handyscope\\_HS4-DIFF](http://www.tiepie.com/en/products/Oscilloscopes/Handyscope_HS4-DIFF)

<sup>29</sup> Tektronix Current Probes A621 A622 Data Sheet. Disponible en [http://www2.tek.com/cmsreplive/psrep/13510/60W\\_15081\\_1\\_2011.02.07.14.12.27\\_13510\\_EN.pdf](http://www2.tek.com/cmsreplive/psrep/13510/60W_15081_1_2011.02.07.14.12.27_13510_EN.pdf), comprobado el 29 de septiembre de 2011.

propia interfaz de OSRAM [134], una mediante Java™ para enviar comandos al coordinador de la red basado en Arduino™ (*Waspote® Gateway*) mediante el puerto USB y otra empleando LabView™ para hacer lo propio con el módulo DiZiC® DZ-ZB-Gx. La Figura 161 muestra el contenido de ambas interfaces en las que sólo se han incluido los comandos básicos de DALI™ de control de la potencia de arco y de petición al balasto.

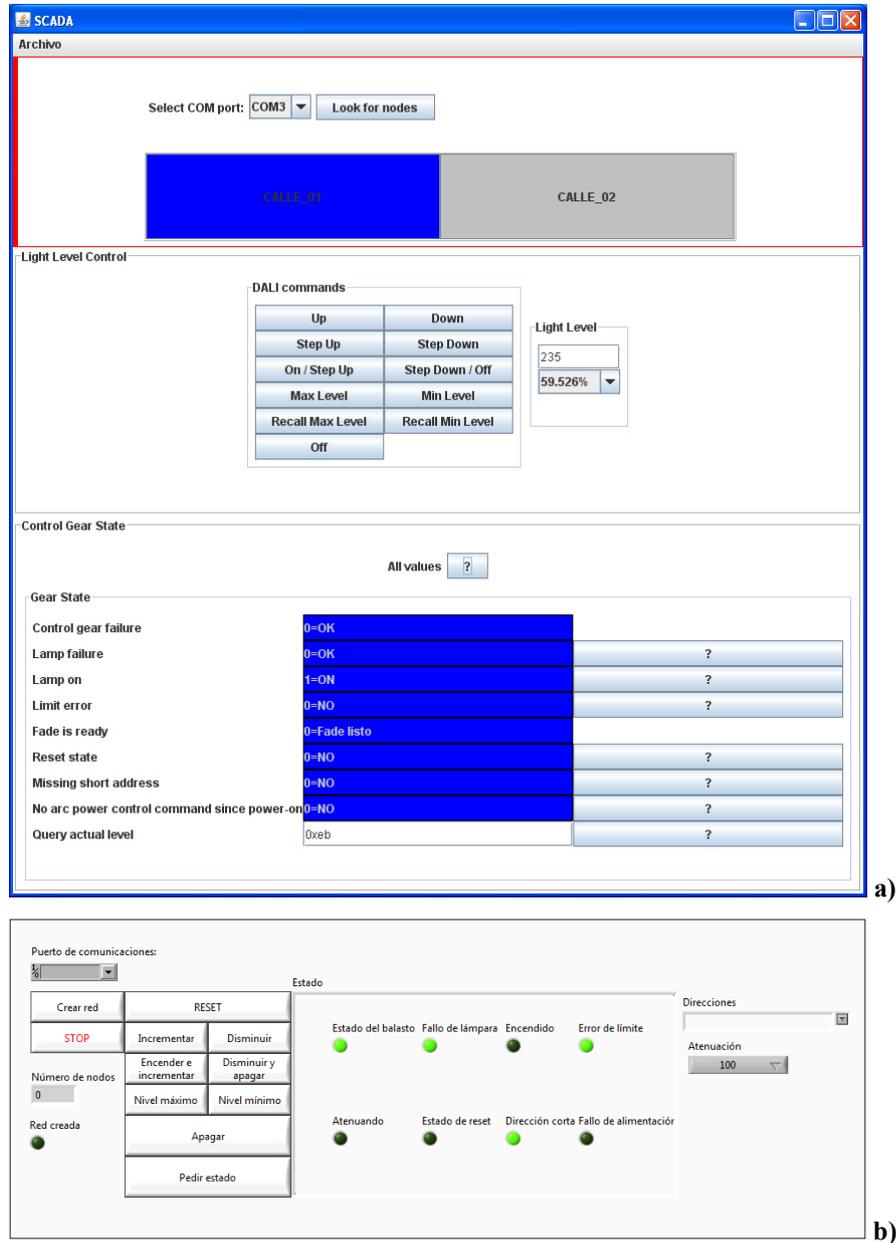
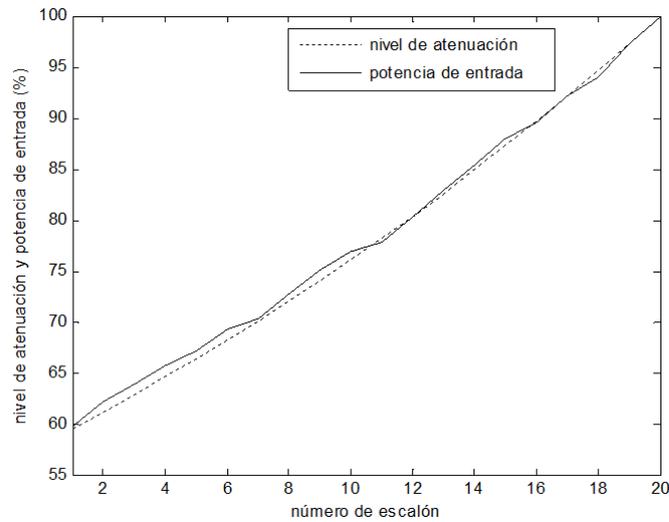


Figura 161: Interfaces (a) JAVA™ y (b) LabView™ empleadas para control inalámbrico de iluminación mediante DALI™

Los **resultados** obtenidos con ambas interfaces sobre los mismos conjuntos de luminarias son **equivalentes**.

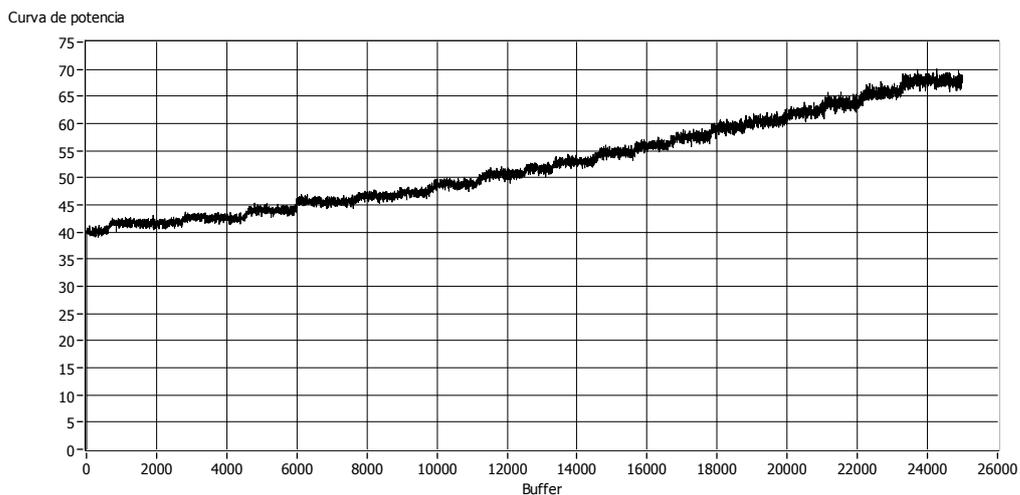
La Figura 162 muestra el nivel de atenuación (dado por la curva de atenuación logarítmica de la norma EN 62386-102 [124] o IEC 60929 [41]) y la potencia a la entrada del balasto (medida experimental) frente al escalón de atenuación. Casi siempre se mantienen al mismo nivel (nivel de atenuación y potencia relativos) aunque la potencia de entrada es ligeramente superior debido a la potencia consumida en el balasto. De esta manera puede lograrse un ahorro significativo dejando el nivel de

iluminación a bajos niveles durante las horas en que la actividad en las calles y carreteras sea muy baja.



**Figura 162: Nivel de atenuación y potencia relativos a la entrada del balasto**

La Figura 163 muestra los valores absolutos (entre 40 y 70 W) de la potencia consumida por el conjunto lámpara-balasto, es fácil identificar el momento del escalón:



**Figura 163: Variación de la potencia de arco en los distintos niveles de atenuación**

A continuación se presentan medidas para la visualización de las formas de onda de las magnitudes de entrada y salida del balasto.

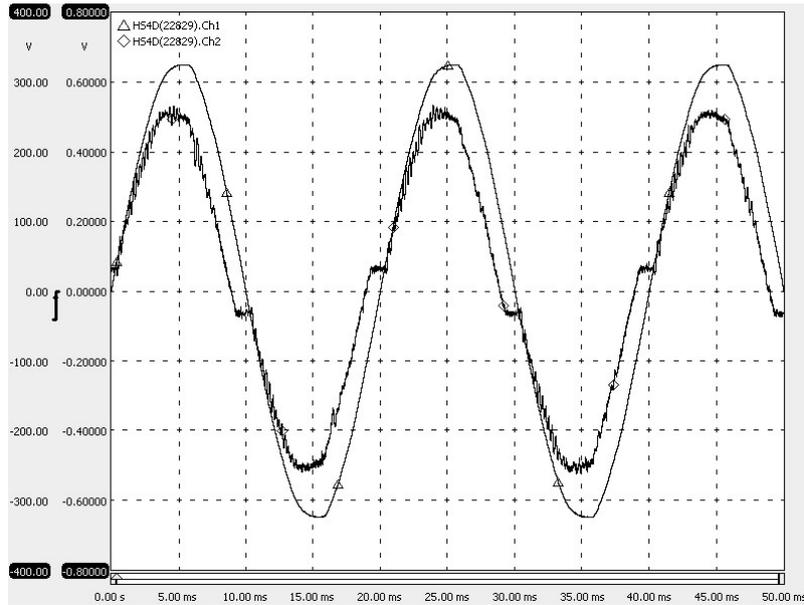


Figura 164: Tensión y corriente de entrada al balasto

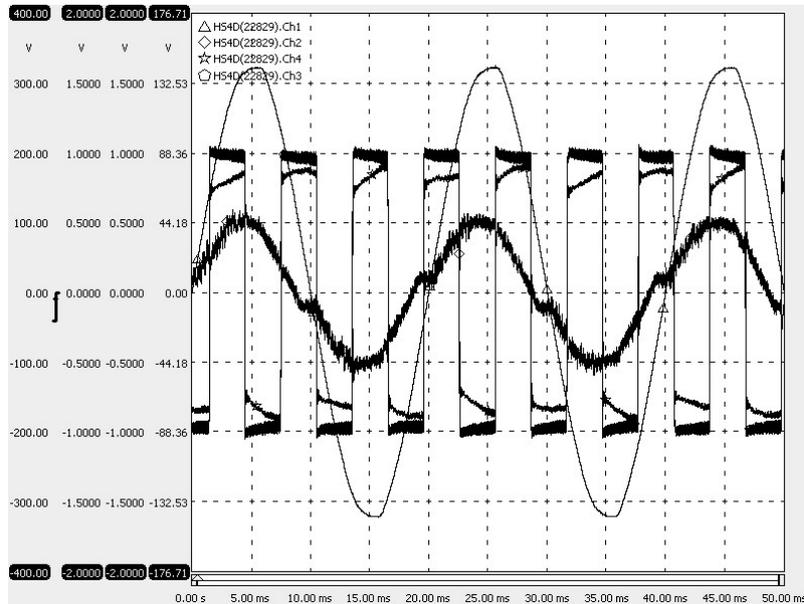


Figura 165: Trazas de  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{in}$  e  $I_{out}$  (canales 1 al 4, respectivamente)

De la Figura 166 a la Figura 168 muestran la disminución de la potencia de la lámpara en tres niveles de atenuación de (60%, 76,1% y 100%).

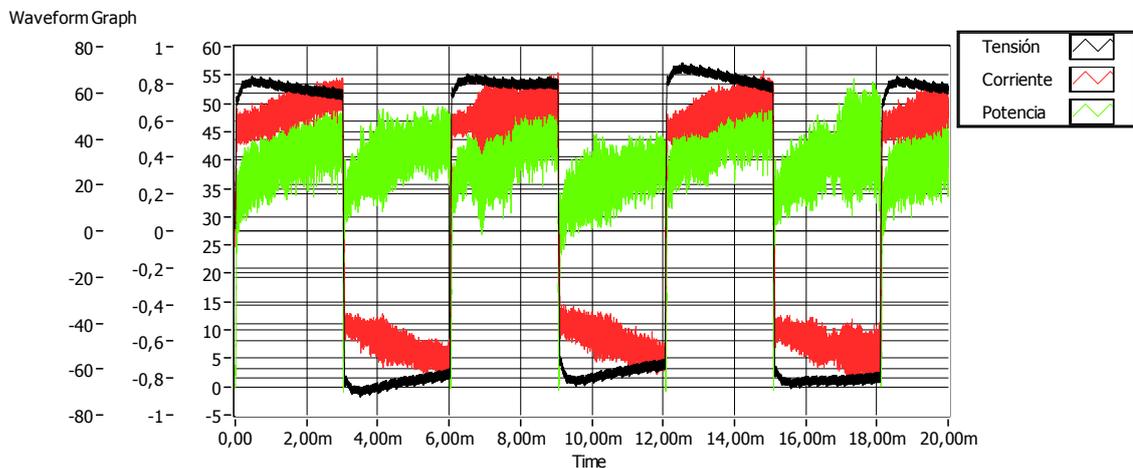
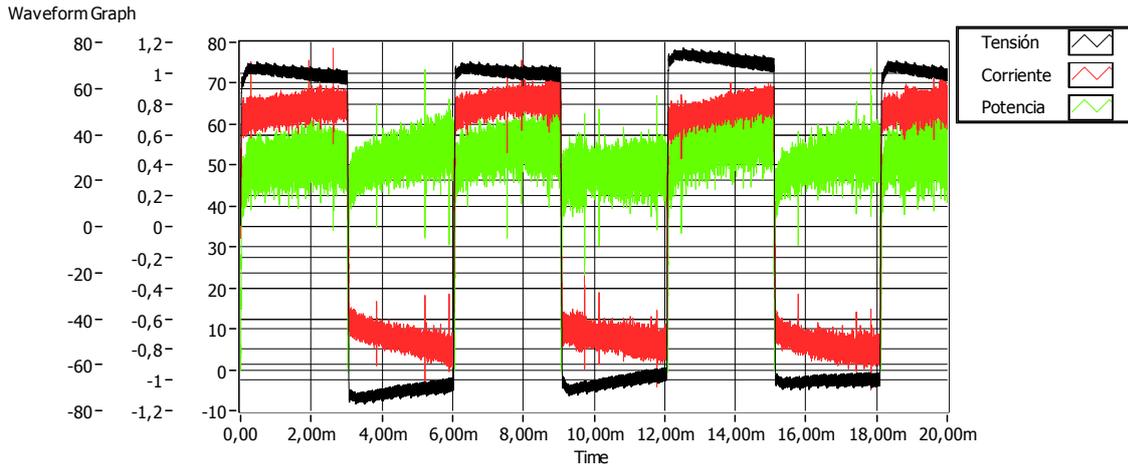
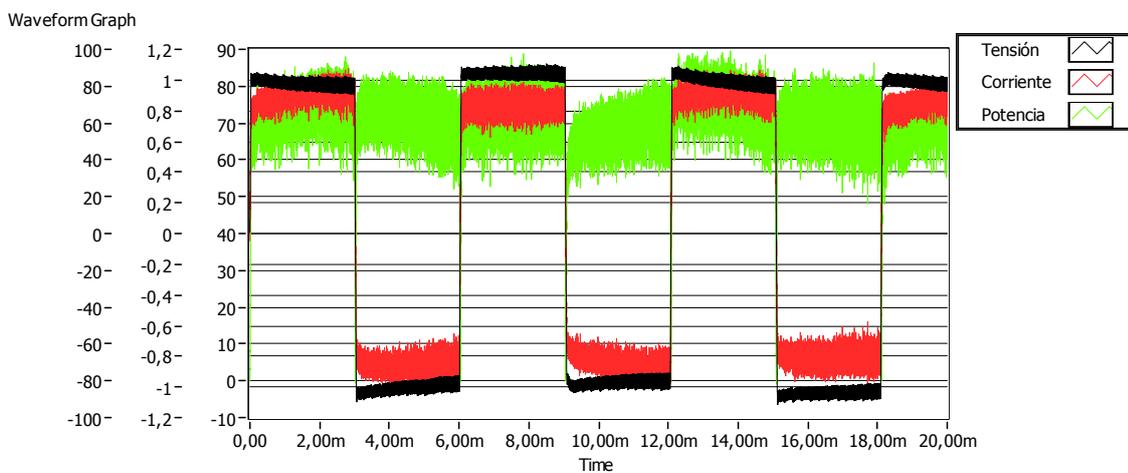


Figura 166: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 59,5%

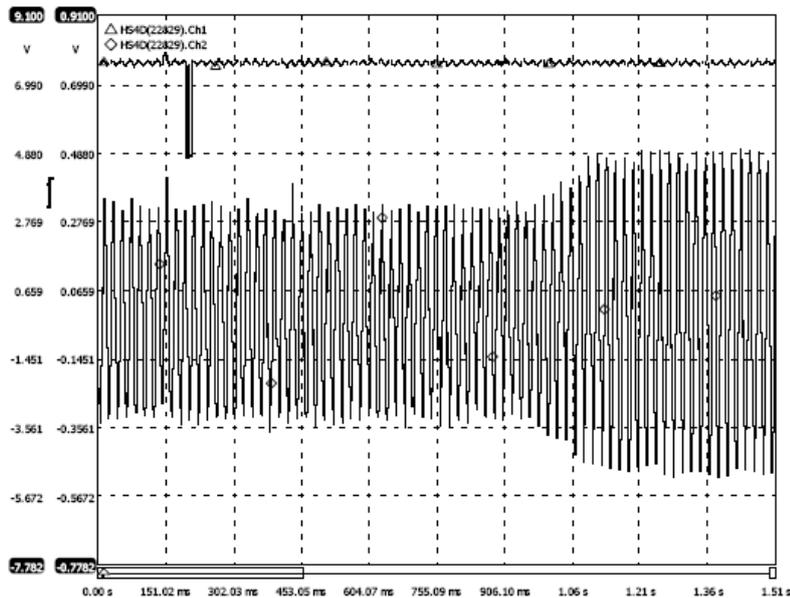


**Figura 167: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 76,1%**



**Figura 168: Tensión, corriente y potencia para SON 70W/220 I E27 1CT al 100%**

Para terminar se realizó un ensayo para comprobar el tiempo de respuesta del balasto desde el envío de una trama DALI™ de atenuación hasta que se alcanza el nivel especificado, en la figura se comprueba que entre el envío del comando y la reacción del balasto transcurren unos 700 ms, y sólo pasan 150 ms hasta que la señal alcanza el nivel indicado.



**Figura 169: Tiempo de respuesta del balasto ante un comando de nivel máximo**

## 4.2 Reducción de la susceptibilidad del PWMBR

### 4.2.1 Compensador de tensión basado en un troceador de CA

Para la obtención de resultados de este apartado se ha empleado el material siguiente:

- Un ordenador personal con el software de simulación (PSIM® 8.0.2 Pro, o superior, de Powersim Inc.) y de ensayo instalados (LabView™ 7.1, o superior, de National Instruments™) y con capacidad para almacenar los resultados experimentales.
- Un osciloscopio USB de, al menos, dos canales y sondas de tensión y de corriente.
- Un osciloscopio digital Tektronix® TDS 2002<sup>30</sup>.
- Un módulo de carga lineal.
- Un autotransformador y el generador de huecos de tensión Deneb DNBGVD01® controlado mediante un adaptador TIA-232 a USB.

El prototipo descrito en 3.2.1 se ha calculado, modelado y construido a fin de comprobar experimentalmente su funcionamiento frente a las variaciones de tensión de entrada. En un primer momento se le dota de un regulador básico en lazo cerrado que emplea un convertor RMS a CC para generar la señal de referencia del PWM.

#### • Respuesta a un hueco o bajada de tensión de entrada

En las gráficas (Figura 170) se muestran comparadas las respuestas simulada y experimental del convertidor propuesto ante una bajada de tensión de un 35%. Se han adoptado valores de tensión de pico menores que los de la red para adecuar el experimento a las características del laboratorio.

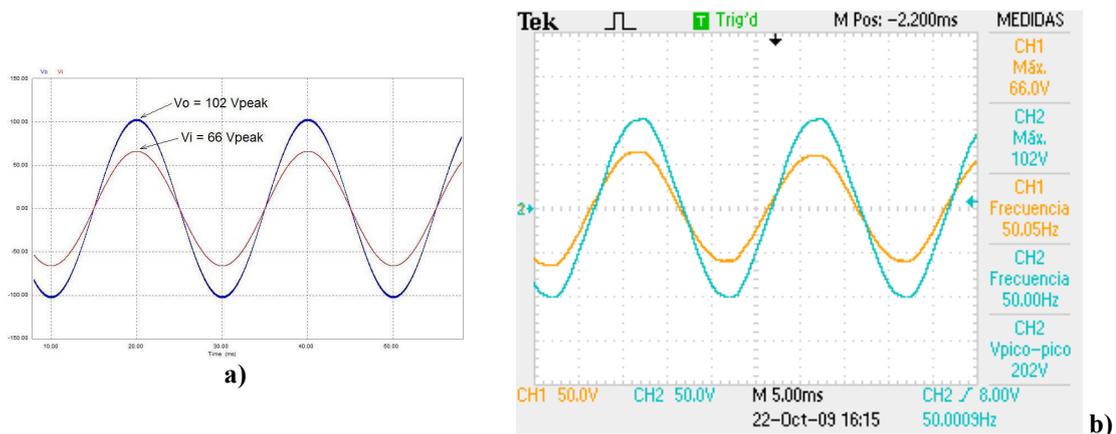


Figura 170: Respuestas a una reducción de la tensión de entrada de un 35% simulada (a) y experimental (b), CH1 =  $V_i$ , CH2 =  $V_o$ .

La tensión de entrada en la gráfica de simulación es la traza roja y la de salida la azul. Por su parte, los canales 1 y 2 del osciloscopio son, respectivamente, las tensiones  $V_i$  y  $V_o$ . Se puede comprobar que la tensión de salida permanece en el valor deseado (100  $V_{pico}$ , aproximadamente) sin introducir ningún tipo de perturbación en la señal.

#### • Respuesta a una sobretensión

<sup>30</sup> <http://www.tek.com/oscilloscope/tds2000-digital-storage-oscilloscope>

En este experimento se ha sometido al convertidor a una tensión que excede en un 43% a la nominal de entrada. En la figura que muestra los resultados simulados y experimentales de funcionamiento, la traza roja y el canal 1 corresponden a la tensión de entrada y la traza azul y el canal 2 a la tensión de salida. Al igual que en caso anterior, el control PWM puede compensar la elevación de tensión proporcionando una tensión de salida con el valor deseado.

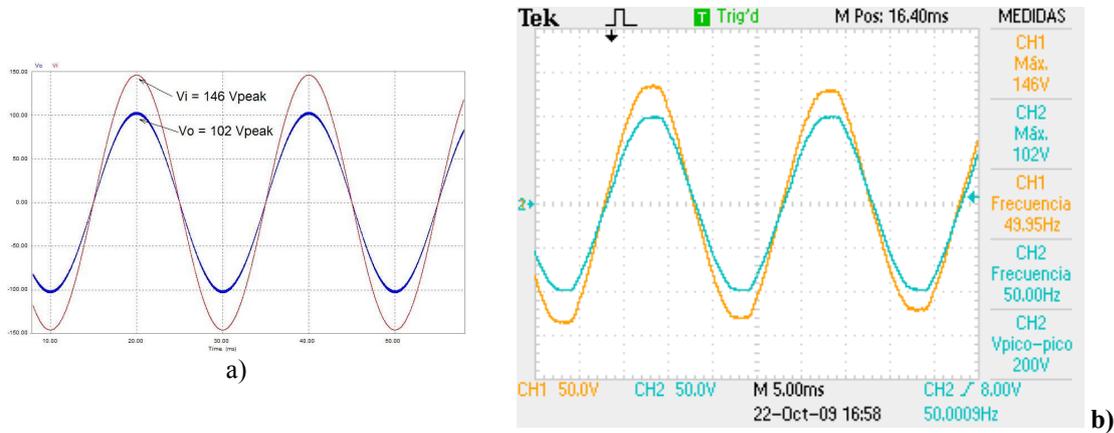


Figura 171: Respuestas a un incremento de la tensión de entrada de un 43% simulada (a) y experimental (b), CH1 =  $V_i$ , CH2 =  $V_o$ .

- Ensayo de emisiones de corriente (IEC 61000-3-2) y susceptibilidad a huecos de tensión (IEC 61000-4-11).

Para comprobar que el nivel de emisión de EMI cumple con los límites expuestos en la norma IEC 61000-3-2 Clase C [52] se ha medido la corriente consumida con la sonda de corriente y se han analizado los datos con el sistema semiautomático referido en 3.3.2.1, que incorpora el ensayo para la norma IEC/EN 61000-4-11. Los resultados obtenidos se muestran de la Figura 172 a la Figura 174.

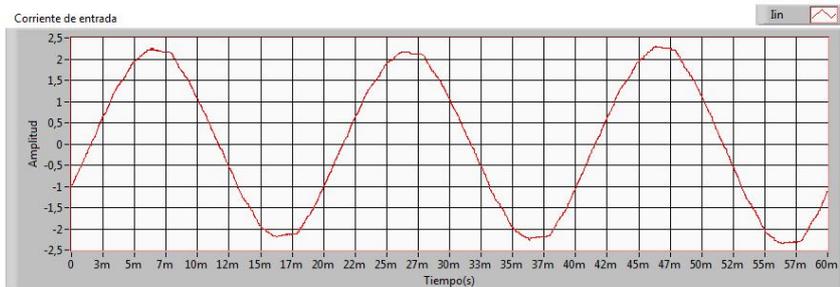


Figura 172: Corriente medida a la entrada del troceador de CA

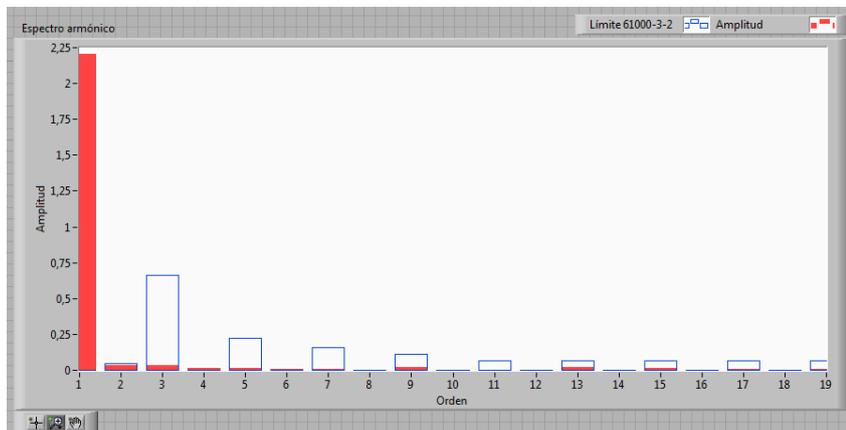
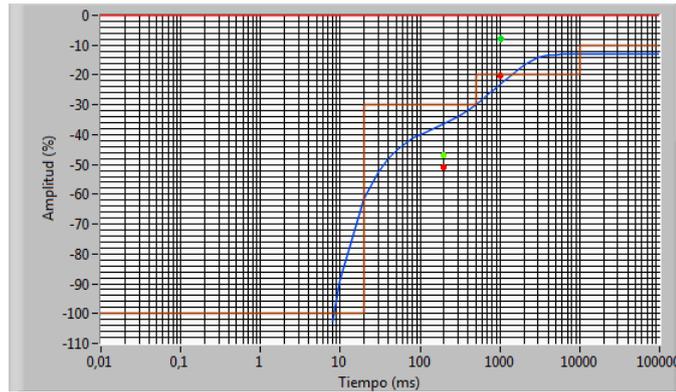
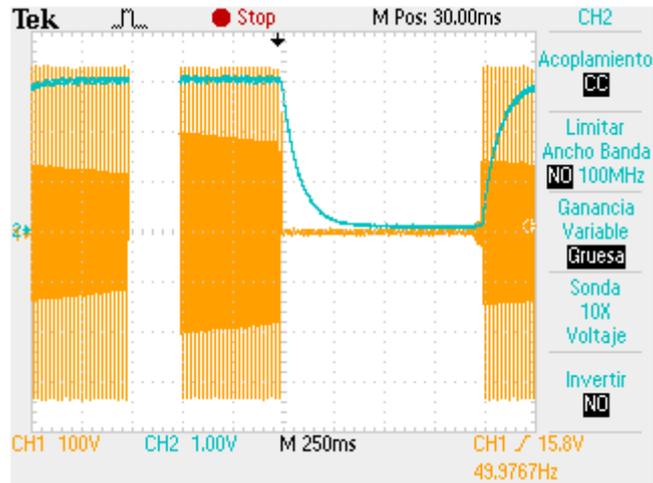


Figura 173: Diagrama de barras del contenido armónico de emisión de corriente (barras rojas) comparado con la máscara correspondiente al límite de la norma IEC 61000-3-2 Clase C (barras de perfil azul).



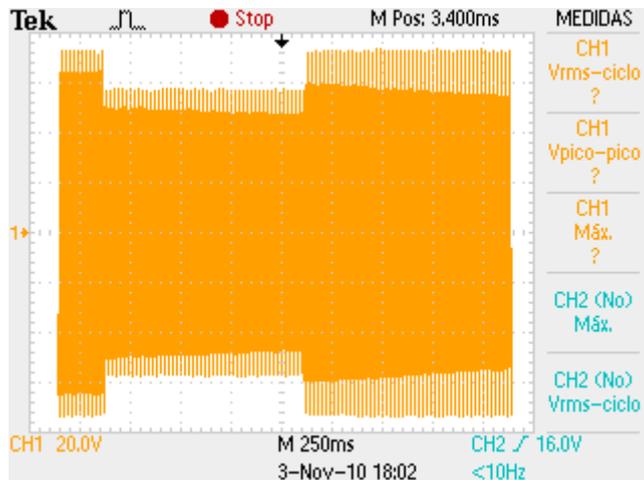
**Figura 174: Resultados del ensayo de la norma IEC/EN 61000-4-11 para el 70% de la tensión durante 50 ciclos (a 50 Hz) y el 40% durante 10 ciclos para el sistema en lazo abierto (punto rojo) y cerrado (punto verde)**

Queda patente que los resultados del sistema como compensador de eventos de calidad de la tensión de suministro no son aceptables. De las disfunciones encontradas podemos resaltar la incapacidad de hacer frente a bajadas de tensión de entrada menores del 50% de la nominal o el excesivo tiempo de respuesta del convertor RMS a CC empleado, como puede comprobarse en la figura, la estabilización del valor puede alcanzar 1 s.



**Figura 175: Respuesta del convertor RMS a CC**

Sin embargo, la funcionalidad como regulador de cabecera no es descartable ya que el convertidor en el rango variación de  $\pm 50\%$  de la tensión nominal presenta una aceptable respuesta dinámica.



**Figura 176: Respuesta dinámica de la tensión de salida del convertidor operando como reductor.**

### 4.2.1.1 Medidor rápido del valor RMS

- **Determinación de la precisión del medidor propuesto**

Para comprobar la precisión del medidor RMS propuesto en 3.2.1.1, se ha empleado el esquema mostrado en la Figura 177 donde se ha empleado como instrumento de comparación un multímetro Fluke® Scopemeter® 120 Series<sup>31</sup> de verdadero valor eficaz (*True RMS*) para contrastar los resultados obtenidos del medidor con un osciloscopio de señal mixta Tektronix® MSO 4032<sup>32</sup>.

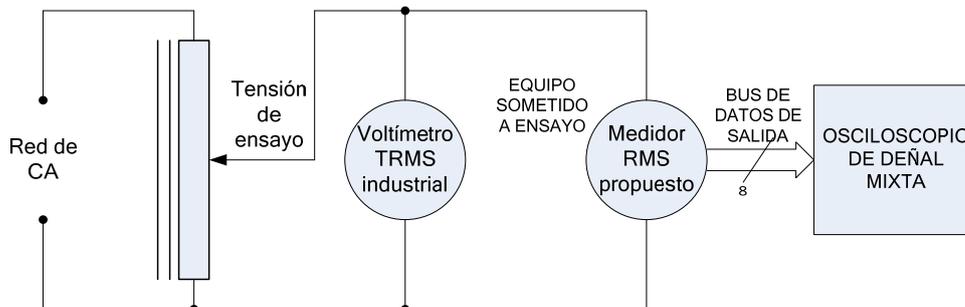


Figura 177: Circuito empleado para caracterizar la precisión del medidor propuesto

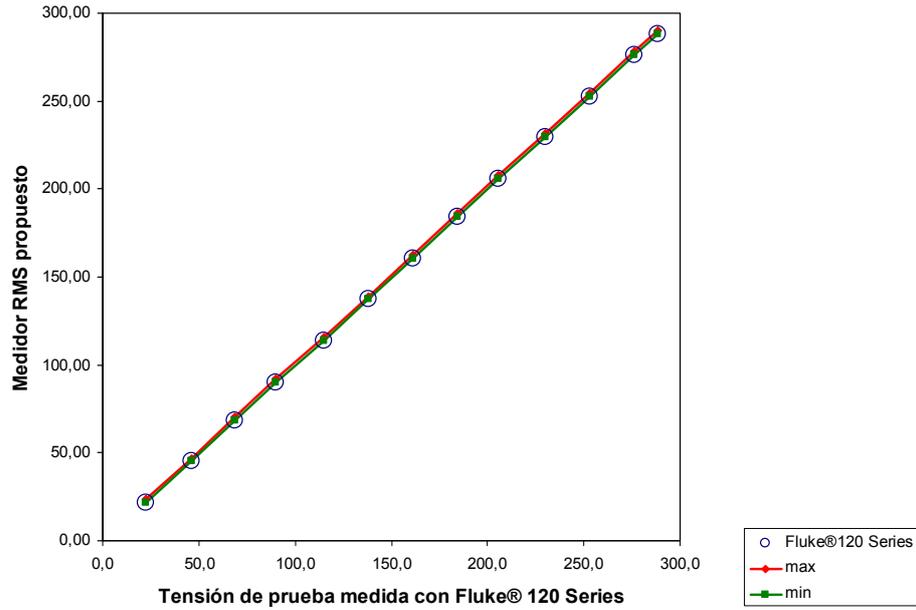
Los resultados obtenidos se muestran correlacionados en la Tabla 11 y en la Figura 178.

Tabla 11: Resultados experimentales obtenidos con el prototipo

Tensión de prueba (aprox.)	Multímetro Fluke® Scopemeter® 120 Series (V)	Medidor propuesto			
		Datos		V <sub>RMS</sub> (V)	
		min	max	min	max
10%	22,5	0x0B	0x0C	21,56	23,52
20%	46,1	0x17	0x18	45,08	47,04
30%	69,0	0x23	0x24	68,60	70,56
40%	90,0	0x2E	0x2F	90,16	92,12
50%	114,8	0x3A	0x3B	113,68	115,64
60%	137,9	0x46	0x47	137,20	139,16
70%	161,1	0x52	0x53	160,72	162,68
80%	184,4	0x5E	0x5F	184,24	186,20
90%	205,5	0x69	0x6A	205,80	207,76
100%	230,1	0x75	0x76	229,32	231,28
110%	253,1	0x81	0x82	252,84	254,80
120%	276,2	0x8D	0x8E	276,36	278,32
125%	288,2	0x93	0x94	288,12	290,08

<sup>31</sup> <http://www.fluke.com/fluke/usen/Portable-Oscilloscopes/Fluke-120.htm?PID=55999>

<sup>32</sup> <http://www.tek.com/oscilloscope/mso4032>

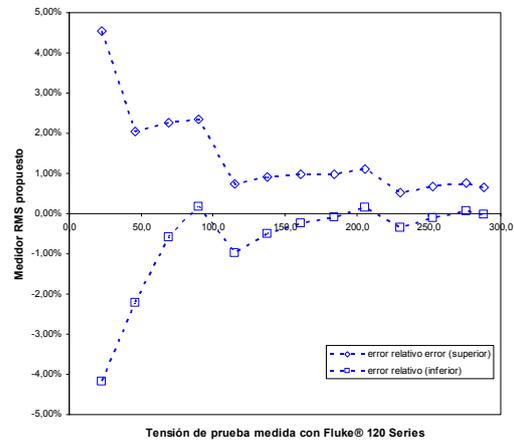
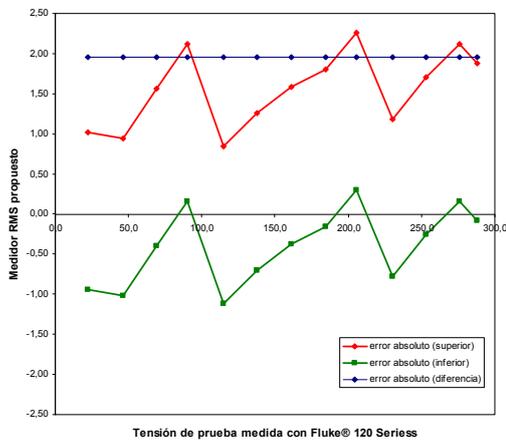


**Figura 178: Datos correlacionados entre el multímetro Fluke® Scopemeter® 120 Series y el medidor propuesto**

De igual manera, la Tabla 12 y la Figura 179 muestran la precisión del prototipo.

**Tabla 12: Errores absoluto y relativo obtenidos experimentalmente**

Tensión de prueba (aprox.)	Multímetro Fluke® Scopemeter® 120 Series (V)	Error				
		absoluto (V)			relativo (%)	
		inferior	superior	diferencia	inferior	superior
10%	22,5	-0,94	1,02	1,96	-4,18	4,53
20%	46,1	-1,02	0,94	1,96	-2,21	2,04
30%	69,0	-0,40	1,56	1,96	-0,58	2,26
40%	90,0	0,16	2,12	1,96	0,18	2,36
50%	114,8	-1,12	0,84	1,96	-0,98	0,73
60%	137,9	-0,70	1,26	1,96	-0,51	0,91
70%	161,1	-0,38	1,58	1,96	-0,24	0,98
80%	184,4	-0,16	1,80	1,96	-0,09	0,98
90%	205,5	0,30	2,26	1,96	0,15	1,10
100%	230,1	-0,78	1,18	1,96	-0,34	0,51
110%	253,1	-0,26	1,70	1,96	-0,10	0,67
120%	276,2	0,16	2,12	1,96	0,06	0,77
125%	288,2	-0,08	1,88	1,96	-0,03	0,65

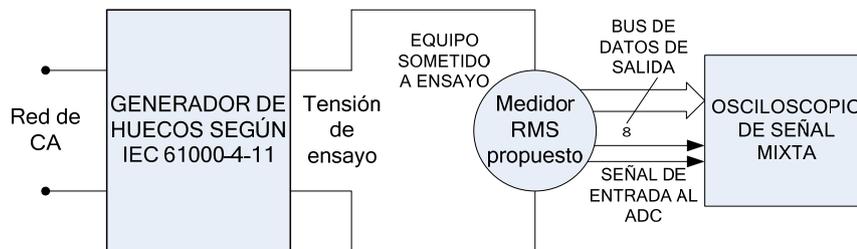


**Figura 179: Márgenes de error, absoluto (a) y relativo (b), del medidor RMS propuesto obtenidos experimentalmente**

Nótese en la Figura 179.a, que el error absoluto obtenido es el error de discretización (1,96078 V).

- **Respuesta dinámica del medidor propuesto**

Para comprobar la respuesta dinámica del medidor RMS propuesto, se ha empleado el esquema mostrado en la Figura 180 con un osciloscopio de señal mixta Tektronix® MSO 4032<sup>33</sup> para representar la señal que presenta el generador de huecos y el dato de salida del medidor.



**Figura 180: Montaje empleado para obtener la velocidad de respuesta del medidor RMS propuesto**

Se han realizado múltiples ensayos de respuesta, pero dado que el objeto de este medidor RMS es mejorar la respuesta dinámica, sólo se muestra el ensayo con el hueco más desfavorable que nuestro generador puede suministrar: un valor de hueco del 10%, límite inferior de la tensión de distribución. Éste ha dado como resultados un tiempo de detección de evento de 6 ms y un tiempo de obtención del valor correcto de tensión de 8 ms.

Se puede comprobar en la Figura 181 los instantes de inicio del evento de tensión (marca de trazo y punto amarilla de la izquierda), de detección del hueco (marca central) y de estabilización del valor RMS (marca de la derecha).



**Figura 181: Respuesta dinámica en la detección de una tensión de 0,9 p.u.**

<sup>33</sup> <http://www.tek.com/oscilloscope/mso4032>

### 4.2.1.2 Troceador de CA y medidor rápido del valor RMS propuestos integrados

En los apartados anteriores ya se ha comprobado la funcionalidad de cada una de las soluciones propuestas. Con esta integración modelada en PSIM® 8.0.3 Pro (Figura 182) se pretende probar su comportamiento dinámico y su capacidad de compensación de eventos de tensión.

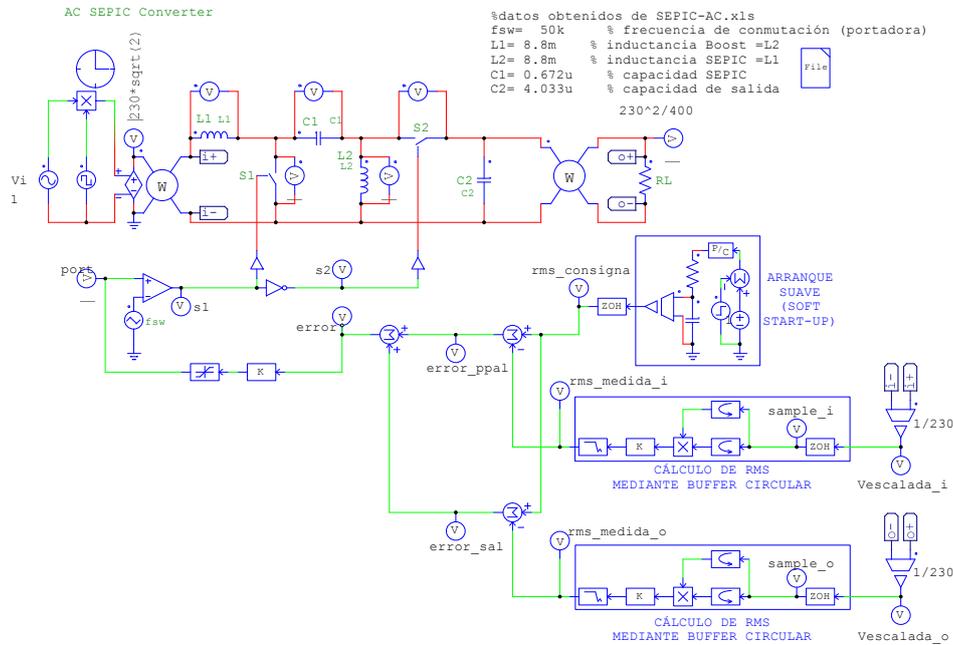


Figura 182: Modelo (en PSIM 8.0.3 Pro) para comprobar la respuesta del convertidor propuesto

- Respuesta dinámica ante eventos de tensión

Se proponen distintos escenarios de ensayo con los valores límite en el caso menos favorable.

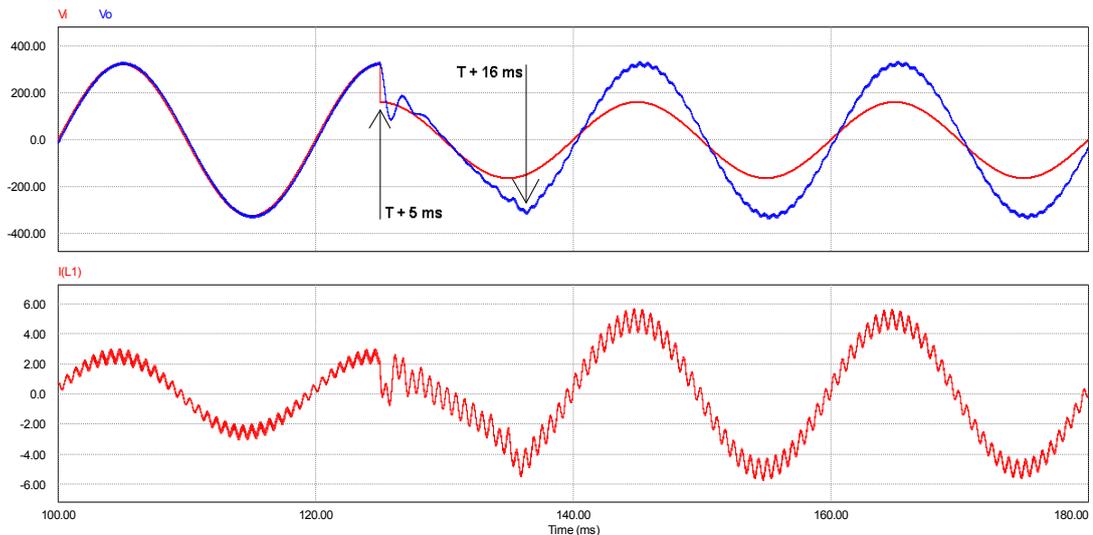
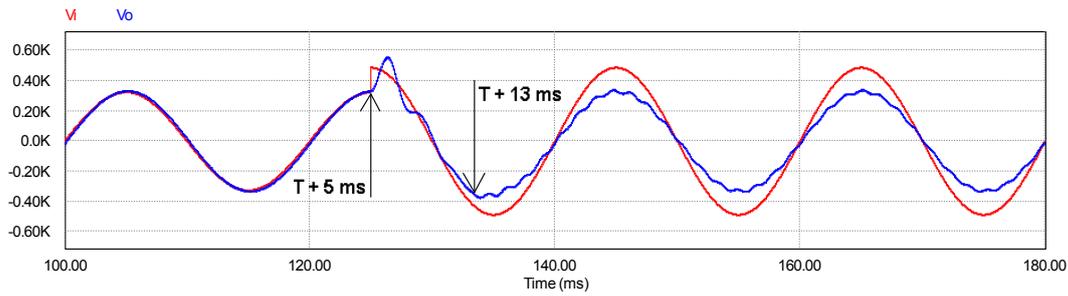


Figura 183: Resultado de la simulación para un hueco del 50% en la cresta del semiciclo positivo

Los resultados de simulación para un hueco del 50% producido en la cresta positiva de la tensión de entrada (peor hueco propuesto), muestran un tiempo de estabilización de la tensión de salida de (aprox.) 11 ms sin la intervención de regulador alguno, como se

muestra en la Figura 183. El consumo de corriente, como cabe esperar, se dobla con la aparición del hueco.



**Figura 184: Resultado de la simulación para una sobretensión del 50% en la cresta del semiciclo positivo**

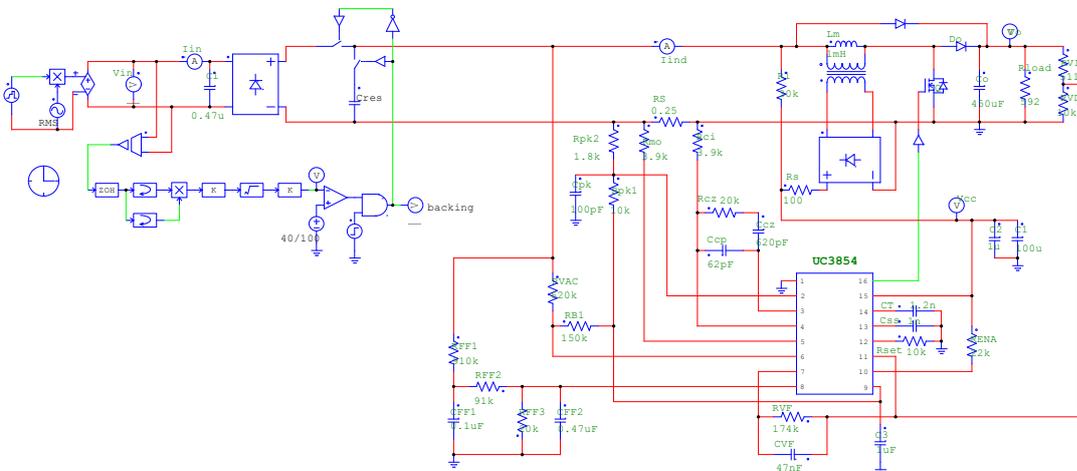
Los resultados obtenidos como compensador de eventos de tensión mayores no mejoran los mostrados, pues no tiene capacidad de proveer la energía necesaria cuando el nivel de hueco es superior al 50%.

## 4.2.2 Convertidor realimentado para compensación de desenergización

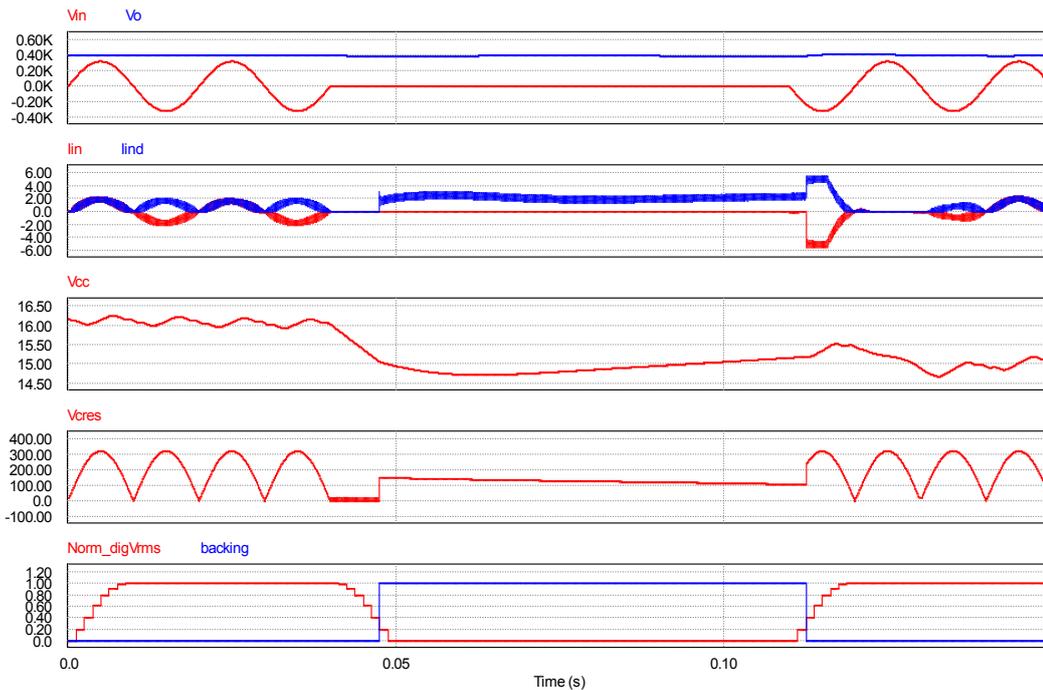
- Capacidad de compensación frente a huecos severos de tensión

Para la obtención de resultados sobre la capacidad de la topología propuesta para la compensación frente a huecos severos de tensión de este apartado se ha empleado la herramienta de modelado y simulación PSIM® 8.0.3 Pro con el modelo de la Figura 185 en el que un módulo de cálculo rápido del valor RMS (como los descritos en 3.2.1.1) determina si la fuente de suministro de energía al convertidor es la red o la capacidad de respaldo (gestionada por el sistema descrito en 3.2.2).

El hueco generado para este ensayo es de 70 ms y de una profundidad del 100%. La capacidad de respaldo ( $C_{backing}$  en 3.2.2 o  $C_{res}$  en la Figura 185) se ha dispuesto de 3,3 mF y se con una tensión inicial de 150 V<sub>CC</sub>. La carga del PWMBR es de 270 W y el umbral de selección entre la fuente principal o la de respaldo se ha fijado en 0,4 p.u. ya que es el límite inferior más común del rango de tensión universal (2.7.3, 2.8 y 2.9) que soporta este tipo de prerregulador.



**Figura 185: Modelo de PFCBR de la Figura 107 que incorpora el medidor RMS propuesto para controlar la conmutación entre la alimentación de la red y el condensador de respaldo**



**Figura 186: Resultados de la simulación del modelo de la Figura 185 cuando se produce un hueco de 70 ms @ 0 V**

Puede comprobarse como, a diferencia de lo mostrado en la Figura 108,

- la tensión del bus de CC no abandona su valor nominal,
- el control no presenta solución de continuidad y responde adecuadamente a una entrada continua diferente de para la que está destinado,
- la tensión de alimentación del C.I. de control no alcanza nunca la condición de UVLO y
- la capacidad de respaldo soporta el suministro de energía durante el hueco.

## 4.3 Sistema semiautomático de verificación de cumplimiento de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11, susceptibilidad, y 3–2, emisión de EMI

### 4.3.1 Tests de huecos, curvas de susceptibilidad y diagramas Mag–Dur

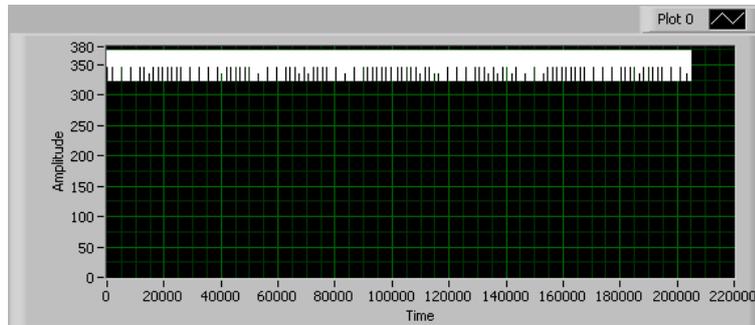
Los tests de huecos de tensión han sido realizados para dos módulos que ofrecen una salida de 390 V y 24 V. Para trabajar con la salida de 390 V se ha utilizado una sonda x100 con una escala resultante de  $\pm 3000$  V. Como ya se ha dicho el ADC del osciloscopio es de 8 bits, esto solo nos deja 128 posiciones para cubrir 3000 V, lo que da un error de  $\pm 23,4375$  V, que dificultará la lectura de la forma de onda final.

Para ambos módulos se han hecho los cuatro tests de huecos con la duración recomendada por la norma [101]. Por las características de estos módulos todos superan sin problemas el test de huecos y éstos no tienen ninguna influencia en la salida, por lo

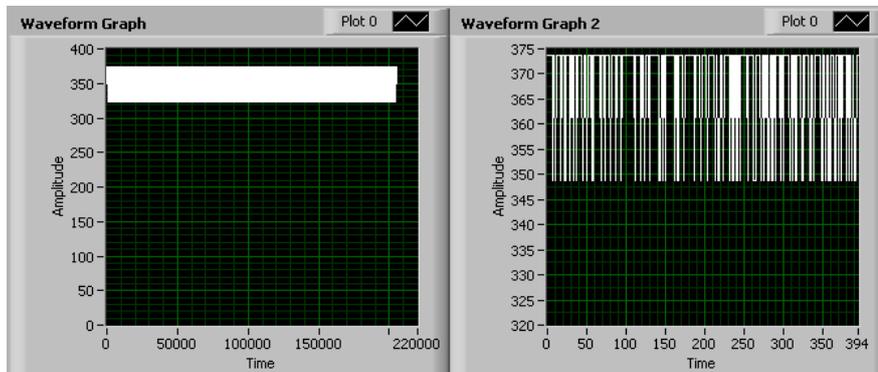
que las cuatro gráficas obtenidas son prácticamente idénticas, como se verá a continuación.

Una vez analizada la gráfica se representará la variación del valor RMS respecto al nominal en las curvas CBEMA e ITIC.

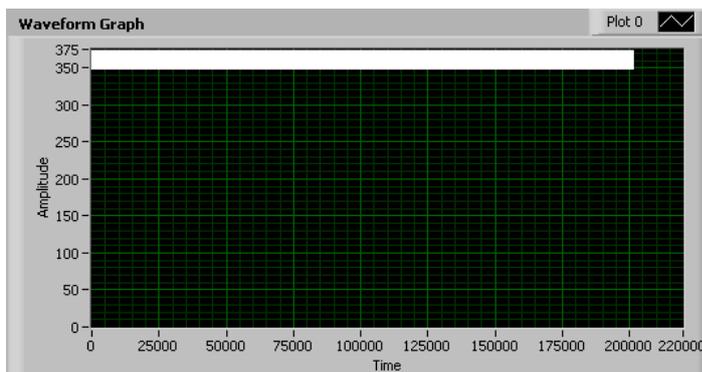
De la Figura 187 a la Figura 190 muestran las formas de onda obtenidas con el módulo UCC28019EVM con una salida de 390 V. Se incluye una ampliación del comienzo de la curva para apreciar la variación en el Test 2:



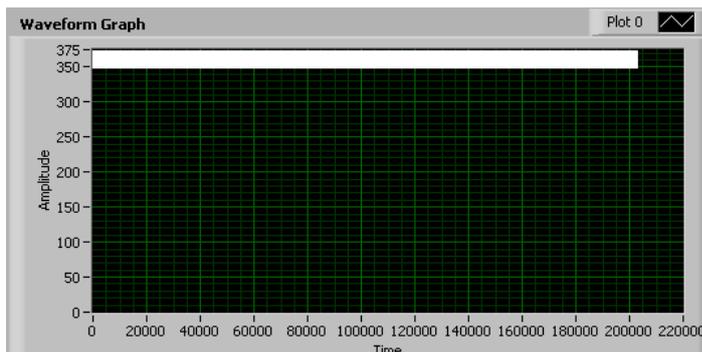
**Figura 187: Test 1 para el módulo de evaluación UCC28019**



**Figura 188: Forma de onda resultante ampliada del test de huecos (Test 2) sobre el UCC28019EVM**

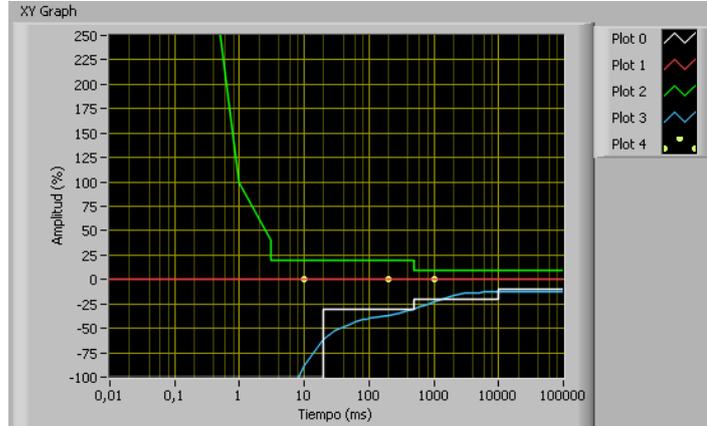


**Figura 189: Test 5 para el módulo de evaluación UCC28019**



**Figura 190: Test 7 para el módulo de evaluación UCC28019**

El valor RMS dado por el osciloscopio es 368,803 V (dentro del rango de salida nominal  $390\text{ V} \pm 10\%$ , ver <http://focus.ti.com/analog/docs/toolsoftware.tsp?>), que se mantiene constante a lo largo de todo el test. La representación en las curvas CBEMA e ITIC es la Figura 191, se representan 3 puntos, correspondientes a medio periodo (10 ms), 10 periodos (200 ms) y 50 periodos (1 s).

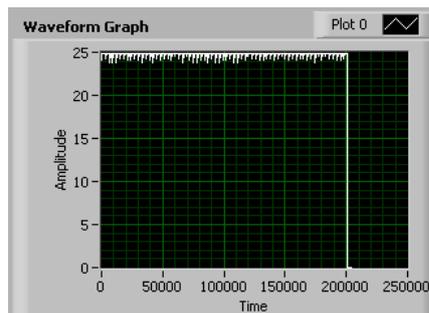


**Figura 191: Resultados obtenidos en los tests de huecos sobre curvas CBEMA e ITIC para el UCC28019EVM.**

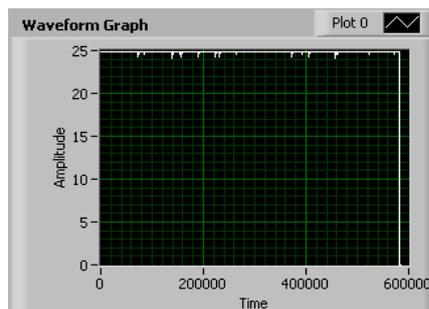
En la figura anterior puede apreciarse la curva ITIC completa, la curva verde representa el límite con la zona prohibida y la blanca la zona sin riesgo. La línea roja representa el límite entre sobretensión o tensión inferior a la nominal y es válida para ambas curvas.

La línea azul es el límite con la zona de potencia inferior no admisible de la curva CBEMA. Los tres puntos amarillos son los cuatro ensayos, pues los dos primeros son de medio periodo (positivo y negativo).

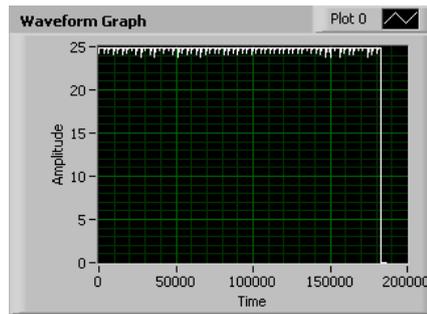
De la Figura 192 a la Figura 195 representan los test para el módulo de evaluación UCC28514, ahora se utiliza una sonda x1 con escala  $\pm 30\text{ V}$ , con un error 100 veces menor, en este caso la forma de onda se visualiza mucho mejor y las únicas variaciones que hay son debidas al filtro, por lo que pueden desecharse. El RMS obtenido es de 24,803 V. En el Test 7, en la figura de la izquierda, se ha ampliado uno de los picos de la gráfica, puede observarse que corresponden a un punto, unos  $100\ \mu\text{s}$ .



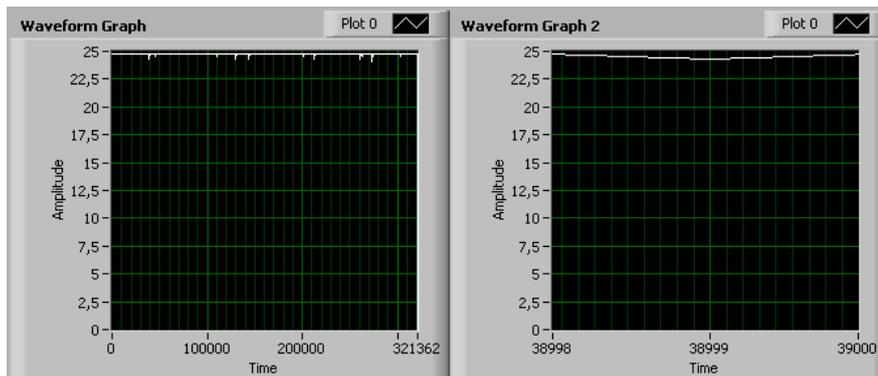
**Figura 192: Test 1 para el módulo de evaluación UCC28514**



**Figura 193: Test 2 para el módulo de evaluación UCC28514**



**Figura 194: Test 5 para el módulo de evaluación UCC28514**

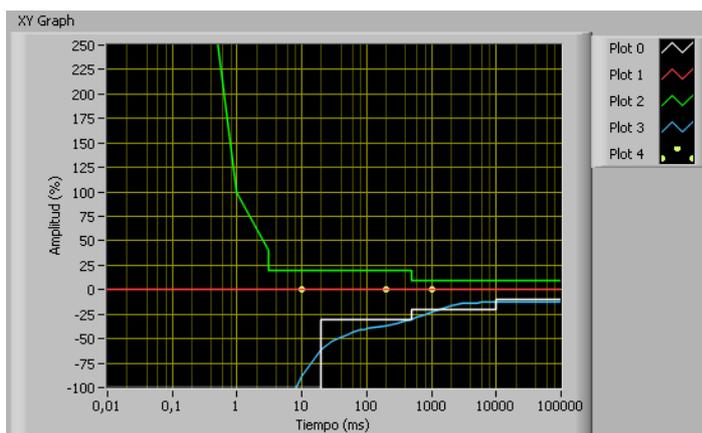


**Figura 195: Test 7 con ampliación para el módulo de evaluación UCC28514EVM**

Puede observarse como afecta el nivel del filtro, que es demasiado elevado en los ensayos 1 y 5, con lo cual al inicio y al final de cada captura introduce un bit menos.

Al final de la adquisición completa de este segundo módulo se observa como en los cuatro ensayos aparecen unos ceros al final de la gráfica, se deben a que el vector se inició con 3000 puntos a 0 y va desplazándose según se van añadiendo nuevas capturas.

Dado que en todos los test se comprueba que el hueco no afecta en nada a la salida (los test que especifica la norma) la representación sobre las curvas coincide con la del módulo anterior:



**Figura 196: Representación Mag–Dur de tests de huecos en curvas CBEMA e ITIC para el UCC28514EVM**

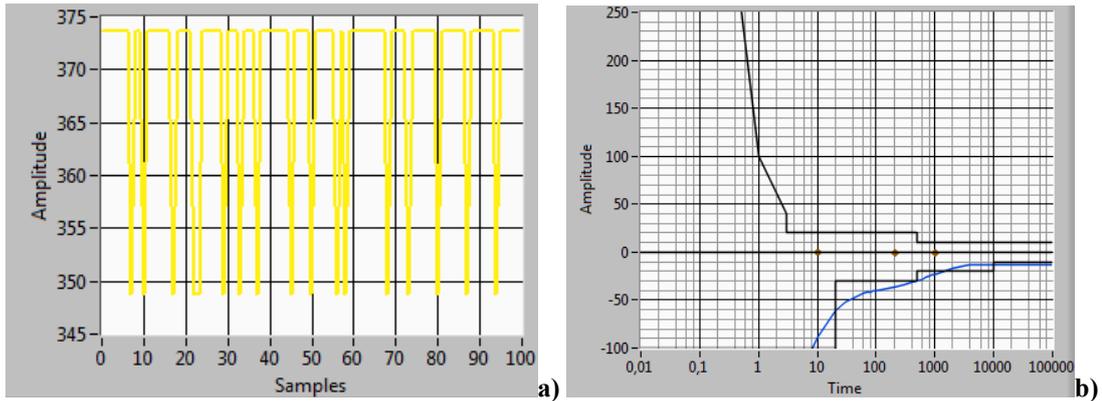


Figura 197: (a) Tensión de salida (390 V) del modulo UCC28019EVM medida con un osciloscopio de 8bits de resolución y (b) resultados del ensayo de huecos en diagrama Mag-Dur

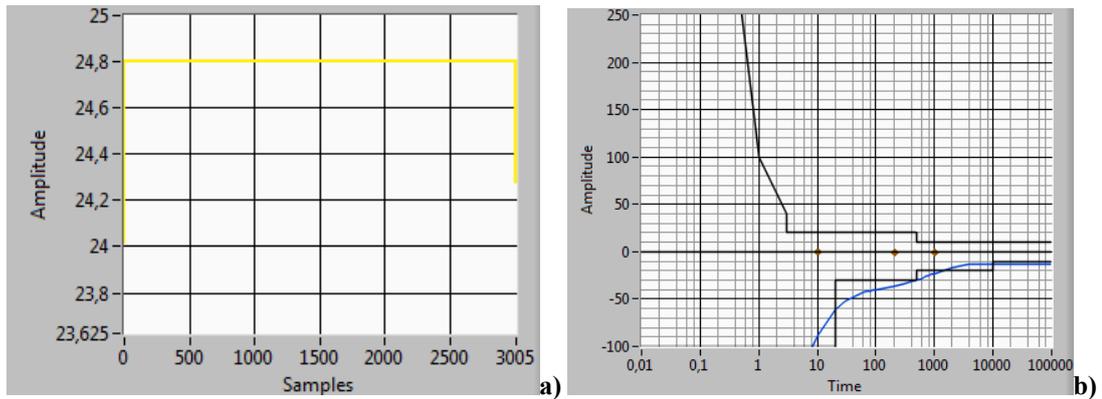


Figura 198: (a) Tensión de salida (24 V) del modulo UCC28514EVM medida con un osciloscopio de 8bits de resolución y (b) resultados del ensayo de huecos en diagrama Mag-Dur

### 4.3.2 Test de huecos conforme a norma 61000-4-11

Los niveles aplicables de la norma de referencia (EN 61000-4-11 [157]) que se ensayan con un generador de huecos empleado se describen en la Tabla 13 y se corresponden con una clase que tiene la severidad de sus niveles de ensayo entre las clases 2 y 3.

Tabla 13: Niveles de tensión de la norma IEC/EN 61000-4-11 aplicados

Nivel de tensión	Porcentaje de hueco de tensión	Tiempo de aplicación
0%	100%	$\frac{1}{2} T, T$ (10 ms, 20 ms)
40%	60%	$10 T$ (200 ms)
70%	30%	$50 T$ (1000 ms)

Tabla 14: Criterio de evaluación de la norma IEC/EN 61000-4-11

Clasificación recomendada por la norma IEC/EN 61000-4-11	
Grado de inmunidad:	Comportamiento:
<b>A</b>	Funcionamiento dentro de los límites especificados por el fabricante.
<b>B</b>	Degradación del funcionamiento del dispositivo que cesa después de terminar el evento, recuperándose sin intervención del operario.
<b>C</b>	Degradación del funcionamiento del dispositivo, la reactivación requiere la intervención del operario.
<b>D</b>	Degradación del funcionamiento del dispositivo irreparable por daño de los componentes del equipo o del software.

El instrumental empleado para la obtención de los siguientes resultados ha sido:

- Generador de huecos e interrupciones cortas Deneb, Modelo DNBGVD01 [150], S/N 0603151600.
- Handyscope HS4 DIFF, de TiePie Engineering, S/N 22829, con una interfaz sencilla desarrollada en LabView™.

Los ensayos se han efectuado en el conjunto de módulos de evaluación de prerreguladores recogido en la Tabla 10, que cubre los modos de conducción continuo (CCM), discontinuo (DCM) y crítico (CRM).

Cabe adelantar que los EVM que han presentado grado de susceptibilidad **b** en alguno de los ensayos efectuados coinciden con aquellos cuyo sistema de regulación y control es autoalimentado, es decir, la tensión que sustenta el regulador proviene de un convertidor cuya entrada es un devanado secundario de la inductancia *boost* principal.

### 4.3.2.1 Ensayos en modo de conducción continua

#### 4.3.2.1.1 Equipo sometido a ensayo: UCC28019EVM

Características:

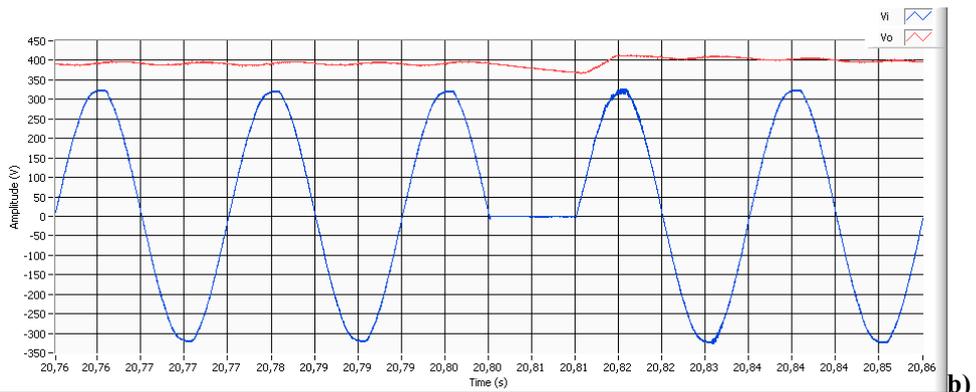
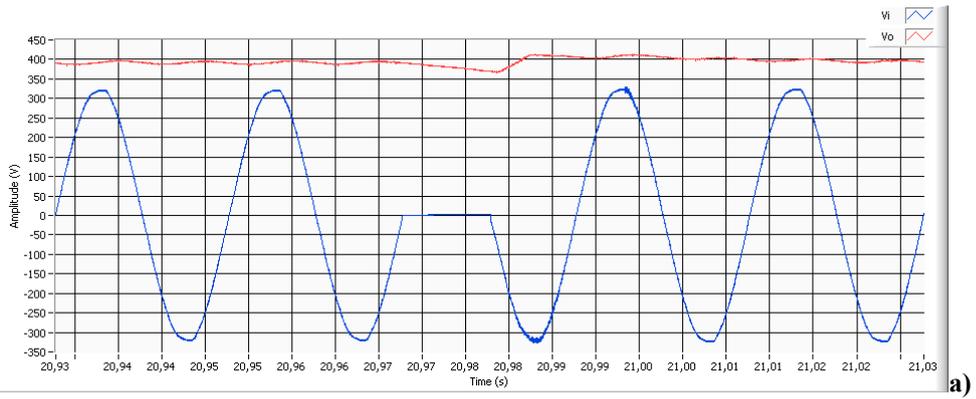
- Convertidor elevador de 350 W con PFC en modo de conducción continua (CCM).
- Control en modo de corriente media.
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo precisa de una fuente externa para alimentar el circuito de control.
- Salida regulada de 390 V<sub>CC</sub> ± 5% (370,5 V ÷ 409,5 V).
- Condiciones de funcionamiento del equipo sometido a ensayo:
- V<sub>i</sub> = 230 V<sub>CA</sub> @ 50 Hz
- Carga puramente resistiva de 705,88 Ω (asociación en paralelo de tres resistencias de 2 kΩ, 2 kΩ y 2,4 kΩ, respectivamente, con una potencia total de 300 W).
- P<sub>o</sub> = 215,48 W

**Tabla 15: Resultados del ensayo (ESE: UCC28019EVM)**

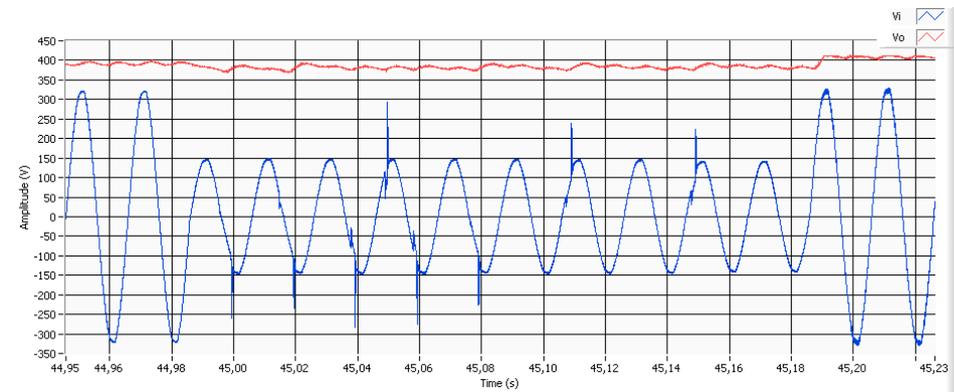
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	A
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	A
40%	10	3	A
70%	50	3	A

Notas:

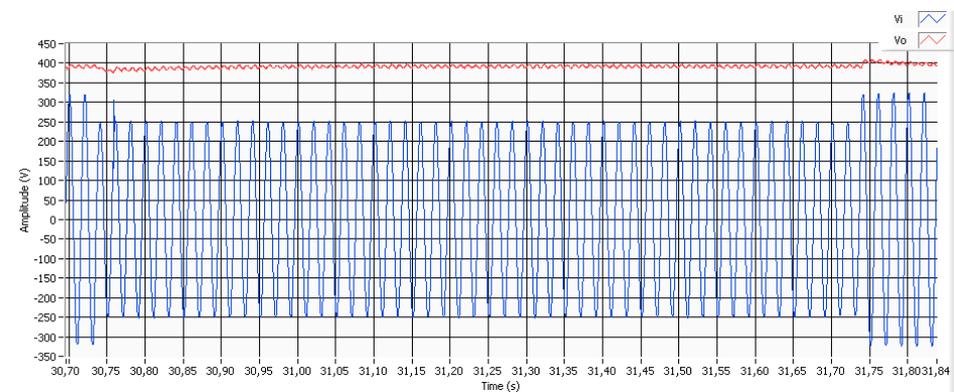
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- Todos los ensayos se cumplieron satisfactoriamente:



**Figura 199: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28019EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 200: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28019EVM**



**Figura 201: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28019EVM**

### 4.3.2.1.2 Equipo sometido a ensayo: UCC28514EVM

Características:

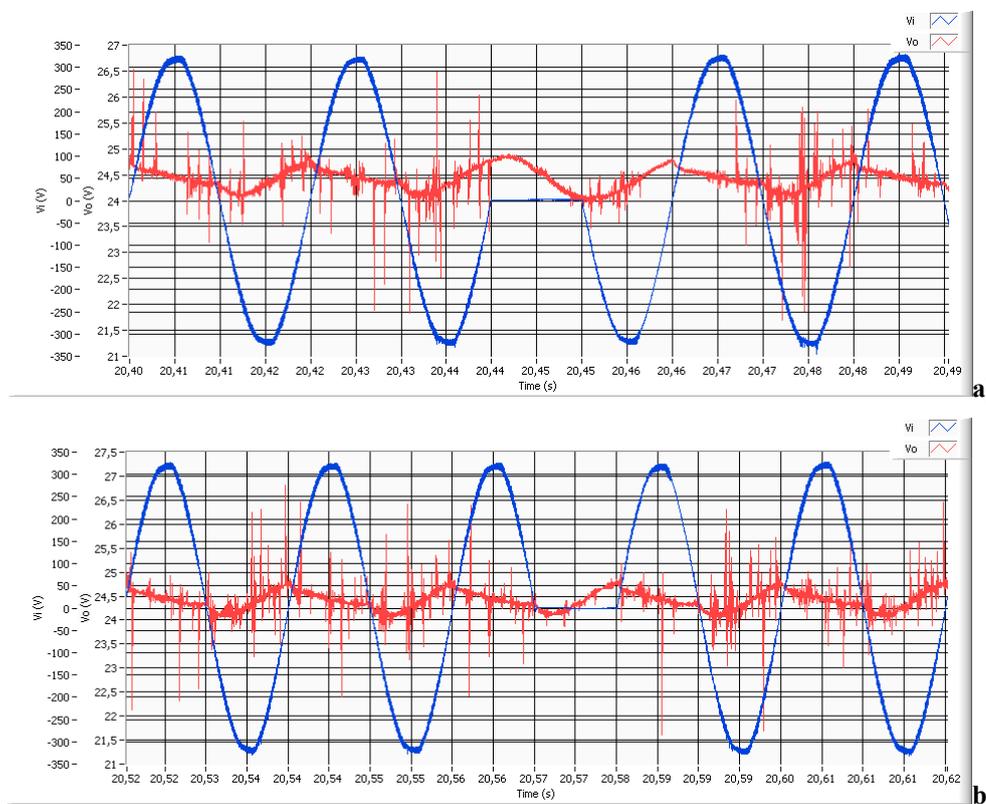
- Convertidor AC/DC de 100 W con PFC en modo de conducción continua (CCM).
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo precisa de una fuente externa para alimentar el circuito de control.
- Salida regulada de 24 V<sub>CC</sub> ± 4% (23,04 V ÷ 24,96 V).
- Condiciones de funcionamiento del equipo sometido a ensayo:
- V<sub>i</sub> = 230 V<sub>CA</sub> @ 50 Hz.
- Carga puramente resistiva de 6,6 Ω (dos resistencias de 3,3 Ω asociadas en serie con una potencia total de 100 W).
- P<sub>o</sub> = 87,27 W.

**Tabla 16: Resultados del ensayo (ESE: UCC28514EVM).**

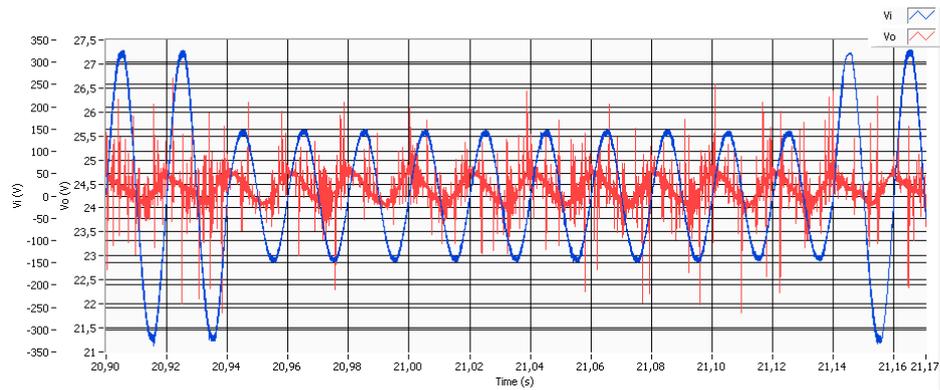
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	A
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	A
40%	10	3	A
70%	50	3	A

Notas:

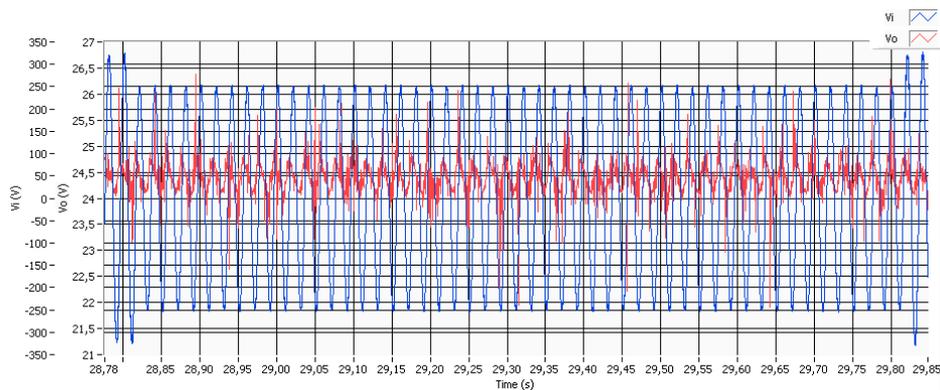
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- La tensión de salida se mantuvo en los límites dados por el fabricante para todos los ensayos.



**Figura 202: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28514EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 203: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28514EVM**



**Figura 204: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28514EVM**

### 4.3.2.1.3 Equipo sometido a ensayo: UCC28070EVM

Características:

- Convertidor de 300 W con PFC *interleaved* de dos fases.
- Control en modo de corriente media.
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo precisa de una fuente externa para alimentar el circuito de control.
- Salida regulada de 390 V<sub>CC</sub>.
- Condiciones de funcionamiento del equipo sometido a ensayo:
- V<sub>i</sub> = 230 V<sub>CA</sub> @ 50 Hz
- Carga puramente resistiva de 705,88 Ω (asociación en paralelo de tres resistencias de 2 kΩ, 2 kΩ y 2,4 kΩ, respectivamente, con una potencia total de 300 W).
- P<sub>o</sub> = 215,48 W

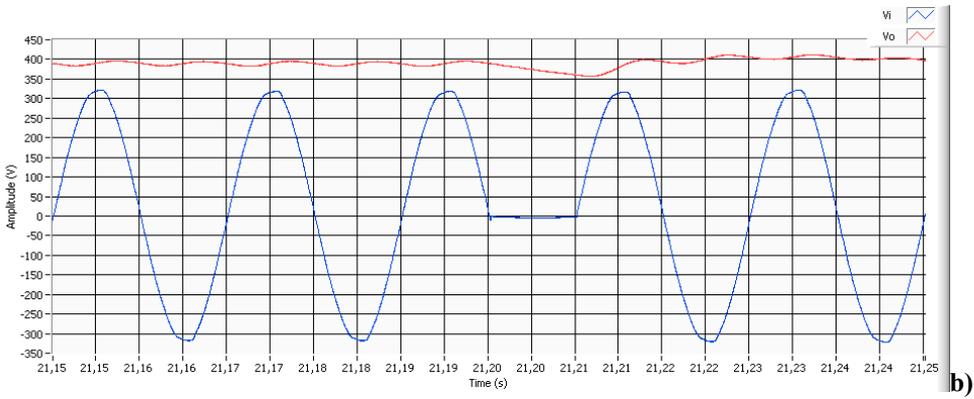
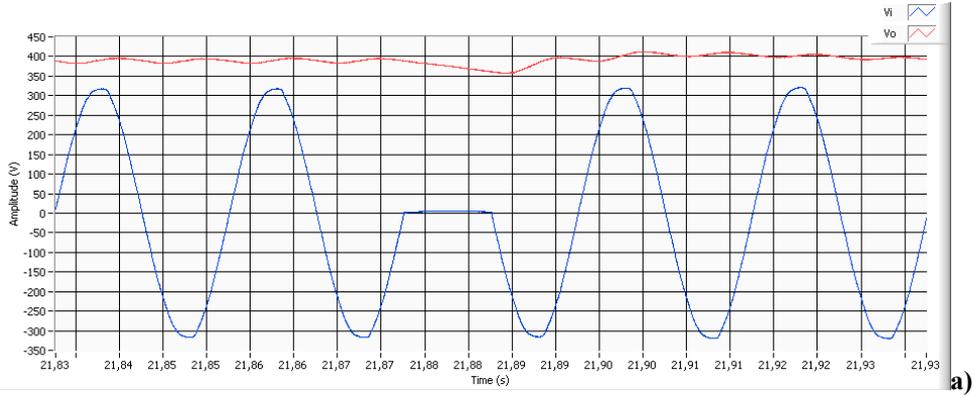
**Tabla 17: Resultados del ensayo (ESE: UCC28070EVM).**

Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	<b>a</b>
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	<b>a</b>
40%	10	3	<b>a</b>
70%	50	3	<b>a</b>

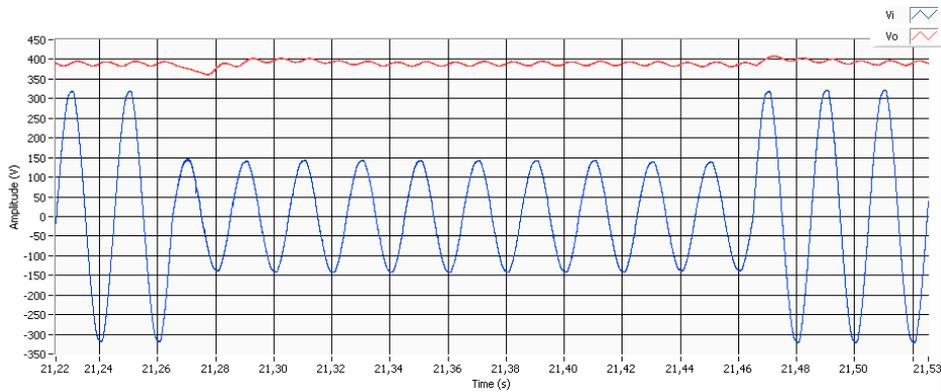
Notas:

- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.

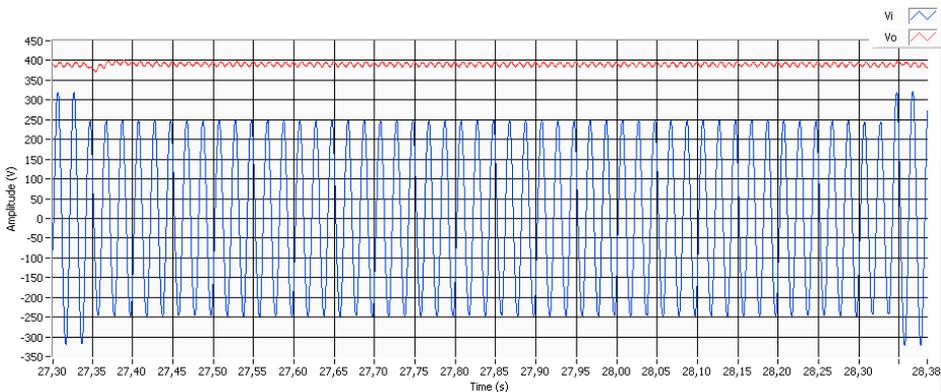
- Todos los ensayos se cumplieron satisfactoriamente, durante todos los tests la tensión de salida sufrió variaciones cercanas al 10%; a destacar que el fabricante no especifica tolerancia.



**Figura 205: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28070EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 206: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28070EVM**



**Figura 207: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28070EVM**

### 4.3.2.2 Ensayos en modo de conducción discontinua

#### 4.3.2.2.1 Equipo sometido a ensayo: UCC3817EVM

Características:

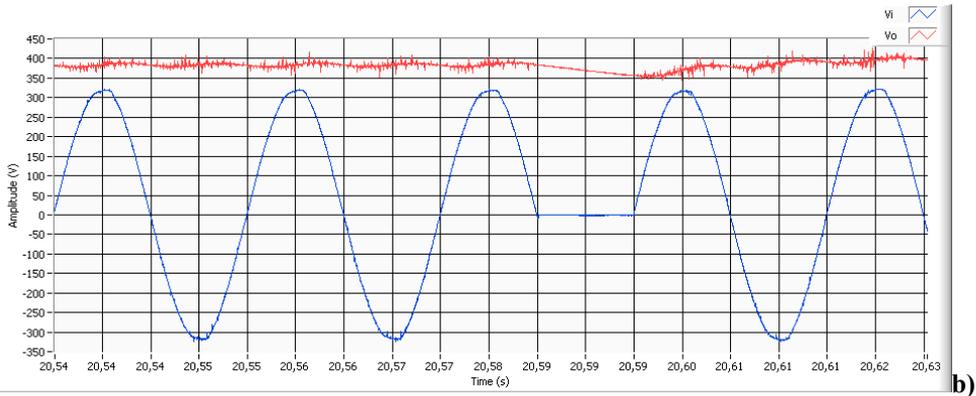
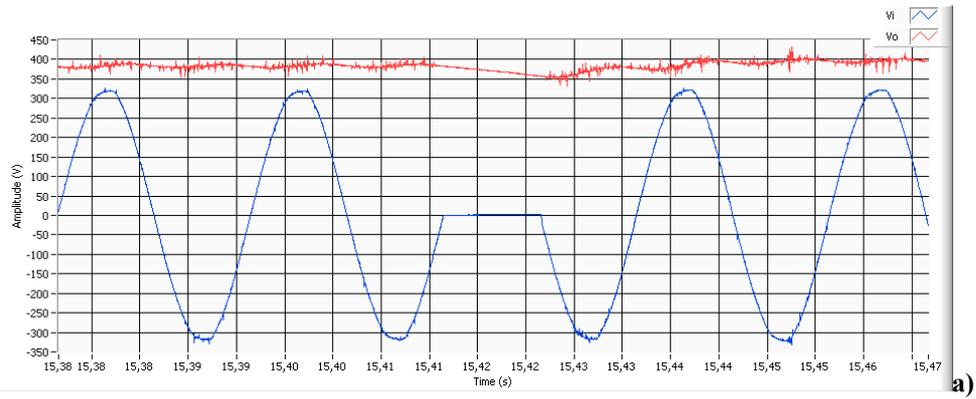
- Convertidor elevador de 250 W con PFC.
- Control en modo de corriente media.
- Modulación por flanco de subida (*leading edge*) para reducir el valor RMS de la corriente en el elevador.
- Alimentación universal (85 – 265 VAC).
- El módulo alimenta autónomamente el circuito de control.
- Salida regulada de 385 V  $\pm$  10% (346,5 V  $\div$  423,5 V).
- Condiciones de funcionamiento del equipo sometido a ensayo:
- $V_i = 230 V_{CA} @ 50 \text{ Hz}$
- Carga puramente resistiva de 705,88  $\Omega$  (asociación en paralelo de tres resistencias de 2 k $\Omega$ , 2 k $\Omega$  y 2,4 k $\Omega$ , respectivamente, con una potencia total de 300 W).
- $P_o = 209,99 \text{ W}$

**Tabla 18: Resultados del ensayo (ESE: UCC3817EVM).**

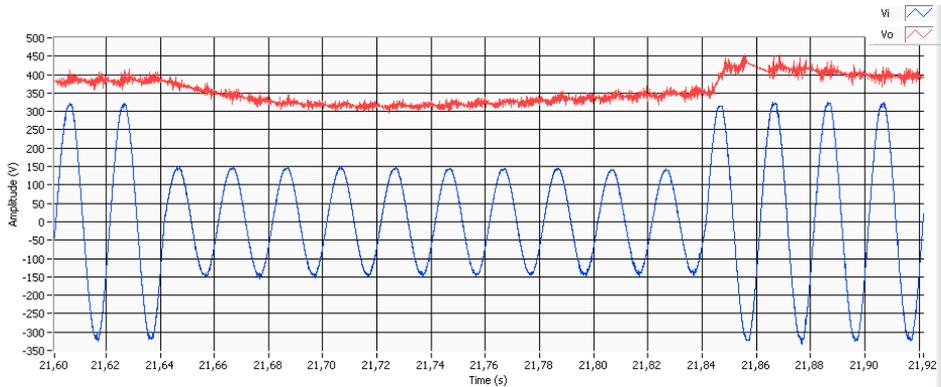
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	<b>a</b>
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	<b>a</b>
40%	10	3	<b>b</b>
70%	50	3	<b>a</b>

Notas:

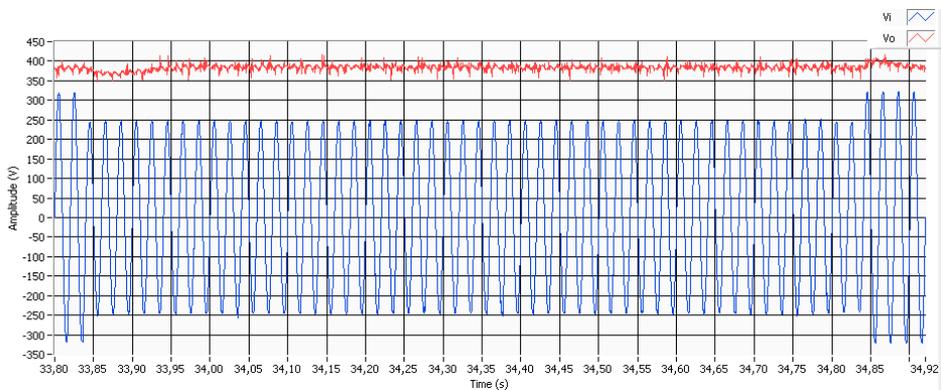
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- La tensión de salida se mantuvo en los límites dados por el fabricante para todos los ensayos salvo en el tercer caso (Figura 209, 200 ms @ 40%), durante el que el nivel de tensión de salida cae ligeramente por debajo del establecido por el fabricante.



**Figura 208: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC3817EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 209: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC3817EVM**



**Figura 210: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC3817EVM**

#### 4.3.2.2.2 Equipo sometido a ensayo: UCC38500EVM

Características:

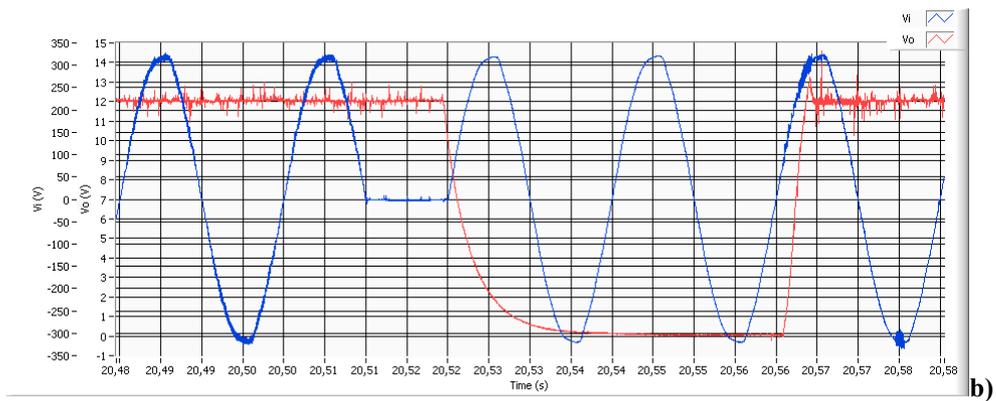
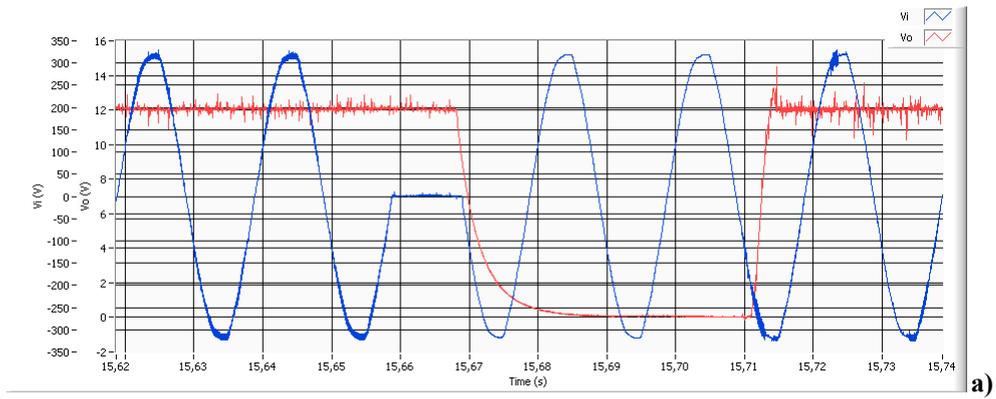
- Preregulador PFC/PWM de 100W con modo de conducción discontinua (DCM).
- Combina elevador con modulación en flanco de subida (*leading edge*) y reductor (*forward*) con modulación en flanco de bajada (*trailing edge*). La segunda etapa funciona en modo de control de corriente de pico.
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo alimenta autónomamente el circuito de control.
- Salida regulada de 12 V<sub>CC</sub> ± 5% (12,6 V ÷ 11,4 V).
- Condiciones de funcionamiento del equipo sujeto a ensayo:
- V<sub>i</sub> = 230 V<sub>CA</sub> @ 50 Hz
- Carga puramente resistiva de 1,65 Ω (dos resistencias de 3,3 Ω asociadas en paralelo con una potencia total de 100 W).
- P<sub>o</sub> = 87,27 W

**Tabla 19: Resultados del ensayo (ESE: UCC38500EVM).**

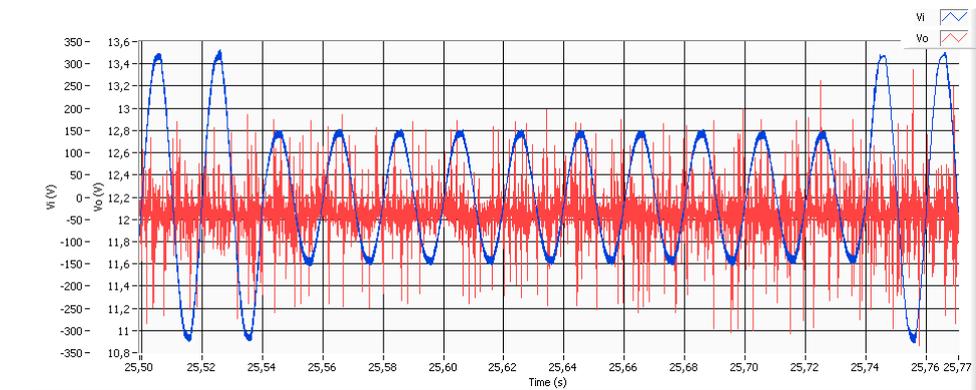
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	<b>b</b>
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	<b>b</b>
40%	10	3	<b>a</b>
70%	50	3	<b>a</b>

Notas:

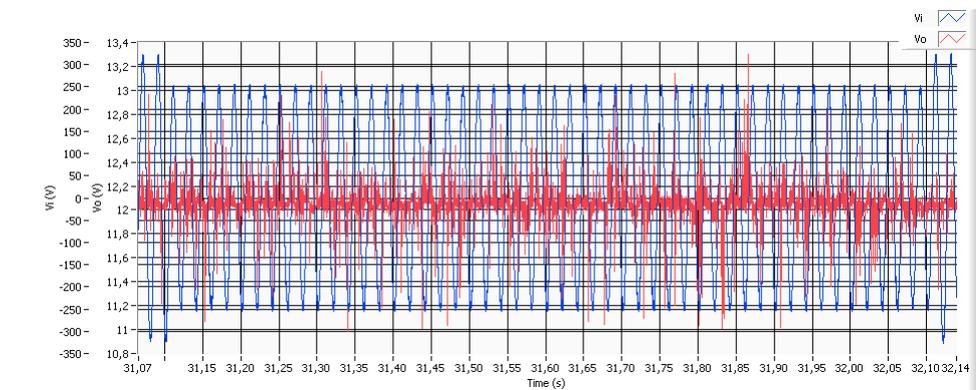
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- Durante los ensayos de medio periodo la respuesta del convertidor llegaba a extinguirse totalmente durante dos periodos completos de la señal de entrada después del evento. Este fenómeno puede observarse en la Figura 211 a y b.
- En los restantes ensayos la tensión de salida del convertidor se mantuvo dentro de los niveles establecidos.



**Figura 211: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC38500EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 212: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC38500EVM**



**Figura 213: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC38500EVM**

### 4.3.2.3 Ensayos en modo de conducción crítico

#### 4.3.2.3.1 Equipo sometido a ensayo: UCC28061EVM

Características:

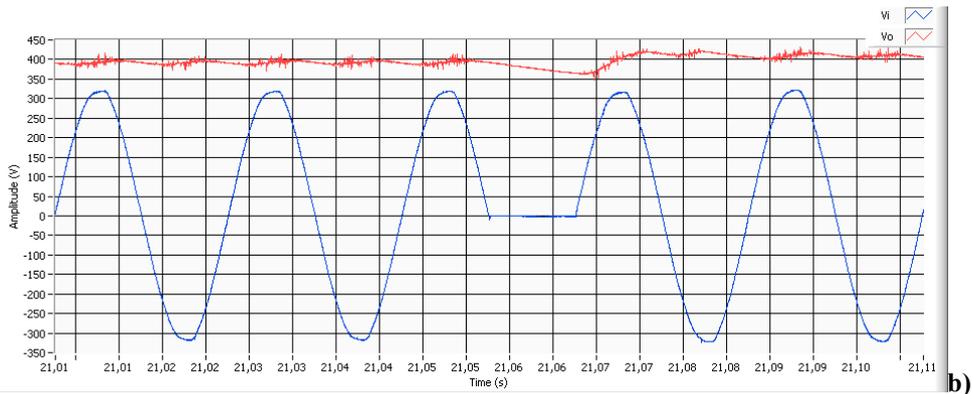
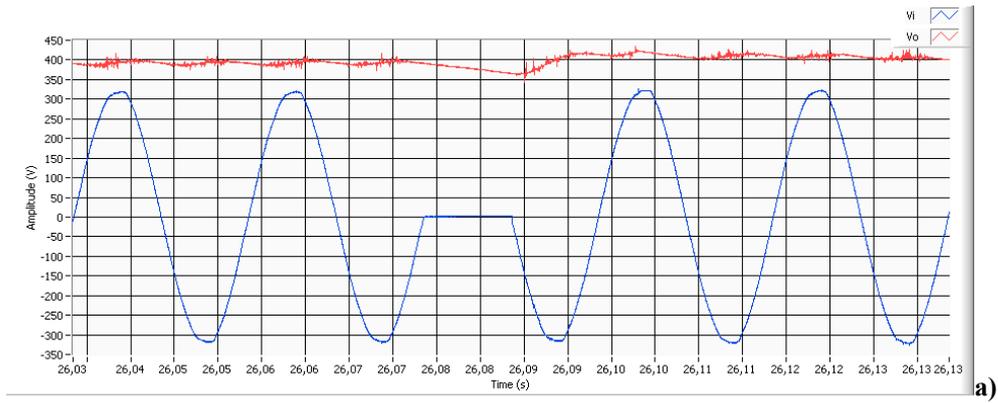
- Convertidor de 300 W con PFC en modo de transición (CRM) con fase dual.
- Controlador de PFC entrelazado.
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo precisa de una fuente externa para alimentar el circuito de control.
- Salida regulada de 390 V<sub>CC</sub>.
- Condiciones de funcionamiento del equipo sujeto a ensayo:
- $V_i = 230 V_{CA} @ 50 \text{ Hz}$ .
- Carga puramente resistiva de 705,88  $\Omega$  (asociación en paralelo de tres resistencias de 2 k $\Omega$ , 2 k $\Omega$  y 2,4 k $\Omega$ , respectivamente, con una potencia total de 300 W).
- $P_o = 215,48 \text{ W}$ .

**Tabla 20: Resultados del ensayo (ESE: UCC28061EVM).**

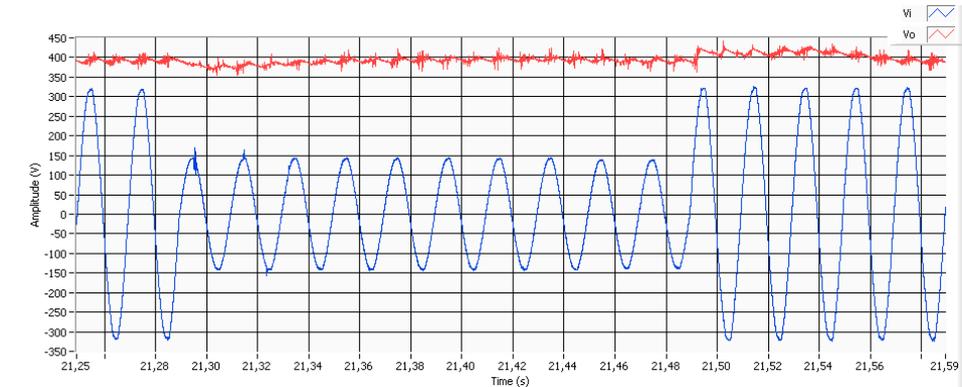
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	<b>a</b>
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	<b>a</b>
40%	10	3	<b>a</b>
70%	50	3	<b>a</b>

Notas:

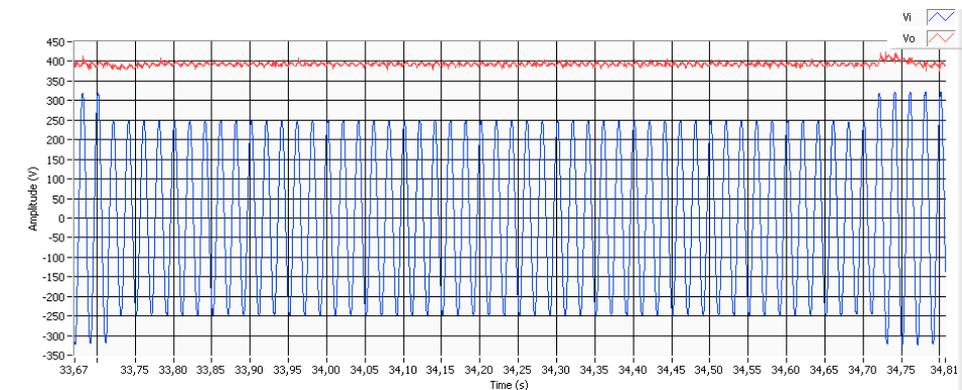
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- Todos los ensayos se cumplieron satisfactoriamente, durante todos los tests la tensión de salida sufrió variaciones cercanas al 10%, pero el fabricante no especifica tolerancia.



**Figura 214: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC28061EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 215: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC28061EVM**



**Figura 216: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC28061EVM**

### 4.3.2.3.2 Equipo sometido de ensayo: UCC38050EVM

Características:

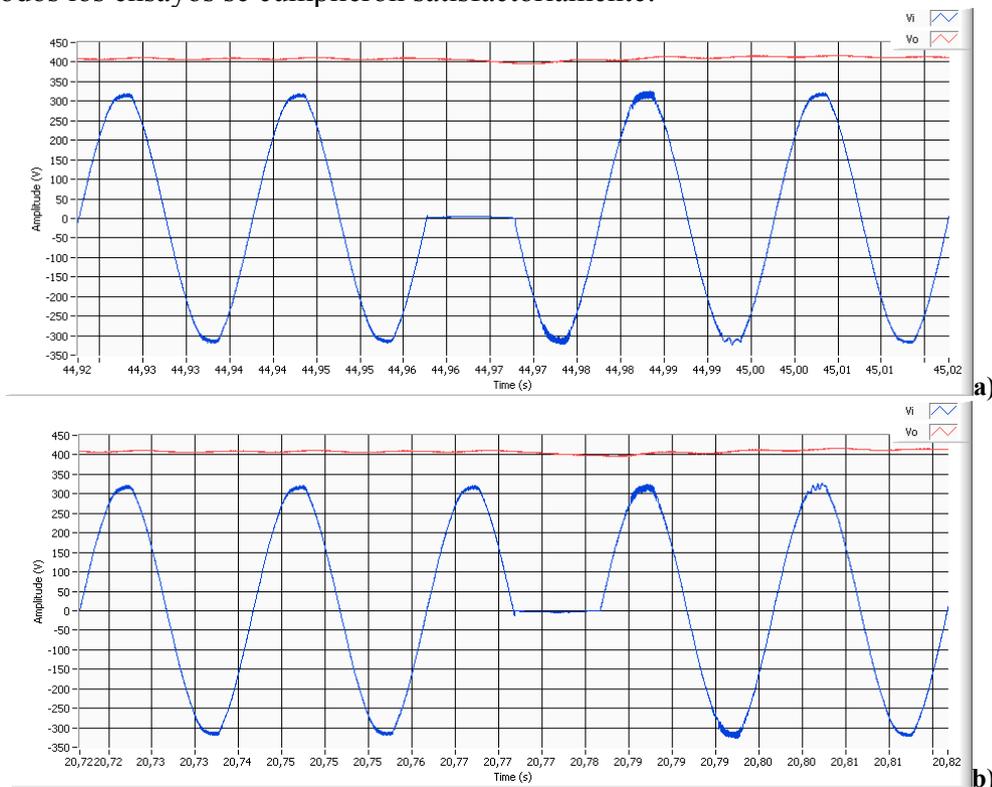
- Convertidor de 100 W con PFC en modo de conducción crítica (CRM).
- Alimentación universal (85 – 265 V<sub>CA</sub>).
- El módulo precisa de una fuente externa para alimentar el circuito de control.
- Salida regulada de 400 V<sub>CC</sub> ± 6,25% (375 V ÷ 425 V).
- Condiciones de funcionamiento del equipo bajo prueba:
- V<sub>i</sub> = 230 V<sub>CA</sub> @ 50 Hz
- Carga puramente resistiva de 2 kΩ (asociación en serie de dos resistencias de 1 kΩ con una potencia total de 100 W).
- P<sub>o</sub> = 80 W

**Tabla 21: Resultados del ensayo (ESE: UCC38050EVM).**

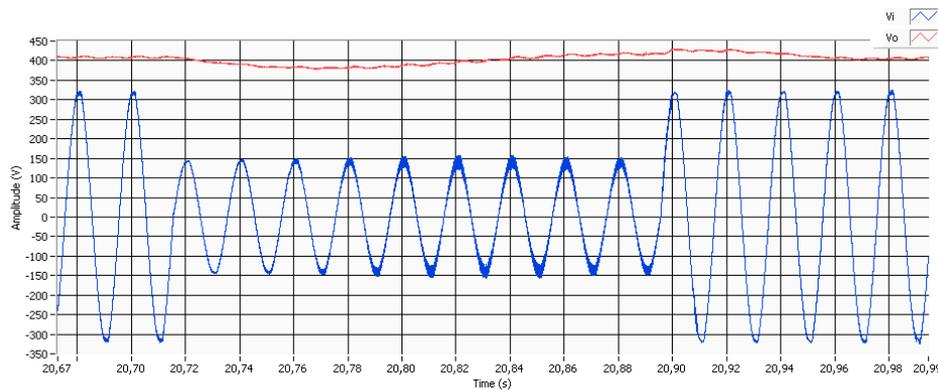
Nivel de tensión	Duración (ciclos)	Nº de repeticiones	Grado de inmunidad
0%	0,5 (semiciclo positivo)	3	<b>a</b>
0%	0,5 (semiciclo negativo)	3	<b>A</b>
40%	10	3	<b>A</b>
70%	50	3	<b>A</b>

Notas:

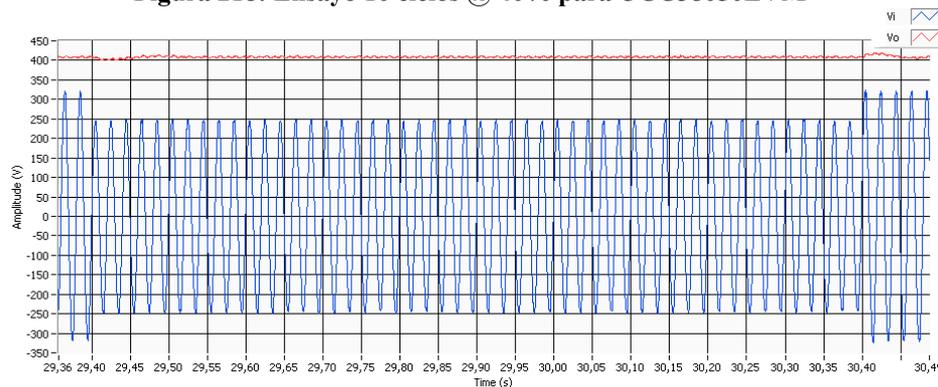
- El equipo bajo prueba no sufrió ningún daño durante la evaluación.
- Todos los ensayos se cumplieron satisfactoriamente:



**Figura 217: Ensayo 0,5 ciclos @ 0% para UCC38050EVM, positivo (a) y negativo (b)**



**Figura 218: Ensayo 10 ciclos @ 40% para UCC38050EVM**



**Figura 219: Ensayo 50 ciclos @ 70% para UCC38050EVM**

## 4.4 Publicaciones resultantes de este trabajo

### 4.4.1 Del “Sistema de telegestión de alumbrado público”

- F Domingo-Perez; A Gil-de-Castro; JM Flores-Arias; FJ Bellido-Outeirino; A Moreno-Munoz; , “Low-rate wireless personal area networks applied to street lighting”, *Lighting Research and Technology*, February 2013; vol. 45, 1: pp. 90-101., first published on December 14, 2011. doi: 10.1177/1477153511431129

Su **IF** según el **JCR-2011** es de **1,551**, con la posición 10/56 (**Q1;T1**) en la categoría CONSTRUCTION & BUILDING TECHNOLOGY. En la actualidad ya posee **tres citas** en la misma revista.

- Bellido-Outeirino, F.J.; Flores-Arias, J.M.; Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; Moreno-Munoz, A.; , “Building lighting automation through the integration of DALI with wireless sensor networks,” *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.1, pp.47-52, February 2012. ISSN: 0098-3063. doi: 10.1109/TCE.2012.6170054

Su **IF** según el **JCR-2011** es de **0,941**, con la posición 39/79 (**Q2;T2**) en la categoría de TELECOMMUNICATIONS y la posición 134/245 (**Q3;T2**) en la categoría ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC. En la actualidad ya posee **cuatro citas**, dos de ellas de otras revistas indexadas JCR: IEEE SENSORS JOURNAL, IF 1,520 (Q2) y SENSORS con un IF de 1,739 y posición 14/58 (Q1;T1) en la categoría de INSTRUMENTS & INSTRUMENTATION.

- Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; Flores-Arias, J.M.; Bellido-Outeirino, F.J.; Moreno-Munoz, A.; “Lighting control system based on DALI and wireless sensor

networks,” *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012 IEEE PES* , vol., no., pp.1-6, 16-20 Jan. 2012. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175666

Esta aportación ya posee **una cita** en otra conferencia del IEEE (EPE 2012).

- Outeirino, F.J.B.; Domingo-Perez, F.; del Rocio Gil-de-Castro, A.; Flores Arias, J.; Moreno-Munoz, A.; , “In-building lighting management system with wireless communications,” *Consumer Electronics (ICCE), 2012 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.83-85, 13-16 Jan. 2012. doi: 10.1109/ICCE.2012.6161751

#### 4.4.2 De la “Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión”

- Flores-Arias, J.-M. et al. “Low-Cost and Memory-Efficient True-RMS Meter”, *Electronics and Electrical Engineering ISSN: 1392-1215, ELECTRONIC MEASUREMENTS*. Date submitted: July 24, 2012 - In Review
- Flores-Arias, J.-M.; Moreno-Muñoz, A.; Domingo-Perez, F.; Pallares-Lopez, V.; Gutierrez, D.; , “Voltage regulator system based on a PWM AC chopper converter,” *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.468-473, 27-30 June 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984070
- Flores-Arias, J.-M.; Moreno-Munoz, A.; Real-Calvo, R.; Sanchez, J.R.; “Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper,” *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.3304-3307, 4-7 July 2010. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637659

Esta aportación ya posee **una cita**.

- Moreno-Munoz, Antonio; Flores, J. M.; Oterino, D.; de la Rosa, Juan J. G.; , “Power line conditioner based on CA PWM Chopper,” *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.2454-2456, 4-7 June 2007. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374992

#### 4.4.3 Del “Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2”

- J. M. Flores-Arias, F. Domingo-Perez, A. Moreno-Munoz, J. J. G. De La Rosa, and V. Pallares, “Voltage Dips Test System According to IEC 61000-4-11,” *International Journal of Computer and Electrical Engineering* vol. 5, no. 1, pp. 115-119, 2013. ISSN: 1793-8163.
- Domingo-Pérez, Francisco; Flores-Arias, José María; Moreno-Muñoz, Antonio; Pallares-López, Víctor; Gil de Castro, Aurora; Moreno-García, Isabel María; González de la Rosa, JuanJosé; “Virtual Instrumentation Applied to Electromagnetic Compatibility Testing”, *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering* Volume 82, 2012, pp 30-38, ISBN: 978-3-642-32303-4. doi: 10.1007/978-3-642-32304-1\_4
- Domingo-Perez, F.; Flores-Arias, J.M.; Moreno-Munoz, A.; de la Rosa, J.J.G.; Gil-de-Castro, A.; Pallares-Lopez, V.; Moreno-Garcia, I.; , “Electromagnetic compatibility test system,” *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop* , vol., no., pp.62-67, 1-3 June 2011. doi: 10.1109/CPE.2011.5942208



## 5 Conclusiones

Con los resultados mostrados en el capítulo anterior se puede afirmar que se ha logrado aumentar la confiabilidad de los sistemas de alumbrado público en el contexto de la *Smart Grid*: se ha actuado en la telegestión de cada punto de luz en particular y de toda la red de alumbrado en general y se han propuesto mejoras en la inmunidad de las instalaciones de alumbrado frente a los huecos de tensión.

Se ha actuado sobre el punto de luz de forma individual, en su **gestión** y en la mejora de la **inmunidad** frente a los huecos de tensión del balasto que lo alimenta, y de forma general, dotando a la red de alumbrado de un sistema de **comunicación** integrado y una interfaz que permita dicha gestión y sobre la capacidad de regulación de la etapa de alimentación del sistema de alumbrado con el fin de aumentar su **fiabilidad** mediante un sistema de compensación de fallas de red.

Además, se ha desarrollado una plataforma semiautomática de ensayo para la norma IEC/EN 61000, partes 4-11 y 3-2, que puede ser empleada como una herramienta eficaz para caracterizar o precertificar equipos.

Todo ello se ha llevado a cabo por medio de las siguientes acciones:

### 5.1 Sistema de telegestión de alumbrado público

Se ha desarrollado un módulo de telegestión inalámbrico integrable con un balasto DALI™ y que posibilita el control operativo de la unidad de punto de luz (UPL) y la presentación de la información de operación y estado en un interfaz de usuario en un PC.

A nivel de red inalámbrica:

- El sistema de red inalámbrica de sensores integrada con balastos con interfaz DALI™ es capaz de comunicarse con el usuario en todos los aspectos recogidos por el estándar IEC 62386 [123].
- El número de balastos bajo control se incrementó significativamente respecto de la tecnología DALI™ cableada, no sólo es posible controlar un solo balasto por cada nodo sensor, sino que cada nodo también puede controlar 64 balastos DALI™ utilizando las direcciones MAC o de red junto con las direcciones cortas de cada balasto.
- El radio de comunicación alcanzado hace al sistema válido tanto para iluminación interior tanto como exterior. Los nodos y circuitos son suficientemente pequeños para ser incluidos dentro de la luminaria y no precisan de más cableado que el de comunicación con el balasto y el suministro de energía desde éste ya que se puede alimentar al nodo o cargar sus baterías con un pequeño convertidor CA/CC.
- El mecanismo de enrutamiento de la estructura jerárquica en árbol que se crea es, además, robusto ya que permite su reconfiguración en el caso de pérdida de algún nodo.

A nivel de envío de comandos de control o de estado al balasto (y su recepción)

- Se ha comprobado la completa funcionalidad de los comandos de control de nivel de iluminación de las lámparas, tanto directos como indirectos, permitiendo una operación flexible tanto en los ciclos de encendido/apagado como en el nivel de atenuación.
- Se puede interrogar sobre el estado de un balasto concreto obteniéndose una respuesta satisfactoria y acorde con el estado real, lo que facilita la gestión del mantenimiento de las UPL y posibilita la obtención de otros parámetros de interés para la gestión del alumbrado público.

## 5.2 Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión

- Los ensayos hechos al troceador de CA propuesto como compensador de cabecera indican que cumple con los requerimientos de emisión de EMI de corriente descritos en la norma IEC/EN 61000-3-2 Clase C, que es fácilmente controlable mediante PWM y que presenta un amplio rango de regulación.

Por el contrario, aunque pueda soportar incrementos de tensiones de entrada de hasta un 50% de forma indefinida ampliando el rango superior de la curva ITIC, que marca como “Región prohibida” la región por encima del 1,2 p.u. para duraciones desde los 3 a los 500 ms y por encima del 1,1 p.u. para duraciones superiores (Figura 40), el comportamiento descrito como compensador de eventos severos de tensión no cumple los requisitos de inmunidad de la norma IEC/EN 61000-4-11, con lo que, actualmente, tiene mejor comportamiento como regulador que como compensador.

- En el proceso de mejora del tiempo de respuesta del convertidor se ha desarrollado un medidor del valor RMS que emplea una MCU de bajo coste y un algoritmo eficiente con capacidad para detectar una variación de tensión justo en el límite inferior de servicio (0,9 p.u.) en 6 ms y dar una medición fiable en 8 ms con una ventana de sólo 8 muestras.
- Se ha propuesto una mejora para aumentar la inmunidad del PFCBR mediante la adición al prerregulador de un sistema de almacenamiento y de gestión de la fuente de suministro basado en un convertidor flyback que sirva como soporte de energía en caso de evento severo y se ha modelado su funcionamiento en combinación con una tecnología de control del prerregulador PFC madura (UC3854). Se ha confrontando su funcionamiento con y sin la solución propuesta y obteniendo resultados preliminares satisfactorios para eventos detensión con corte total de suministro con una duración superior a los 20 ms que delimita la curva ITIC como “Región de funcionamiento sin interrupción” habiendo llegado a los 70 ms de corte sin que se alcance el límite UVLO en el circuito de control.

Someter la solución a la norma IEC/EN 61000-3-2 no es preciso ya que el PWMBR con *flyback* propuesto cumple la norma cuando trabaja conectado a la red y cuando está desconectado de ella no precisa cumplirla.

### **5.3 Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2**

- Se ha diseñado un entorno en LabView™ que permite controlar un conjunto de equipos de generación y de instrumentos de medición y ejecutar de forma sencilla un procedimiento de precertificación de compatibilidad electromagnética conforme a las normas IEC/EN 61000–4–11 e IEC/EN 61000–3–2 para equipos de alimentación monofásica de hasta 1,2 kW de potencia nominal,.
- Se ha probado la funcionalidad del entorno sometiendo a múltiples ensayos a diversos equipos (módulos de valuación y prototipos) con resultados satisfactorios.
- El gestor del generador de huecos ha ampliado su capacidad de conexión, fijada originalmente para COM 1 y 2, a cualquier puerto mediante selección de usuario. Ello permite el uso de la aplicación en equipos portátiles o el empleo de adaptadores USB/TIA–232, que generan puertos COM del 5 en adelante.
- Los VIs creados en LabView™ mejoran notablemente el software de los fabricantes, incluso corrigiendo algún *bug* no declarado, y permiten la integración de todos los controles en un único entorno de gestión.



## 6 Futuras líneas de investigación

### 6.1 Sistema de telegestión de alumbrado público

Sería conveniente disponer de un entorno apropiado en forma de planta piloto de dimensiones suficientes en el que poder ensayar con una mayor cantidad de nodos en las condiciones propias de una instalación de alumbrado público además de otras consideraciones respecto de la integración en la luminaria, estanqueidad, miniaturización, etc.

Probada la funcionalidad con equipos de iluminación para lámparas de descarga, se podría analizar la compatibilidad del sistema de telegestión propuesto con otras tecnologías de iluminación (y, por tanto, de balasto) y de control (protocolo).

Extender el sistema de telegestión de alumbrado para que incorpore otras aplicaciones de AMR dentro del entorno de la *Smart Grid*, e. g. una red inalámbrica de sensores que comparta los nodos de la red de telegestión para el transporte de diversa información de monitorización de entornos urbanos (tráfico, índices de polución, etc.), e incorporar un sistema (o herramienta) experto que gestione la detección de averías y las gamas de mantenimiento.

### 6.2 Minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión

La primera acción es la implementación física de la solución propuesta y su integración con diferentes tipos de prerreguladores a fin de corroborar experimentalmente la funcionalidad y viabilidad que los modelos desarrollados presentan.

Paralela a la línea anterior, el desarrollo de un entorno de ensayo más flexible que permita someter a los convertidores y medidor propuestos (y sus mejoras) a diferentes tipos de eventos de tensión (además de los huecos) que fijen de un modo más preciso sus límites funcionales y su fiabilidad.

(La proposición de su incorporación al bloque de un balasto es una opción fuera del alcance de este trabajo ya que queda en el ámbito de los fabricantes.)

Por otra parte, ante la velocidad en la evolución tecnológica en los equipos de alumbrado donde las SSLs coparán el mercado en un futuro cercano, se puede reorientar la solución propuesta de minimización de la susceptibilidad del bloque PWMBR a los huecos de tensión a otras familias de equipos como, por ejemplo sistemas de monitorización e instrumentación en instalaciones críticas o sistemas de comunicación.

### 6.3 Sistema semiautomático de ensayo de la norma IEC/EN 61000, partes 4–11 y 3–2

Abordar el funcionamiento de los módulos USB como canales independientes sincronizados a fin de medir la entrada y la salida de los equipos sometidos a ensayo durante el test de huecos y poder precisar en qué momento empieza y acaba el hueco,

optimizando el vector de medida del test y minimizando los requerimientos de memoria de la aplicación. Asimismo se podría mejorar la etapa de filtrado de la lectura del búfer para evitar los saltos de lectura que se han experimentado, o la reducción de los tiempos muertos del proceso de adquisición para evitar que el programa de gestión de instrumentos se cuelgue.

Extender el conjunto de ensayos que permite el sistema actual interviniendo en la programación del MCU que gestiona el generador de huecos con el fin de ejecutar ensayos más amplios a aquellos que ya incorpora (los básicos que prevé la norma).

Todo ello con la finalidad de articular un banco de precertificación que pueda dar como resultado un informe completo de compatibilidad de los equipos sometidos a ensayo.

## Referencias

1. Parks, N., *Energy efficiency and the smart grid*. Environmental Science & Technology, 2009. **43**(9): p. 2999-3000.
2. Gungor, V.C., et al., *Smart Grid Technologies: Communication Technologies and Standards*. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2011. **7**(4): p. 529-539.
3. Jiyuan, F. and S. Borlase, *The evolution of distribution*. Power and Energy Magazine, IEEE, 2009. **7**(2): p. 63-68.
4. Massoud Amin, S. and B.F. Wollenberg, *Toward a smart grid: power delivery for the 21st century*. Power and Energy Magazine, IEEE, 2005. **3**(5): p. 34-41.
5. Roncero, J.R. *Integration is key to Smart Grid management*. in *SmartGrids for Distribution, 2008. IET-CIRED. CIRED Seminar*. 2008.
6. Liserre, M., T. Sauter, and J.Y. Hung, *Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 2010. **4**(1): p. 18-37.
7. Moreno-Munoz, A. and J. De La Rosa, *Integrating power quality to automated meter reading*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 2008. **2**(2): p. 10-18.
8. Lighting, P. *Tendencias y soluciones*. 2008 10/09/2011]; Available from: <http://www.lighting.philips.com>.
9. Belmans, R., et al., *Electricity for more efficiency: Electric technologies and their energy savings potential*. 2004 Eurelectric & UIE.
10. Grow, R.T., *Energy Efficient Streetlights—Potentials for Reducing Greater Washington's Carbon Footprint*. 2008, Ford Fellowship in Regionalism and Sustainable Development.
11. AVEN, A.V.d.l.E., *Guía de ahorro y eficiencia energética en los municipios de la Comunidad Valenciana*, A.A.V.d.l. Energía), Editor. 2007, AVEN (Agencia Valenciana de la Energía).
12. Box, P., *Freeway accidents and illumination*. Highway research record, 1972(416).
13. Griffith, M.S., *Comparison of the safety of lighting options on urban freeways*. Public Roads, 1994. **58**(2).
14. Wanvik, P.O., *Effects of road lighting: An analysis based on Dutch accident statistics 1987–2006*. Accident Analysis & Prevention, 2009. **41**(1): p. 123-128.
15. Rubinstein, F. and S. Kiliccote, *Demand Responsive Lighting: A Scoping Study*. LBNL-62226, 2007.
16. Hierro, J. *Ahorro energético en alumbrado público. Aplicación de un balasto electrónico para lámparas de sodio alta presión*. Artículos Técnicos 2006 06/2005 [cited 2007 29/03/2007]; Available from: [http://www.energysaver.com.ar/home/noticia.php?noticia\\_id=8](http://www.energysaver.com.ar/home/noticia.php?noticia_id=8).
17. García, J.G., *Arrancadores para lámparas de descarga*, in *Cursos de Doctorado 2007*, D.-U.d. Oviedo, Editor. 2008.
18. Dorr, D.S., et al., *Effects of power line voltage variations on different types of 400-W high-pressure sodium ballasts*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1997. **33**(2): p. 472-476.
19. Trestman, G.A., *Electronic Ballast Design*. 2007.

20. Alonso, J.M., *Chapter 22 - Electronic ballasts*, in *Power Electronics Handbook (Second Edition)*, H.R. Muhammad, et al., Editors. 2007, Academic Press: Burlington. p. 565-591.
21. (IDAE), I.p.l.D.y.A.d.l.E. and C.E.d.I. (CEI), *Guía Técnica de Eficiencia Energética en Iluminación. Alumbrado Público*, in *Publicaciones Técnicas IDAE*, I.p.l.D.y.A.d.l.E. (IDAE), Editor. 2001, Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía (IDAE): Madrid.
22. Moreno-Muñoz, A., *Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environmet.*, ed. S.-V.L. Ltd. 2007.
23. Prasai, A. and D.M. Divan, *Zero-Energy Sag Correctors&#x2014;Optimizing Dynamic Voltage Restorers for Industrial Applications*. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 2008. **44**(6): p. 1777-1784.
24. Brumsickle, W.E., et al., *Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning*. *Industry Applications*, IEEE Transactions on, 2001. **37**(1): p. 212-217.
25. Bendre, A., et al. *Equipment failures caused by power quality disturbances*. in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*. 2004.
26. Bollen, M.H.J., *Voltage sags: effects, mitigation and prediction*. *Power Engineering Journal*, 1996. **10**(3): p. 129-135.
27. Van Hertem, D., et al., *Choosing the correct mitigation method against voltage dips and interruptions: A customer-based approach*. *Power Delivery*, IEEE Transactions on, 2007. **22**(1): p. 331-339.
28. autores, V., *Guía de gestión energética en el alumbrado público*, C.E.d. Iluminación, Editor. 2006, Comunidad Autónoma de Madrid: Madrid.
29. Ed Koch, F.R., *Evaluation of Alternative Field Buses for Lighting Control Applications*. 2005, Broadata Communications Torrence, CA.
30. ECHELON, *Monitored Outdoor Lighting: Market, Challenges, Solutions, and Next Steps*. 2007.
31. Energía, I.p.l.D.y.A.d.l., *Aplicaciones eficientes de lámparas*. 1996: Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía. IDAE.
32. Morante, P., *REDUCING BARRIERS TO THE USE OF HIGH-EFFICIENCY LIGHTING SYSTEMS*. 2006.
33. Ali, N.A.M., S.F.S. Fadzil, and B. Mallya. *Improved illumination levels and energy savings by uplamping technology for office buildings*. in *Computer Science and Information Technology-Spring Conference, 2009. IACSITSC'09. International Association of*. 2009: IEEE.
34. Kivrak, S., et al., *A novel approach to astronomical time relays in point of energy saving in street lighting of the big cities: the selected plot area Denizli in Turkey*. *International Review of Electrical Engineering*, 2009. **4**: p. 1061-1068.
35. Ceclan, A., et al. *Public lighting systems an energy saving technique and product*. in *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP'07. International Conference on*. 2007: IEEE.
36. Heile, B., *Overview of 802.15 Projects*. 2009, IEEE.
37. Romero, M., *Sistemas de comunicaciones en el mundo de la energía.*, in *Comunicación en el Máster de Energía Renovables Distribuidas, curso 2010/11*. 2011, Siemens Energy. Distribution operation and Maintenance.: Córdoba.
38. IES, L.C.P.C., *Lighting Control Protocols*. 2011: Illuminating Engineering Society of North America.
39. Buratti, C., et al., *An overview on wireless sensor networks technology and evolution*. *Sensors*, 2009. **9**(9): p. 6869-6896.

40. Akyildiz, I.F., et al., *A survey on sensor networks*. Communications Magazine, IEEE, 2002. **40**(8): p. 102-114.
41. INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, I., *IEC 60929: AC-supplied electronic ballasts for tubular fluorescent lamps - Performance requirements*. 2006.
42. ABB, *La tecnología DALI*. 2008, ABB España.
43. NXP, S. 10/12/2012]; Available from: <http://www.nxp.com/campaigns/greencip/smartlighting>.
44. NXP, S., *GreenChip Lighting Solutions Selection Guide*. 2012.
45. Lee, J., et al. *Development of Zigbee based street light control system*. in *Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE'06. 2006 IEEE PES*. 2006: IEEE.
46. Jing, C., D. Shu, and D. Gu. *Design of streetlight monitoring and control system based on wireless sensor networks*. in *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*. 2007: IEEE.
47. Jing, C., L. Ren, and D. Gu. *Geographical routing for WSN of street lighting monitoring and control system*. in *Computer Design and Applications (ICCD), 2010 International Conference on*. 2010: IEEE.
48. Denardin, G.W., et al. *An intelligent system for street lighting monitoring and control*. in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*. 2009: IEEE.
49. Guo, L., M. Eloholma, and L. Halonen, *Intelligent road lighting control systems—overview and case study*. International Review of Electrical Engineering-IREE, 2007. **2**: p. 14-20.
50. Zissis, G. and S. Mucklejohn, *Standardizing mesopic vision conditions and incidence on light sources science and technology*. International Standardization as a Strategy Tool, 2006.
51. Shun-Chung, W., et al. *Development of DALI-based electronic ballast with energy saving control for ultraviolet lamps*. in *Industrial Informatics (INDIN), 2010 8th IEEE International Conference on*. 2010.
52. INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, I., *IEC 61000-3-2*, in *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase)*. 2005, IEC.
53. Antonio, R., et al. *Evaluation of boost, Sepic and Cuk topologies as power factor correction stage in electronic ballast applications*. in *Power Electronics Congress, 1994. Technical Proceedings. CIEP'94., 3rd International*. 1994: IEEE.
54. Rashid, M.H., *Power Electronics Handbook (Second Edition)*. 2007: Elsevier.
55. Chung, H.S.H., et al., *Comparison of Dimmable Electromagnetic and Electronic Ballast Systems—An Assessment on Energy Efficiency and Lifetime*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **54**(6): p. 3145-3154.
56. Rodriguez, J.R., et al., *PWM regenerative rectifiers: state of the art*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(1): p. 5-22.
57. Basu, S., M.H.J.Bollen, and T. M.Undeland. *PFC Strategies in light of IEC/EN 61000-3-2*. in *Proc. European Power Electronics Conf.(Riga, Latvia)*. 2005.
58. Lai, J.S., D. Hurst, and T. Key. *Switch-mode supply power factor improvement via harmonic elimination methods*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual*. 1991.

59. Wolfle, W.H. and W.G. Hurley, *Quasi-active power factor correction with a variable inductive filter: theory, design and practice*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2003. **18**(1): p. 248-255.
60. Rossetto, L., G. Spiazzi, and P. Tenti, *Boost PFC with 100-Hz switching frequency providing output voltage stabilization and compliance with EMC standards*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2000. **36**(1): p. 188-193.
61. Zaohong, Y. and P.C. Sen. *Recent developments in high power factor switch-mode converters*. in *Electrical and Computer Engineering, 1998. IEEE Canadian Conference on*. 1998.
62. Huber, L., J. Yungtaek, and M.M. Jovanovic, *Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **23**(3): p. 1381-1390.
63. Reddy, L.R.G., et al. *Performance of 'Ultra-High' Efficient Electronic Ballast for HID Lamps Using SiC Devices*. in *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*. 2007: IEEE.
64. Jovanovic, M.M. and Y. Jang, *State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2005. **52**(3): p. 701-708.
65. de Souza, A.F. and I. Barbi, *A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1995. **10**(6): p. 746-752.
66. Bento, A.A., E.R. da Silva, and E.C. dos Santos, Jr. *Reducing the inductor size and current stress by interleaved bidirectional boost rectifiers used for power factor correction*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*. 2006.
67. Irving, B.T., Y. Jang, and M.M. Jovanovic. *A comparative study of soft-switched CCM boost rectifiers and interleaved variable-frequency DCM boost rectifier*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. 2000: IEEE.
68. Huber, L., B.T. Irving, and M.M. Jovanovic, *Open-loop control methods for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2008. **23**(4): p. 1649-1657.
69. Jha, A.K., K.H. Babu, and B.M. Karan. *Parallel Power Flow AC/DC Converter with High Input Power Factor and Tight Output Voltage Regulation for Universal Voltage Application*. in *Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06. International Conference on*. 2006.
70. Garcia, O., et al., *Single phase power factor correction: a survey*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2003. **18**(3): p. 749-755.
71. van Casteren, D.H.J., M.A.M. Hendrix, and J.L. Duarte, *Controlled HID Lamp-Ballast Interaction for Low-Frequency Square-Wave Drivers*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(3): p. 780-788.
72. Sincero, G.C.R. and A.J. Perin, *High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using ac-ac converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2007. **22**(3): p. 804-814.
73. Wei, Y., S.Y.R. Hui, and H.S.H. Chung, *Energy Saving of Large-Scale High-Intensity-Discharge Lamp Lighting Networks Using a Central Reactive Power Control System*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009. **56**(8): p. 3069-3078.
74. Wakabayashi, F.T. and C.A. Canesin. *Dimmable electronic ballast with high power factor SEPIC preregulator, for multiple tubular fluorescent lamps*. in

- Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual.* 2004.
75. Marchesan, T.B., et al. *A Family of Electronic Ballasts Integrating Power Factor Correction and Power Control Stages to Supply HPS Lamps.* in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE.* 2006.
  76. Ghosh, R. and G. Narayanan, *A Single-Phase Boost Rectifier System for Wide Range of Load Variations.* *Power Electronics, IEEE Transactions on,* 2007. **22**(2): p. 470-479.
  77. Basu, S. and T. Undeland. *Design Considerations for optimizing performance & cost of Continuous Mode Boost PFC Circuits.* in *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Trondheim, Norway.* 2004.
  78. Lu, B. *A novel control method for interleaved transition mode PFC.* in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE.* 2008: IEEE.
  79. Xu, X. and N.C.S. University, *Next Generation Power Factor Correction (PFC) Based on Silicon Carbide Power Devices and New Control Strategy.* 2009: North Carolina State University.
  80. Texas Instruments, I., *UCC28050/28051/38050/38051 Transition Mode PFC Controller (Rev. F).* 2007: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  81. Jingquan, C., D. Maksimovic, and R. Erickson. *A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications.* in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE.* 2001.
  82. Al-Saffar, M.A., E.H. Ismail, and A.J. Sabzali, *Integrated Buck-Boost-Quadratic Buck PFC Rectifier for Universal Input Applications.* *Power Electronics, IEEE Transactions on,* 2009. **24**(12): p. 2886-2896.
  83. Gacio, D., et al., *A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter.* *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* 2011. **58**(2): p. 589-599.
  84. Semiconductor Components Industries, L., *MC34262/33262 Power Factor Controllers.* 2011: [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com).
  85. STMicroelectronics, *Fixed frequency VIPer™ plus family.* 2011: [www.st.com](http://www.st.com).
  86. Texas Instruments, I., *UCC2819A/3919A Programmable Output Power Factor Preregulator* 2003: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  87. Texas Instruments, I., *UC1854B/2854A/2854B/3854A/3854B Advanced High Power Factor Preregulator (Rev. E).* 2005: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  88. Texas Instruments, I., *UCC28060 Natural Interleaving™ Dual-Phase Transition-Mode PFC Controller (Rev. E).* 2007: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  89. Texas Instruments, I., *UCC3817A/18A BiCMOS PFC (Rev. C).* 2009: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  90. Unitrode, *UC1854/2854/3854 High Power Factor Preregulator.* 1999: [www.ti.com](http://www.ti.com).
  91. Cirrus Logic, I., *CS1601/1601H Digital PFC Controller for Electronic Ballasts.* 2012: [www.cirrus.com](http://www.cirrus.com).
  92. Cirrus Logic, I., *CS1501 Digital Power Factor Correction Control IC.* 2012: [www.cirrus.com](http://www.cirrus.com).
  93. Power Integrations, I., *LNK302/304-306 LinkSwitch-TN Family.* 2008: [www.powerint.com](http://www.powerint.com).
  94. Hardi, S. and I. Daut. *Sensitivity of low voltage consumer equipment to voltage sags.* in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2010 4th International.* 2010.

95. Semiconductor Components Industries, L., *MC33260 GreenLine™ Compact Power Factor Controller: Innovative Circuit for Cost Effective Solutions*. 2010: [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com).
96. Texas Instruments, I., *UCC28500-3/38500-3 BiCMOS PFC/PWM Combination Controller (Rev. C)*. 2001: [www.ti.com](http://www.ti.com).
97. Barrado, A., et al., *Sistema de alimentación con autodesconexión, para el arranque de convertidores CC-CC con amplio rango de tensión de entrada.*, in *Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI)*. 2002: Alaclá de Henares, Madrid (Spain). p. 4.
98. AENOR, *UNE-EN 50160 Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución*. 2001.
99. IEEE, *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995), 2009: p. c1-81.
100. AENOR, *UNE-EN 61000-4-30:2004*, in *Compatibilidad Electromagnética (CEM)-Parte 4-30: Técnicas de ensayo y de medida-Métodos de medida de la calidad de suministro* 2004.
101. AENOR, *UNE-EN 61000-4-11*, in *Compatibilidad electromagnética (CEM) Parte 4-11: Técnicas de ensayo y de medida - Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión* 2005, AENOR.
102. Bollen, M.H.J., et al., *Voltage dip immunity of equipment and installations: messages to stakeholders*. 2011.
103. Bollen, M.H.J., et al. *Voltage dip immunity aspects of power-electronics equipment: Recommendations from CIGRE/CIREN/UIE JWG C4.110*. in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*. 2010.
104. Gallo, D., C. Landi, and M. Luiso. *Accuracy Analysis of Voltage Dip Measurement*. in *XIX IMEKO World Congress Sept. 2009*.
105. Heydt, G.T., R. Ayyanar, and R. Thallam, *IEEE Power Engineering Review*. Power Engineering Review, IEEE, 2001. **21**(9): p. c2-c2.
106. Bollen, M.H.J. and P. Verde, *A Framework for Regulation of RMS Voltage and Short-Duration Under and Overvoltages*. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2008. **23**(4): p. 2105-2112.
107. Sannino, A., M.G. Miller, and M.H.J. Bollen. *Overview of voltage sag mitigation*. in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*. 2000.
108. Van Hertem, D., et al. *The optimal selection of mitigation methods against voltage dips and interruptions: a customer-based approach*. in *Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on*. 2004.
109. Campo, J.C., et al., *Dual-tap chopping stabilizer with mixed seminatural switching. Analysis and synthesis*. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2005. **20**(3): p. 2315-2326.
110. Rodriguez, J.C.C., et al., *Dual-Tap Chopping Stabilizer With Subcyclic AC Soft Switching*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2010. **57**(9): p. 3060-3074.
111. Moreno-Munoz, A., et al. *Study of sag compensation with DVR*. in *Electrotechnical Conference, 2006. MELECON 2006. IEEE Mediterranean*. 2006.
112. Moreno-Munoz, A., et al. *Analysis of sag compensation with dynamic voltage restorer*. in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*. 2006.

113. Shafiee Khor, M. and M. Machmoum. *A low voltage dynamic voltage restorer with self-charging capability*. in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. 2007: IEEE.
114. Park, C.Y., J.M. Kwon, and B.H. Kwon, *Automatic voltage regulator based on series voltage compensation with ac chopper*. *Power Electronics, IET*, 2012. **5**(6): p. 719-725.
115. Montero, M.I.M., E.R. Cadaval, and F.B. González. *Hybrid Power Line Conditioner Based on Two Parallel Converters Topology*. in *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE'07*. 2007: IEEE.
116. Freijedo, F.D., et al. *Reference generation techniques for active power line conditioners*. in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*. 2008: IEEE.
117. Renders, B., et al., *Distributed generation for mitigating voltage dips in low-voltage distribution grids*. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 2008. **23**(3): p. 1581-1588.
118. Velasco-Quesada, G., M. Roman-Lumbreras, and A. Conesa-Roca, *Comparison of Central Dimmer Systems Based on Multiple-Tapped Autotransformer and High-Frequency Switching Converter*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2012. **59**(4): p. 1841-1848.
119. Kim, G.T. and R.Y. Kim. *A cost-effective ac-ac voltage sag protector with a fast dynamic response using a new RMS averaging method*. in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. 2008: IEEE.
120. Menniti, D., A. Burgio, and G. Fedele. *A cost effective ac voltage regulator to mitigate voltage sags and dim lamps in street-lighting applications*. in *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2010 9th International Conference on*. 2010: IEEE.
121. Lee, S.Y., et al. *Boost type inverter system for compensation of voltage sag*. in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. 2011: IEEE.
122. OSRAM. *Catálogo on-line*. 2012 [cited 2012 diciembre]; Available from: <http://catalog.myosram.com/zb2b/b2b/start.do?browsername=mozilla%2F5.0%2520%2528compatible%253B%2520msie%25209.0%253B%2520windows%2520nt%25206.0%253B%2520trident%2F5.0%253B%2520slcc1%253B%2520.net%2520clr%25202.0.50727%253B%2520media%2520center%2520pc%25205.0%253B%2520tablet%2520pc%25202.0%253B%2520.net%2520clr%25203.5.30729%253B%2520.net%2520clr%25203.0.30729%253B%2520infopath.1%253B%2520officeliveconnector.1.5%253B%2520officelivepatch.1.3%253B%2520.net4.0c%2529&browsermajor=5&browserminor=5>.
123. AENOR, *EN 62386-101:2009 - Interfaz de iluminación direccional digital. Parte 101: Requisitos generales. Sistema*. 2009.
124. AENOR, *EN 62386-102:2009 - Interfaz de iluminación direccional digital. Parte 102: Requisitos generales. Aparamenta*. 2009.
125. Libelium Comunicaciones Distribuidas S.L. 2012 [cited 2012 diciembre]; Available from: <http://www.libelium.com/>.
126. Digi International Inc. 2012 [cited 2012 diciembre]; Available from: <http://www.digi.com/>.
127. Ma, Y. and D. Wobschall. *A sensor network for buildings based on the DALI bus*. in *Sensors Applications Symposium, 2007. SAS'07. IEEE*. 2007: IEEE.

128. Zhang, Y., P. Zhou, and M. Wu. *Research on DALI and Development of Master-Slave module*. in *Networking, Sensing and Control, 2006. ICNSC'06. Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on*. 2006: IEEE.
129. STMicroelectronics, *AN2708: 2x36 W digital dimmable ballast with L6574 and ST7FDALI*. 2008, [www.st.com](http://www.st.com).
130. Libelium Comunicaciones Distribuidas S.L., *Waspote 868MHz Networking Guide*. 2012, [www.libelium.com](http://www.libelium.com).
131. DiZiC. *Zigbee/802.15.4 Product details*. 2012 [cited 2012 diciembre]; Available from: [http://www.dizic.com/product\\_details.php?id=1](http://www.dizic.com/product_details.php?id=1).
132. STMicroelectronics. *STM32W108CB High-performance, IEEE 802.15.4 wireless system-on-chip with 128-Kbyte Flash, QFN48*. 2012 [cited 2012 dic'2012]; Available from: <http://www.st.com/internet/mcu/product/245381.jsp>.
133. Farahani, S., *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*. 2011: Elsevier Science.
134. OSRAM GmbH, C.-S.-C., *DALI Wizard Analysis and commissioning tool for DALI installations ECG configuration tool*. 2012, OSRAM GmbH.
135. Zhang, D., *AN-1484 Designing a SEPIC Converter*. 2008, Texas Instruments: [www.ti.com](http://www.ti.com).
136. Pérez, E. and J. Barros. *Voltage event detection and characterization methods: A comparative study*. in *Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006. TDC'06. IEEE/PES*. 2006: IEEE.
137. Deckmann, S. and A. Ferrira. *About voltage sags and swells analysis*. in *Harmonics and Quality of Power, 2002. 10th International Conference on*. 2002: IEEE.
138. Barros, J. and E. Perez. *Limitations in the Use of R.M.S. Value in Power Quality Analysis*. in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*. 2006.
139. Styvaktakis, E., I.Y.H. Gu, and M.H.J. Bollen. *Voltage dip detection and power system transients*. in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2001*. 2001: IEEE.
140. Amaris, H., et al. *Application of advanced signal processing methods for accurate detection of voltage dips*. in *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*. 2008: IEEE.
141. Fitzer, C., M. Barnes, and P. Green. *Voltage sag detection technique for a dynamic voltage restorer*. in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. 2002: IEEE.
142. Hai, Y. and J. Chen. *RMS and power measurements based on Wavelet packet decomposition using special IIR filter bank*. in *Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT), 2011 International Conference on*. 2011: IEEE.
143. Ding, K., et al. *A novel detection method for voltage sags*. in *Power Electronics Systems and Applications, 2006. ICPESA'06. 2nd International Conference on*. 2006: IEEE.
144. Gu, I.Y.H., et al., *A statistical-based sequential method for fast online detection of fault-induced voltage dips*. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 2004. **19**(2): p. 497-504.
145. Florio, A., A. Mariscotti, and M. Mazzucchelli, *Voltage sag detection based on rectified voltage processing*. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 2004. **19**(4): p. 1962-1967.

146. Tsang, K. and W. Chan, *Simple, fast detector for voltage dip or voltage swell*. Electronics Letters, 2007. **43**(4): p. 245-247.
147. Manmek, T., C.P. Mudannayake, and C. Grantham. *Voltage Dip Detection Based on an Efficient Least Squares Algorithm for D-STATCOM Application*. in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*. 2006: IEEE.
148. Milliken, R. and P. Liu, *DC/DC Converter, Capacitor Charger Takes Inputs from 4.75V to 400V*, in *Linear Technology Magazine*. 2009, Linear Technology Corporation: [www.linear.com](http://www.linear.com). p. 6.
149. Linear Technology Corporation, *LT3751: High Voltage Capacitor Charger Controller with Regulation*. 2008: [www.linear.com](http://www.linear.com).
150. DENEBO® Elettronica s.n.c., *DNBGVD01 Voltage Dips and Short Interruptions Generator*. 2004, <http://www.deneb.electronics.it/>; <http://www.deneb.electronics.it/>.
151. Elan Digital Systems. *USBScope50*. 2008; Available from: <http://www.elandigitalsystems.com/usb/usbscope50.php>.
152. Lázaro, A.M. and J.d.R. Fernández, *LabVIEW 7.1. Programación Gráfica para el control de instrumentación*, ed. Thomson. 2005, Madrid. 330.
153. Johnson, G.W. and R. Jennings, *Chapter 14: Writing a Data Acquisition Program*, in *LabVIEW graphical programming*, M. Hill, Editor. 2006.
154. National Instruments™. *Writing Control Characters to a Serial Port in LabVIEW*. National Instruments™ 2004 21/01/2009 [cited 2009 2012]; Available from: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/D7EAC53664164D8E86256F23005CFF8F>.
155. Keus, A., J. Van Coller, and R. Koch. *A test facility for determining the response of industrial equipment to voltage dips (sags)*. in *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD'99*. 1999: IEEE.
156. Kyei, J., et al., *The design of power acceptability curves*. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2002. **17**(3): p. 828-833.
157. INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, I., *IEC 61000-4-11*, in *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-11: Testing and measurement techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests*. 2004, IEC.



# **Anexo de Publicaciones**

(En orden cronológico inverso.)



F Domingo-Perez; A Gil-de-Castro; JM Flores-Arias; FJ Bellido-Outeirino; A Moreno-Munoz; , “Low-rate wireless personal area networks applied to street lighting”, *Lighting Research and Technology*, February 2013; vol. 45, 1: pp. 90-101., first published on December 14, 2011. doi: 10.1177/1477153511431129

*Lighting Res. Technol.* 2013; 45: 90–101



## Low-rate wireless personal area networks applied to street lighting

F Domingo-Perez MSc PhD, A Gil-de-Castro MSc PhD, JM Flores-Arias MSc PhD, FJ Bellido-Outeirino PhD and A Moreno-Munoz PhD  
Department of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology,  
University of Cordoba, Cordoba, Spain

Received 12 August 2011; Revised 20 October 2011; Accepted 5 November 2011

This paper focuses on the development of an energy-efficient street lighting remote management system making use of low-rate wireless personal area networks and the digital addressable lighting interface (DALI) protocol to get the bidirectional communication necessary for checking lamp parameters like lamp status, current level, etc. Because of the fact that two-thirds of the installed street lighting systems use old and inefficient technologies, there exists a huge potential to renew street lighting and save energy consumption. The proposed system uses the DALI protocol in street lighting, increasing the maximum number of ballasts that can be controlled with DALI – originally it can only drive up to 64 ballasts. Some aspects of the wireless communication system and experimental measurements are presented and discussed.

### 1. Introduction

Smart Grid is a term referring to the next generation power grid in which the electricity distribution and management are upgraded by incorporating advanced communications and capabilities for improved control, efficiency, reliability and safety. The Smart Grid is expected to affect all areas of the electric power system, from generation to transmission, distribution and end-user consumers and citizens and their electric vehicles, street lighting services and other household devices. Among all the fields covered by the Smart Grid (renewable energies, smart metering, electric vehicles, etc.), street lighting is one of the aspects which is still using very old and inefficient technologies. The energy consumption of street lighting can be greatly decreased

by applying the new information and communication technologies.

A lighting installation is an important energy consumption source that is affected by factors such as regulation and maintenance. The International Energy Agency (IEA) has estimated that the potential energy savings by influencing the use and the technology of lighting are at approximately 133–212 TWh/year globally. The corresponding reduction of CO<sub>2</sub> emissions is about 86–137 MT/year for IEA countries.<sup>1</sup> Consumption can be reduced by 15–20% and more (in the service sector alone) with existing technology. A recent study carried out for the European Commission<sup>2</sup> has shown that between 30% and 50% of electricity used for lighting could be saved by investing in energy-efficient lighting systems. Not only is the investment profitable, but it can also improve lighting quality.<sup>3</sup> Streetlights and other forms of outdoor lighting are recommended to be made more efficient to reduce CO<sub>2</sub> emissions, including cleaner options for

Address for correspondence: F Domingo-Pérez, Department of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology, University of Córdoba, Rabanales Campus, Córdoba E-14071, Spain  
E-mail: p62dopef@uco.es

© The Chartered Institution of Building Services Engineers 2011

10.1177/1477153511431129

Downloaded from [lrt.sagepub.com](http://lrt.sagepub.com) at Univ Alcala Henares on February 1, 2013

- 21 Ma Y, Wobschall D. *A sensor network for buildings based on the DALI bus: Proceedings of the IEEE Sensors Applications Symposium*, San Diego, CA, Feb 7–9: 2006.
- 22 Zhang Y, Zhou P, Wu M. *Research on DALI and development of master-slave module: Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, Ft Lauderdale, FL, Apr 23–25: 2006: New York: IEEE.
- 23 STMicroelectronics. 2x36 W digital dimmable ballast with L6574 and ST7FDALI. Application note AN2708. Retrieved 10 August 2011, from [http://www.st.com/inter-net/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/APPLICATION\\_NOTE/CD00184169.pdf](http://www.st.com/inter-net/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/APPLICATION_NOTE/CD00184169.pdf).

J. M. Flores-Arias, F. Domingo-Perez, A. Moreno-Munoz, J. J. G. De La Rosa, and V. Pallares, “,” *International Journal of Computer and Electrical Engineering* vol. 5, no. 1, pp. 115-119, 2013. ISSN: 1793-8163.

*International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 5, No. 1, February 2013*

## Voltage Dips Test System According to IEC 61000-4-11

J. M. Flores-Arias, F. Domingo-Perez, A. Moreno-Munoz, J. J. G. De La Rosa, and V. Pallares

**Abstract**—Voltage dips analysis is a complex stochastic issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of short-circuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. Among all categories of electrical disturbances, the voltage dips (sags) and momentary interruptions are the nemeses of the automated industrial process. This paper describes a system for voltage dips testing according to IEC 61000-4-11 norm. The system equipment is described also with the test process. Results are represented in power acceptability curves such as the Computer Business Equipment Manufacturing Association (CBEMA) curve and the Information Technology Industry Council (ITIC) curve.

**Index Terms**—Power acceptability curves, power quality, voltage dip or sag, voltage dips test.

### I. INTRODUCTION

As more and more electronic equipment enter the residential and business environment, the subjects related to Power Quality (PQ) and its relationship to vulnerability of installations is becoming an increasing concern to the users. The two main aspects of PQ are [1]:

- Technical PQ, which includes: Continuity of supply or reliability (sustained interruption) and Voltage Quality (VQ), that are voltage level variations and voltage disturbances.
- Commercial services associated to the wires are regulated (such as the delay to get connected to the grid, etc.) as well as commercial services for energy retail to regulated customers.

Sustained interruptions, which occur when voltage falls to zero for more than a minute, are the reliability problem with which more electricity consumers have the greatest direct experience and are the key phenomena measured in traditional utility service quality and reliability statistics. Indices such as System Average Interruption Frequency Index (SAIFI) and Customer Average Interruption Duration Index respectively (CAIDI) do not capture PQ perturbations.

Power Quality is concerned with deviations of the voltage or current from the ideal single-frequency sine wave of constant amplitude and frequency. Poor PQ is a concern because it wastes energy, reduces electrical capacity, and can harm equipment and the electrical distribution system itself. Power quality deterioration is due to transient disturbances

(voltage dips, voltage swells, impulses, etc.) and steady state disturbances (harmonic distortion, unbalance, flickers) [2].

The quality of the power supply delivered by utilities varies considerably and depends on a number of external factors. Things like lightning, industrial premises which apply and remove large loads, non-linear load stresses, inadequate or incorrect wiring and grounding or short circuits caused by animals, branches, vehicular impact and human accidents involving electric lines.

With the generalized use of PLCs, adjustable-speed drives (ASDs), computers and other susceptible devices, the subject related to power quality and its relationship to vulnerability of highly automated plants is becoming an increasing concern to the industry. Among all categories of electrical disturbances, the voltage dips (sags) and momentary interruptions are the nemeses of the automated industrial processes.

Voltage dip is commonly defined as any low voltage event between 10% and 90% of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 and 60 cycles. On the other hand, voltage swells (which are not so common) do not normally disrupt sensitive load, but can cause harm to equipment. Momentary voltage interruption is any low-voltage event of less than 10 percent of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 3 seconds. Voltage dips can be caused by natural events (e.g., trees falling on power lines or lightning striking lines or transformers), utility activities (e.g., routine switching operations or human error) or customer activities. Voltage dips at a customer bus are different depending to his location in the electrical network. Because of the short duration of these PQ events, residential customers are rarely aware that a VQ event has taken place. However, for many industrial customers, they pose a far more significant problem than outages because of their much greater frequency of occurrence and overall because of that their incidence can cause hours of manufacturing downtime.

In medium voltage distribution networks, voltage sags are mainly caused by power system faults. Fault occurrences elsewhere can generate voltage sags affecting consumers differently according to their location in the electrical network. Even though the load current is small compared to the fault current, the changes in load current during and after the fault strongly influence the voltage at the equipment terminals. It has been discovered that the 85% of power supply malfunctions attributed to poor Power Quality are caused by voltage dip or interruptions of fewer than one second duration [3] [6].

Starting large motors can also generate voltage dips, although usually not so severe. In comparison with interruptions, voltage dips affect a larger number of customers and for some customers voltage sags may cause extremely serious problems. Some major problems

Manuscript received October 14, 2012; revised November 29, 2012.

J. M. Flores-Arias, F. Domingo-Perez, A. Moreno, and V. Pallares are with the Comp. Arch. Electronics and Electronic Technology Department, University of Cordoba, Cordoba, ES-14017 Spain (e-mail: jmflores@uco.es; p62dopef@uco.es; amoreno@uco.es; el1palov@uco.es).

J. J. G. De La Rosa is with the I.S.A., T.E. y E. Department, University of Cadiz, Algeciras (Cadiz), ES-11202 Spain (e-mail: juanjose.delarosa@uca.es).



**Jose-Maria Flores-Arias** received his degree on Industrial Electronics Engineering (1990) and his M.Sc. degree in Automatics and Electronic Engineering (2000), from the University of Cordoba and actually he is a Ph.D.c. in the R&D Group 'Computational Instrumentation and Industrial Electronics: PAI-TIC168' at the same University. He worked as R&D and Maintenance Engineer for several companies from 1990 to 1999. Actually he is an Assistant Professor at the Comp. Arch., Electronics and Electronic Technology Department, University of Cordoba, since 2000.

Prof. Flores-Arias is a member in both IEEE Industrial Electronics and Consumer Electronics Societies since 2011. His research interest areas are Power Quality and Power Converters for Lighting and Smart Grids. He is author and co-author of several Scientific Papers and he is an active reviewer for IEEE EDUCON Conference and several journals focused on Power Electronics.

**Francisco Domingo-Perez** was born in Cordoba, Spain, in 1988. He is a Ph.D. student at University of Cordoba. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in Industrial Electronics in 2009 and 2011 from the University of Cordoba.

**Antonio Moreno-Munoz** is a full professor at the Department of Computer Science and Electronics Engineering, Universidad de Córdoba, Spain, where and he is Chair of the Industrial Electronics and Smart Grids R&D Group. Nowadays he is the head of the Department. Dr. Moreno-Munoz received his Ph.D. and M.Sc. degrees from UNED "Universidad Nacional de Educación a Distancia", Spain in 1998 and 1992.

From 1981 to 1992 he was with RENFE, the Spanish National Railways Company. Since 1992 he has been with Universidad de Córdoba. He is: Director of Master of Distributed Renewable Energy at the University of Cordoba mainly focused on Smart Grids. R&D projects Auditor for European Quality Assurance Ltd. (EQA), Springer Science publishing consultant, Reviewer focused in Smart Grids and Distributed Generation for IEEE, IET and Elsevier Journals (IET Generation, Transmission & Distribution, IEEE Transactions on Power Delivery, IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Industrial Electronics Magazine, Applied energy, Energy and Buildings).

Dr. Moreno-Munoz is an active researcher focused on Smart Grids, Power Quality, Electronic Instrumentation, and usability of complex systems,

participating in 6 National R&D projects since 2003. He has authored 3 monographs; 1 Hand-book for engineer and students; 85 Scientific Articles in Journals and Conference Proceedings or Records: conference Papers (62), articles (21) and reviews (2). Recently he has been General Co-Chair of the 3rd International ICST Conference on IT Revolutions 2011 23-25 March 2011 Cordoba, Spain

**Juan José González de la Rosa** received the M.S. degree in Physics-Electronics in 1992, from the University of Granada, Spain, and his Ph.D. in Industrial Engineering in 1999 (summa cum laude), from the University of Cádiz, Spain. Actually, he is an Associate Professor (Professor) and Researcher at the Electronics Area-Cádiz University (joined in 1995). Two awards-recognitions of six-year research periods (1999-2004; 2005-2010) in the field of Engineering and Communication Engineering, Computation and Electronics by the National Assessment Commission of the Research Activity of the Spanish Ministry of Education and Science (CNEAI).

He is the author of a number of JCR research articles, attendant of multiple conferences and international research meetings, which are the result of his participation and leadership in research projects. He has also visited and attended Universities (invited professor), Research Institutes and Companies in France, Switzerland, Italy and Spain.

Dr. G. de la Rosa is one of the main researchers of the Spanish Research Group in Computational Instrumentation and Industrial Electronics. His research line is the Computational Intelligence for Enhancing Measurement Systems and Applications. As a consequence, he belongs to the IEEE Instrumentation and Measurement Society.

**Victor Pallarés-López** is a full professor at the Department of C. Arq., Electronics and Electronics Technology, Universidad de Córdoba, Spain.

His speciality as teacher is the instrumentation and the signals processing. His main research activity is in the field of distributed measurement systems, with particular attention to the development of synchronization techniques suited to the monitoring applications in distribution networks.

Prof. Pallarés is a member of IEEE since 2009. His most recent works are related to the implementation of embedded systems for the detection and processing of disturbances in the electrical grid. These jobs are related to several research projects granted to the group and are in progress. This work has led to several publications and international conference contributions.

Bellido-Outeirino, F.J.; Flores-Arias, J.M.; Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; Moreno-Munoz, A.; , "Building lighting automation through the integration of DALI with wireless sensor networks," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.1, pp.47-52, February 2012. ISSN: 0098-3063. doi: 10.1109/TCE.2012.6170054

F. J. Bellido-Outeirino et al.: Building Lighting Automation through the Integration of DALI with Wireless Sensor Networks

47

## Building Lighting Automation through the Integration of DALI with Wireless Sensor Networks

Francisco Jose Bellido-Outeirino, *Member, IEEE*, Jose Maria Flores-Arias, *Member, IEEE*, Francisco Domingo-Perez, Aurora Gil-de-Castro and Antonio Moreno-Munoz, *Senior Member, IEEE*

**Abstract** — This paper focuses on the integration of Digital Addressable Lighting Interface (DALI) devices in wireless sensor networks. Since different manufacturers usually deal with one aspect of building automation - e.g. heating ventilation and air conditioning, lighting control, different kinds of alarms, etc. - final building automation system has different subsystems which are finally taken to an integrated building management system. The cost of this process is consequently increased due to additional hardware investment. Our main purpose is to provide the end consumer with an economical fully centralized system in which home appliances are managed by an IEEE 802.15.4-based wireless sensor network. Not only is it necessary to focus on the initial investment, but maintenance and energy consumption costs must also be considered. This paper explains the developed system along with a brief introduction to usual building automation protocols. Finally it presents future work in this field<sup>1</sup>.

**Index Terms** — Building Automation, DALI, Wireless Sensor Networks, IEEE 802.15.4.

### I. INTRODUCTION

A building automation (BA) system (BAS) deals with monitoring and control of building services, such as heating, ventilation and air conditioning (HVAC), lighting, alarms, etc. Not only is it the system bound to operate in HVAC appliances and lamps, but HVAC and lighting control can also be obtained by more natural and efficient ways, e.g. starting a motor to open blinds.

BAS were initially developed to control HVAC systems. Through time we have gone through several kinds of controllers, e.g. pneumatics, analog circuits, microprocessors, etc. At the time of its beginning, BA's purpose was the comfort of end consumers and afterwards (early 1970s), energy efficiency criteria were also considered [1]. Even though other home systems like lighting should also use automation, they are usually installed in a different system

than HVAC. This division of the two subsystems increases the end consumer cost due to additional investment in communication hardware and software for integrating HVAC and lighting in a single control point.

As it was previously stated, building services are usually controlled separately, making BA the set of control and communication technologies which link those different subsystems and make them work from a centralized monitoring and control center [2]. The main purpose of having a single control point which provides access to all building services is the costs reduction. A remote monitoring allows the quick detection of failing devices without needing long searches and wasting personal time. This continuous monitoring enables a preventive, or predictive as well, maintenance, which results in a reduction of operational and maintenance costs. Since it is estimated that the operational cost of a building is about seven times the initial investment, taking into consideration the global life-cycle an additional initial cost is worth the effort [1].

The need of a centralized monitoring control center makes necessary the integration of all BA applications. The number of proprietary solutions has increased since the beginning of BA, but now we have several open standards (BACnet, LonWorks, KNX, DALI, ZigBee...) which make the integration process easier.

Our work focuses on the development of a prototype to be used in a wireless sensor network (WSN) which also integrates DALI protocol. Since DALI is a well-established standard and it has been adopted by major electronic ballasts' suppliers it is very easy to find DALI compliant devices. Despite it is designed for lighting control, DALI has also been adapted to other applications, such as motor or fan controllers, proximity alarms, etc. [3]. Adapting the standard to a WSN allows integrating DALI devices as a part of the WSN, expanding the traditional DALI bus and removing wires (DALI devices require a dedicated bus for data transmission), which results in a reduction of installation costs. A WSN as part of a home automation system is also known as a wireless home automation network [4], it allows monitoring and control applications for home end user and energy efficiency.

Section II provides a short review of different standards and protocols (wired and wireless) which are being applied nowadays. Some contributions in this field are also indicated. A description of the implementation of our system can be found in section III. Section III also stated how the system was tested and the significance of tests. Finally, section IV provides a conclusion.

<sup>1</sup> This work was supported in part by 'Corporación Tecnológica de Andalucía' and 'Valdemar Ingenieros S. L.', Spain, through the project 'Ahorro Energético en el Alumbrado Público' code 10/467. The work was also supported by Telvent Energy, Spain, through the project 'Malaga Smartcity' under contract No. 12009028. Smartcity's budget is in part financed by the European Regional Development Fund with backing from the 'Junta de Andalucía' and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology.

All authors are with the Department of Computer Architecture, Electronics and Electronic Technology, University of Cordoba, Campus de Rabanales, Edificio Leonardo da Vinci, E-14071 Spain (email: {fjbellido; junflores; p62dopef; agil; amoren}@uco.es).

Manuscript received 01/15/12  
Current version published 03/21/12  
Electronic version published 03/21/12.

BIOGRAPHIES



**Francisco J. Bellido Outeiriño** (M'08) is a full professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain. Received his Ph.D. and M.Sc. degrees in "Industrial Electronics and Automation" from the University of Córdoba, Spain, in 2007 and 2002. Since 2001 he belongs to the Industrial Electronics and Smart Grids R&D Group. He is a member of the CE Society and has served as TPC member and reviewer in several International Conferences. He has had a long-standing interest in the role and applications of newest wireless technologies to a broad scope of facilities, from home networking, to energy management, Smart Grids or AAL.



**José M. Flores Arias** (M'11) received his M.Sc. degree in Industrial Electronics and Automation from the University of Córdoba, Spain, in 2000 and he is currently a Ph.D. student. He is author and co-author of several journal and conference papers. His research interests are the design and application of power electronics converters.



**Francisco Domingo Pérez** was born in Córdoba, Spain, in 1988. He is a Ph.D. student at University of Córdoba. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in Industrial Electronics in 2009 and 2011 from the University of Córdoba. Copy and paste this paragraph, with picture, for additional authors. His research field is wireless sensor networks and smart grids.



**Aurora Gil de Castro** received her M.Sc. degree in Industrial Electronics and Automation from the University of Córdoba, Spain, in 2009 and she is currently a Ph.D. student. She is author and co-author of several journal and conference papers. Her research interests are power quality, smart grids and street lighting. Prof. Gil de Castro is a full time professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain.



**Antonio Moreno Muñoz** (SM'11) is a full professor at the Department of Electrical and Electronics Engineering, Universidad de Córdoba, Spain, where he is Chair of the Industrial Electronics and Power Quality R&D Group. Nowadays he is the head of the Department. Dr. Moreno-Muñoz received his Ph.D. and B.Sc. degrees from UNED "Universidad Nacional de Educación a Distancia", Spain in 1998 and 1992. From 1981 to 1992 he was with RENFE, the Spanish National Railways Company. Since 1992 he has been with Universidad de Córdoba. His research interests are focused on power quality, power electronics, electronic instrumentation, and usability of complex systems. He has authored 3 monographs; 1 Hand-book for engineer and students; about 40 Scientific Articles in Journals and Conference Proceedings or Records, most of them in Spanish. Recently he has edited a book with Springer focused on EMC and power quality.

Domingo-Perez, F.; Gil-de-Castro, A.; Flores-Arias, J.M.; Bellido-Outeirino, F.J.; Moreno-Munoz, A.; "Lighting control system based on DALI and wireless sensor networks," *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012 IEEE PES*, vol., no., pp.1-6, 16-20 Jan. 2012. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175666

1

## Lighting Control System based on DALI and Wireless Sensor Networks

F. Domingo-Perez, A. Gil-de-Castro, J. M. Flores-Arias, F. J. Bellido-Outeirino, Member, IEEE, and A. Moreno-Munoz, Member, IEEE

**Abstract**—The term Smart Grid refers to a completely modernized electricity delivery system which monitors, protects and optimizes the operation of its interconnected elements from end to end. The Smart Grid is expected to affect all areas of the Electric Power System, generation, transmission, distribution and end consumers and citizens and their electric vehicles, street lighting services, and other household devices. There exists a huge potential to renew the very old existing street lighting and save in the energy consumption. In this paper, a novel remote management system for street lighting is presented. The management system is implemented using a wireless communication system and a lighting control protocol. Some aspects regarding the lighting control protocol and the communication system are discussed. Once selected, this paper focuses on developing a street lighting management system by making use of wireless sensor networks and DALI ballasts, presenting experimental results obtained from several tests.

**Index Terms**—Smart grids, lighting control, wireless sensor networks.

### I. INTRODUCTION

Smart grid is a term referring to the next generation power grid in which the electricity distribution and management are upgraded by incorporating advanced communications and capabilities for improved control, efficiency, reliability and safety. The Smart Grid is expected to affect all areas of the Electric Power System, from generation, to transmission, to distribution and to end use consumers and citizens and their electric vehicles, street lighting services, and other household devices.

Two thirds of the current installed street lighting systems

R&D Project Ahorro energético en el alumbrado público Code 10/467. Local Government Funding for Research Projects by "Corporación Tecnológica de Andalucía" (Andalucía, Spain) & Valdemar Ingenieros S.L.

F. Domingo Pérez is with the Computer Architecture and Electronics Engineering Department, University of Córdoba, Córdoba 14071, Spain. (e-mail: p62dopef@uco.es).

A. Gil de Castro is with the Computer Architecture and Electronics Engineering Department, University of Córdoba, Córdoba, Spain. (e-mail: agil@uco.es).

J. M. Flores Arias is with the Computer Architecture and Electronics Engineering Department, University of Córdoba, Córdoba, Spain. (e-mail: jmflores@uco.es).

F. J. Bellido Outeirino is with the Computer Architecture and Electronics Engineering Department, University of Córdoba, Córdoba, Spain. (e-mail: fjbellido@uco.es).

A. Moreno Muñoz is with the Computer Architecture and Electronics Engineering Department, University of Córdoba, Córdoba, Spain. (e-mail: amoreno@uco.es).

still use very old and inefficient technologies, that is, there exists a huge potential to renew the existing street lighting and save in the energy consumption [1]. It is estimated that nearly the 5 % of the energy used in lighting applications is consumed by the street lighting, being the most important energy regarding the energy usage in a city. New industrial approaches have been developed recently in order to achieve an efficient lighting, which can be summarized in improvements in lamps' technology and electronic ballasts, soft start systems, noiseless performance and lighting automatisms.

The lighting systems cost can be broken down into initial investment, energy cost and maintenance cost. Traditional energy saving techniques include total or partial shutdown, but those techniques involve loss of the lighting uniformity and suppose a very strong impact in the lamp life expectancy.

Saving energy in street lighting can be achieved with two methods, by controlling the light duration or by dimming. The light duration control can be achieved using photocell relays or astronomical time relays [2]. Photocell relays are switch on and off according to the ambient light level, the main drawback is their low sensitivity to the twilight and the presence of clouds, which can cause the relay to turn on earlier. On the other hand, astronomical time relays use a program that is able to follow the sunrise and sunset time, as this time is easily reckoned in every time zone this kinds of relays offer a more accurate timing.

Owing to the fact that it is necessary to keep the lighting uniformity the control systems are narrowed down to two possibilities, lamp-posts with two lamps, so that one of them can be switched off during the daylight time, or a single lamp which is attached to a dimming system. The last method has two practical options, step dimming ballasts and centralized control system like line voltage regulators.

There also exist remote management systems that allow the user to keep an individual remote control and monitorization of every single lamp. By making use of these systems the operator can monitorize the main parameters of any light point from a central or mobile unit. The obtained data are ready for processing, allowing the reckoning of statistical consumption, lamp status, voltages, anomalies, etc., decreasing the mean time to repair. Another interesting parameter could be the arc voltage level, which can mean the change of a corrective or preventive maintenance to a predictive one, saving money in the maintenance cost.

In order to have an optimum control, the remote

**A. Gil de Castro** is a partial time professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain. She received her M.Sc. degree in Industrial Electronics and Automation from the University of Cordoba, Spain, in 2009, and she is currently a doctoral student. She is author and co-author of several journal and conference papers. Her research interests are power quality, smart grids and street lighting.

**J. M. Flores Arias** is a full professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain. He received his M.Sc. degree in Industrial Electronics and Automation from the University of Cordoba, Spain, in 2000 and he is currently a doctoral student. He is author and co-author of several journal and conference papers. His research interests are the design and application of power electronics converters.

**F. J. Bellido Outeiriño** is a full professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain. He received his Ph.D. and M.Sc. degrees in Industrial Electronics and Automation from the University of Cordoba, Spain, in 2007 and 2002. Since 2001 he belongs to the Industrial Electronics and Smart Grids R&D Group. He has served as TPC member and reviewer in several International Conferences and he has authored or co-authored several monographs. He have had a long-standing interest in the role and applications of newest wireless technologies to a broad scope of facilities, from home networking, to energy management, Smart Grids or AAL.

**A. Moreno Muñoz** is a full professor at the Department of Computer Architecture and Electronics Engineering, University of Córdoba, Spain. He received his Ph.D. and M.Sc. degrees in Applied Physics from the UNED, Spain, in 1998 and 1992. He has served as TPC member and reviewer in several International Conferences and he has authored or co-authored several monographs. His research interests are power quality and power electronic applications.

Outeirino, F.J.B.; Domingo-Perez, F.; del Rocio Gil-de-Castro, A.; Flores Arias, J.; Moreno-Munoz, A.; , "In-building lighting management system with wireless communications," *Consumer Electronics (ICCE), 2012 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.83-85, 13-16 Jan. 2012. doi: 10.1109/ICCE.2012.6161751

2012 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)

## In-Building Lighting Management System with Wireless Communications

Francisco J. Bellido Outeiriño, *CE Soc. Member, IEEE*, Francisco Domingo-Perez, Aurora del Rocio Gil-de-Castro, José Flores Arias, and Antonio Moreno-Munoz, *Member, IEEE*

**Abstract**—Smart Grid refers to the next generation power grid in which the electricity distribution and management are upgraded by incorporating advanced communications and capabilities for improved control, efficiency, reliability and safety. Among all fields covered by the term Smart Grid such as renewable energies, smart metering, electric vehicles, etc. lighting control in home and building facilities is one of the Smart Grid aspects which is still using very inefficient technologies. The energy consumption in lighting can be heavily decreased by applying the new information and communication technologies. This paper focuses on the development of a lighting management system making use of wireless sensor networks and implemented using commercial electronic ballast with DALI communication protocol. The approach consists of integrating into the master controller device a wireless sensor network in which any DALI ballast is controlled by a network node. Experimental results about consumption and the system performance are presented and discussed.

**Index Terms**—Lighting control, smart grids, wireless communication, wireless sensor networks.

### I. INTRODUCTION

Smart grid is a term referring to the next generation power grid in which the electricity distribution and management are upgraded by incorporating advanced communications and capabilities for improved control, efficiency, reliability and safety. The Smart Grid is expected to affect all areas of the Electric Power System, from generation, to transmission, to distribution and to end use consumers and citizens and their electric vehicles, street and in-building lighting services, and other household devices.

New industrial approaches have been developed recently in order to achieve an efficient lighting, which can be summarized in improvements in lamps' technology and electronic ballasts, soft start systems, and lighting automatism. Traditional energy saving techniques include total or partial shutdown, but those techniques involve loss of the lighting uniformity and suppose a very strong impact in the lamp life expectancy. Saving energy in lighting can be also achieved by dimming.

There also exist remote management systems that allow the user to keep an individual remote control and monitorization

of every single lamp. By making use of these systems the operator can monitorize the main parameters of any light point from a central or mobile unit

In order to have an optimum control, the remote management system should allow a half-duplex communication. The management system is implemented using a communication system and a lighting control protocol. The communication system can be wired, such as Ethernet, optical fiber and Power Line Carrier (PLC) or wireless. Among the last group we have GSM/GPRS, RF, WiFi, WiMAX, IEEE 802.15.4 [1] and ZigBee [2], among others. Both IEEE 802.15.4 and ZigBee have brought about the boom of wireless sensor networks (WSNs) and its application into SmartHome and SmartGrids appliances. A comprehensive study of the state of the art of WSNs and both standards can be found in [3] and [4].

As regards the lighting control protocol, it can be chosen between an open protocol, like TCP/IP, BACNet, DMX 512, LONWorks, X-10, 0-10 V or DALI, or proprietary. DALI stands for Digital Addressable Lighting Interface, it was defined by annex E.4 of IEC 60929 as a digital signal controller for control interface ballasts and modified by IEC 62386, which also integrates other application of DALI apart from lighting and extend the kind of lamp to high intensity discharge (HID), halogens, incandescent, LEDs, etc.

This paper focuses on developing a lighting management system by making use of wireless sensor networks and DALI ballasts, materials used in the system are described and results about tests and measurements are presented.

### II. BACKGROUND

Several scientific researches have been carried out in order to take the WSN advantages to the lighting control systems. For example, reference [5] explains the development of a wireless control system based on ZigBee. Their system allows the user to control and monitorize the state of the lighting, but they do not focus on the energy efficiency, just the maintenance and the removal of wires in public areas for the people safety. Denardin states in [6] the main features of a WSN to be used as a street lighting control system, they use 6LoWPAN instead of ZigBee. In fact, DALI protocol was introduced in the project NumLiTe [7], [8] (2002-2004) for urban lighting applications, but it was adopted by other

suitable for both street and building lighting.

The modification in the network layer allowed us to create a tree topology with 868 MHz devices, range tests performed in indoor/urban environments confirm that the devices could

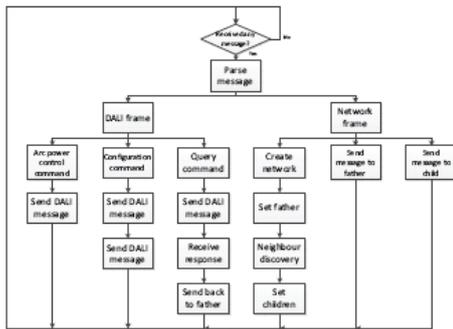


Fig. 2. Microcontroller program flowchart.

communicate properly with a separation between them of more than 200 m with obstacles. The implemented routing mechanism was able to have several nodes in the network and it was very easy to reconfigure and rebuild the tree network.

V. CONCLUSION

A new remote management system for home and buildings lighting is presented. With the use of wireless sensor networks we could be able to extend DALI initial capacity of 64 devices to a number big enough to be used in real scenarios such as residential areas, homes or buildings.

The use of DALI ballast with wireless sensor network allows a half-duplex communication which can provide many parameters about the lighting and lamp status, this is very useful for saving energy and maintenance purposes, as it can detect any single lamp fault allowing a predictive maintenance and group replacement or schedule power consumptions rules.

The tree network topology along with the long range modules is able to cover a wide area. In case of a node fault the network is easily reconfigurable, that way it would be very hard to left single orphan nodes.

REFERENCES

[1] *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Personal Wireless Area Networks (WPANs)*, IEEE standard 802.15.4e™-2009, Apr. 2009.  
 [2] S. Farahani, *ZigBee wireless networks and transceivers* (1st ed.), Ed. Newnes, 2008.  
 [3] P. Baronti, P. Pillai, V. W. C. Chook, S. Chessa, A. Gotta, and Y. F. Hu, "Wireless sensor networks: A survey on the state of the art and the 802.15.4 and ZigBee standards", *Computer Communications*, vol. 30, pp. 1655-1695, May 2007.  
 [4] C. Buratti, A. Conti, D. Dardani, and R. Verdone, "An overview on wireless sensor networks technology and evolution", *Sensors*, vol. 9, pp. 6869-6896, Sep. 2009.  
 [5] J. D. Lee, K. Y. Nam, S. H. Jeong, S. B. Choi, H. S. Ryoo, and D. K. Kim, "Development of ZigBee based street light control system", in

2006 *IEEE/PES Power System Conference and Exposition*, pp. 2236-2240.  
 [6] G. W. Denardin, C. H. Barriquello, A. Campos, and R. N. do Prado, "An intelligent system for street lighting monitoring and control", *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 878-882.  
 [7] L. Guo, M. Elohola, and L. Halonen, "Intelligent road lighting control systems – overview and case study", *International Review of Electrical Engineering-IREE*, vol. 2, pp. 14-20, Feb. 2007.  
 [8] G. Zissis, and S. Mucklejohn, "Standardizing mesopic vision conditions and incidence on light sources science and technology", in *International Standardization as a Strategy Tool* [Online], IEC Central Office, 2006. Available: <http://www.iecchallenge.org/papers>.  
 [9] S. C. Wang, Y. H. Liu, Y. L. Chen, and J. Y. Chen, "Development of DALI-based electronic ballast with energy saving control for ultraviolet lamps", *Industrial Informatics (INDIN), 2010 8th IEEE International Conference on*, pp. 214-219.  
 [10] Digi International Inc. <http://www.digi.com>.  
 [11] OSRAM. <http://www.osram.com>.  
 [12] Philips Lighting. <http://www.lighting.philips.com>.  
 [13] Y. Ma, and D. Wobschall, "A sensor network for buildings based on the DALI bus", *IEEE Sensors Applications Symposium, 2007. SAS 07*, pp. 1-3.  
 [14] Y. J. Zhang, P. Zhou, and M. G. Wu, "Research on DALI and development of master-slave module", *Proc. Of the 2006 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, pp. 1106-1110.  
 [15] STMicroelectronics, "2x36 W digital dimmable ballast with L6574 and ST7FDALF", Application Note AN2708 [Online], Mar. 2008. Available: [http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/APPLICATION\\_NOTE/CD00184169.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/APPLICATION_NOTE/CD00184169.pdf).

Domingo-Pérez, Francisco; Flores-Arias, José María; Moreno-Muñoz, Antonio; Pallares-López, Víctor; Gil de Castro, Aurora; Moreno-García, Isabel María; González de la Rosa, JuanJosé; “Virtual Instrumentation Applied to Electromagnetic Compatibility Testing”, *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering* Volume 82, 2012, pp 30-38, ISBN: 978-3-642-32303-4. doi: 10.1007/978-3-642-32304-1\_4

## Virtual Instrumentation Applied to Electromagnetic Compatibility Testing

Francisco Domingo Pérez<sup>1</sup>, José María Flores Arias<sup>1</sup>, Antonio Moreno Muñoz<sup>1</sup>,  
Víctor Pallares López<sup>1</sup>, Aurora Gil de Castro<sup>1</sup>, Isabel María Moreno García<sup>1</sup>,  
and Juan José González de la Rosa<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Universidad de Córdoba, Dpto. A.C., Electrónica y T.E., Escuela Politécnica Superior  
Campus de Rabanales. E-14071 Córdoba, Spain  
{p62dopef, jmflores, amoreno, vpallares, agil, p92mogai}@uco.es

<sup>2</sup> Universidad de Cádiz. Dpto. ISA, TE y Electrónica. Escuela Politécnica Superior  
Avda. Ramón Puyol, S/N. E-11202 Algeciras, Spain  
juanjose.delarosa@uca.es

**Abstract.** This paper focuses in the development of an electromagnetic compatibility test system for voltage dips immunity and supply current harmonic distortion. Voltage dips analysis is a complex stochastic issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of short circuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. On the other hand, harmonic distortion is a steady state disturbance which is caused by the rectifier employed in energy-efficient technology. This paper describes a system for voltage dips testing according to IEC 61000-4-11 norm and it also test the supply current harmonic distortion according to the limits given in IEC 61000-3-2. Results of the dips test are represented in a power acceptability curve obtained with the test levels of the norm; the harmonic distortion is represented in a bar chart compared with the IEC 61000-3-2 limits.

**Keywords:** Virtual instrumentation, electromagnetic compatibility, voltage dips, harmonic distortion, power quality.

### 1 Introduction

As more and more electronic equipment enter the residential and business environment, the subjects related to Power Quality (PQ) and its relationship to vulnerability of installations is becoming an increasing concern to the users. The two main aspects of PQ are [1]:

- Technical PQ, which includes: Continuity of supply or reliability (sustained interruptions) and Voltage Quality (VQ), that is, voltage level variations and voltage disturbances.
- Commercial services associated to the wires are regulated (such as the delay to get connected to the grid, etc.) as well as commercial services for energy retail to regulated customers.

M.L. Reyes et al. (Eds.): IT Revolutions 2011, LNICST 82, pp. 30-38, 2012.

© Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering 2012

38 F.D. Pérez et al.

7. Information Technology Industry Council (ITI), ITI (CBEMA) curve application note (October 2000)
8. Stephens, M., McGranaghan, M., Bollen, M.: Evaluation Voltage Dips Immunity of Industrial Equipment. In: 18th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, Turin, pp. 1–5 (2005)
9. Acarkan, B., Erkan, K.: Harmonics modeling and harmonic activity analysis of equipments with switch mode power supply using MATLAB and simulink. In: 2007 Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007, art. no. 4270692, pp. 508–513 (January 2007)
10. Mansoor, A., Grady, W.M., Chowdhury, A.H., Samotyj, M.J.: An investigation of harmonic attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads. IEEE Transaction Power Delivery 10(1), 467–473 (1995)
11. Keus, A.K., Van Coller, J.M., Koch, R.G.: A test facility for determining the response of industrial equipment to voltage dips (sags). In: International Conference on Electric Machines and Drives, IEMD, p. 210 (May 1999)

Flores-Arias, J.-M.; Moreno-Muñoz, A.; Domingo-Perez, F.; Pallares-Lopez, V.; Gutierrez, D.; , “Voltage regulator system based on a PWM AC chopper converter,” *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.468-473, 27-30 June 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984070

## Voltage Regulator System Based on a PWM AC Chopper Converter

Jose-Maria Flores-Arias, A. Moreno-Muñoz, F. Domingo-Perez, V. Pallares-Lopez, D. Gutierrez  
Department of CA, Electronics and Electronic Technology  
University of Cordoba (Spain)  
jmflores@uco.es

*Abstract*— Utility power quality problems like input voltage unbalance and sag conditions severely stress electronic equipment. Voltage sag forecasting is a complex issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of shortcircuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. Recently, the AC-AC converters have been proposed as voltage compensator. The output voltage regulation capability of these topologies can be also used for voltage feeding regulation purposes. In this paper the proposed topology is described and checked; its main advantage is that in addition to compensate voltage sags or swells by changing the duty ratio and the absence of any transformer device, it may be used as a multipurpose line dimmer.

### I. INTRODUCTION

With the generalized use of computers, adjustable-speed drives (ASDs) and other microelectronics loads, the subjects related to power quality and its relationship to vulnerability of commercial and industrial facilities are becoming an increasing concern to the companies. Power quality problems commonly faced by facilities operations include transients, sags, swells, surges, outages, harmonics, and impulses that vary in quantity or magnitude of the voltage. Of these, voltage sags and momentary interruption are the nemeses of the automated processes [1, 2].

Voltage sag is commonly defined as any low voltage event drop between 10% and 90% of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. A voltage interruption is any low-voltage event of less than 10 percent of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. In comparison with interruptions, voltage sags affect a larger number of customers and for some of them voltage sags may cause extremely serious problems.

Some major problems associated with unregulated line voltages (in particular, long-term voltage sags) include equipment tripping, stalling, overheating, and complete shutdowns of sensitive equipment if it is designed to operate within narrow voltage limits, or it does not have adequate ride-through capabilities to filter out fluctuations in the electrical supply [3]. These subsequently lead to lower efficiencies, higher power demand, higher cost for power, electromagnetic interference to control circuits, excessive heating of cables and equipment, and increased risk of equipment damage. The need for line voltage regulation still remains a necessity to meet demands for high industrial productivity.

On the other hand, voltage swell (which are not so common) do not normally disrupt sensitive load, but can cause harm to equipment.

Voltage sags are mainly caused by single-line-to-ground faults (SLGF), symmetrical fault occurrences are relatively infrequent. Asymmetrical faults will cause unbalance and phase shift from the nominal values. Voltage sags at a customer bus are different depending to his location in the electrical network. Large or medium power motors starting can also generate voltage sags, although usually not so severe.

Even though the load current is small compared to the fault current, the changes in load current during and after the fault strongly influence the voltage at the equipment terminals. It has been discovered that the 85% of power supply malfunctions attributed to poor Power Quality are caused by voltage sag or interruptions under one second of duration.

There are several conditioning solutions to voltage regulation, which are currently available in the marketplace. Among the most common are uninterruptible power supply (UPS) systems. However, these are universal correction devices because they have typically been designed for the correction of all types of voltage disturbances. This implies that the amount of energy that an UPS is required to store is based upon the long duration of a typical voltage outage, this may not be necessary in the case of a voltage sag. In addition, UPS would need to be able to withstand not only the load current, but also the full load voltage.

On the other hand, it is possible to correct voltage sags using conventional technologies, such as tap-changing transformers, which are the types of voltage regulators used in today's power distribution systems. However, these methods have significant shortcomings. For instance, the tap-changing transformer requires a large number of thyristors, which results in highly complex operation for fast response. Furthermore, it has very poor transient voltage rejection, and only has an average response time.

Recently, new technologies like custom power devices based on power electronic concepts have been developed to provide protection against power quality problems. Generally, custom power devices [4] are divided into three categories such as static series compensator like the DVR, static shunt compensator like distribution static compensator (DSTATCOM), and static series and shunt compensator like Unified Power Quality Conditioner (UPQC).

converter formulas have been presented and a wide set of experimental results illustrating its features have been shown.

In conclusion, the proposed topology:

- Is adaptable to both sag/swell compensator and buck/boost AC line behaviour without using a transformer.
- Can be designed with low harmonic interaction.
- Allows a wide control range with a simple control technique.
- Use standard switching modules.
- Is based on pulse width modulation technology.
- According with IEC 61000-3-2 Class C requirements.

So, it is possible to admit that it is strictly equivalent of variable transformers with extended functional versatility and increased power density.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported partially by the Company Telvent Energy, Spain, through the project Malaga SmartCity under contract number 12009028. SmartCity's budget is partly financed by the European regional development fund (ERDF) with backing from the Junta de Andalucía and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology. The authors would like to thank the Spanish Ministry of Industry, Tourism and Trade for funding the Project TSI-020100-2010-484 which partially supports this work. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2010-19242-C03-02.

Authors would like also thank Powersys Ltd. for their partnership contract within the use of their simulation tool is included.

REFERENCES

[1] Moreno-Munoz A, Pallares V, Galisteo P, De-la-Rosa J.J.G. "Study of voltage sag in a highly automated plant". In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 1060-1063.

[2] Moreno-Munoz A, Redel M D, Gonzalez M. "Power quality in high-tech campus: a case study". Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part A: Journal of Power and Energy 2006; 220 (3): 257-269.

[3] Moreno-Munoz, M<sup>a</sup> D. Redel (2005). "Calm in the campus: power disturbances threaten university life". IEE Power Engineer, Vol. 19, No. 4, Aug. 2005, pp. 34-37.

[4] Hingorani, N.G. and Gyugyi, L. (2000) "Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems". New York: IEEE Press.

[5] Moreno-Munoz A, Oterino D, González M, Olivencia FA, De-la-Rosa J.J.G. "Study of sag compensation with DVR". In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 990-996.

[6] Campo, J.C.; Vaquero, J.; Perez, M.A.; Martínez, S. (2005). "Dual-tap chopping stabilizer with mixed seminaturnal switching. Analysis and synthesis". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, Jul 2005, pp. 2315-2326.

[7] Singh, B.N.; Simina, M. (2004). "Intelligent solid-state voltage restorer for voltage swell/sag and harmonics. Electric Power Applications", IEE Proceedings, Vol. 151, No. 1, 9 Jan. 2004, pp. 98-106.

[8] Aeloiza, E.C. Enjeti, P.N. Moran, L.A. Montero-Hernandez, O.C. Sangsun Kim (2003). "Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems". IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug. 2003 Vol. 39, No. 4, pP 1143-1150.

[9] Hierpas, S.M.; Naden, M.(2000). "Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter". IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 36, No. 1, Jan.-Feb. 2000 pp. 33 - 38. J Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp. 68-73.

[10] Kim, J.H., Min, B.D., Kwon, B.H. and Won, S.C. "A PWM Buck-Boost AC Chopper Solving the Commutation Problem". IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, Oct. 1998, pp. 832-835.

[11] Vazquez, N., Velazquez, A., Hernandez, C. "AC Voltage Regulator Based on the AC-AC Buck-Boost Converter". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. 4-7 June 2007 Page(s): 533-537. Digital Object Identifier 10.1109/ISIE.2007.4374653.

[12] Sincero, G.C.R., Perin, A.J. "High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts using AC-AC Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, no. 3, pp. 804-814, May 2007.

[13] Moreno-Munoz, A., Flores, J. M., Oterino, D., de la Rosa, Juan J. G. "Power line conditioner based on CA PWM Chopper". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. 4-7 June 2007 Page(s): 2454-2456. Digital Object Identifier 10.1109/ISIE.2007.4374992.

[14] Moreno-Munoz, A. "Circuito acondicionador de linea de potencia". Spanish Patent P200700925 (pending), 2007.

[15] Flores-Arias, J.M., Moreno-Munoz, A., Real-Calvo, R., Sanchez, J.R. "Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010. 4-7 July 2010. Page(s) 3304-3307. (Digital Object Identifier pending).

[16] W. Gu, D. Zhang. "Designing a SEPIC Converter". National Semiconductor Corp. Application Note 1484. April 30, 2008. On-line resource.

[17] Domingo-Perez, F., Flores-Arias, J.M., Pallares, V., Moreno-Munoz, A., De-la-Rosa, J.J.G. "Voltage Dips Test System According to IEC 61000-4-11". IEEE International Conference on Computer and Electrical Engineering, 2010, 16-18 November 2010. Accepted.

[18] Electromagnetic Compatibility, Part 3, Section 2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$ A per phase). EN 61000-3-2. Ref. No. CEI/IEC 61000-3-2:2005.

[19] Electromagnetic Compatibility, Part 4, Section 11. Testing And Measurement Techniques - Voltage Dips, Short Interruptions And Voltage Variations Immunity Tests. EN 61000-4-11. Ref. No. CEI/IEC 61000-4-11:2005.

[20] Wei Yan, Hui, S.Y.R., Chung, H. S.-H. "Energy Saving of Large-Scale High-Intensity-Discharge Lamp Lighting Networks Using a Central Reactive Power Control System". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, no. 8, pp. 3069-3078. Aug 2009.

[21] Wei Yan, Hui, S.Y.R. "Dimming Characteristics of Large-scale High-Intensity-Discharge (HID) Lamp Lighting Networks using a Central Energy-Saving System". 41st IEEE IAS Annual Meeting, Conference Record of the Industry Applications Conference, 2006. Vol. 3, pp. 1090-1098. Digital Object Identifier: 10.1109/IAS.2006.256668

Domingo-Perez, F.; Flores-Arias, J.M.; Moreno-Munoz, A.; de la Rosa, J.J.G.; Gil-de-Castro, A.; Pallares-Lopez, V.; Moreno-Garcia, I.; , "Electromagnetic compatibility test system," *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop* , vol., no., pp.62-67, 1-3 June 2011. doi: 10.1109/CPE.2011.5942208

## Electromagnetic Compatibility Test System

F. Domingo-Perez; J. M. Flores-Arias; A. Moreno-Munoz; J. J. G. De la Rosa; A. Gil-de-Castro; V. Pallares-Lopez and I. Moreno-Garcia

Universidad de Córdoba. Departamento A.C., Electrónica y T.E. Escuela Politécnica Superior. Campus de Rabanales. E-14071 Córdoba. (Spain). Tel: +34-957-218373. Fax: +34-957-218316.

Email: p62dopef@uco.es

\*Universidad de Cádiz. Área de Electrónica. Dpto. ISA, TE y Electrónica. Escuela Politécnica Superior Avda. Ramón Puyol, s/n E-11202-Algeciras-Cádiz, (Spain).

E-mail: juanjose.delarosa@uca.es

**Abstract-** Voltage dips analysis is a complex stochastic issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of short circuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. Among all categories of electrical disturbances, the voltage dips (sags) and momentary interruptions are the nemeses of the automated industrial process. On the other hand, harmonic distortion is a steady state disturbance which is caused by the rectifier employed in adjustable speed drives, uninterruptible power supplies, electronic ballasts and other widely used energy-efficient technology. This paper describes a system for voltage dips testing according to IEC 61000-4-11 norm and it also test the supply current harmonic distortion according to the limits given in IEC 61000-3-2. The system equipment is described also with the test process. We use the created system to test the dip immunity of different topologies of PWM rectifiers and propose a new method of representing the results using power acceptability curves. The harmonic distortion is represented in a bar chart compared with the IEC 61000-3-2 limits.

### I. INTRODUCTION

As more and more electronic equipment enter the residential and business environment, the subjects related to Power Quality (PQ) and its relationship to vulnerability of installations is becoming an increasing concern to the users [1].

Power Quality is concerned with deviations of the voltage or current from the ideal single-frequency sine wave of constant amplitude and frequency. Poor PQ is a concern because it wastes energy, reduces electrical capacity, and can harm equipment and the electrical distribution system itself. Power quality deterioration is due to transient disturbances (voltage dips, voltage swells, impulses, etc.) and steady state disturbances (harmonic distortion, unbalance, flicker) [2].

Among all categories of electrical disturbances, voltage dips and momentary interruptions are the nemeses of the automated industrial processes. On the other hand, voltage swells (which are not so common) do not normally disrupt sensitive load, but can cause harm to equipment.

Voltage dip is commonly defined as any low voltage event between 10% and 90% of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 and 60 cycles. Momentary voltage interruption is any low-voltage event of less than 10 percent of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 3 seconds.

Voltage dips can be caused by natural events (e.g., trees falling on power lines or lightning striking lines or transformers), utility activities (e.g., routine switching operations or human error) or customer activities. Voltage dips at a customer bus are different depending on his location in the electrical network. Because of the short duration of these PQ events, residential customers are rarely aware that a VQ (Voltage Quality) event has taken place. However, for many industrial customers, they pose a far more significant problem than outages because of their much greater frequency of occurrence and overall because of that their incidence can cause hours of manufacturing downtime.

In medium voltage distribution networks, voltage dips are mainly caused by power system faults. Even though the load current is small compared to the fault current, the changes in load current during and after the fault strongly influence the voltage at the equipment terminals. It has been discovered that the 85% of power supply malfunctions attributed to poor Power Quality are caused by voltage dips or interruptions of fewer than one second duration [3] [4].

The IEC norm defines a voltage dip as "a sudden reduction of the voltage at a particular point of an electricity supply system below a specified dip threshold follow by its recovery after a brief interval". The latest version of the IEC 61000-4-11 (second edition) dates from March 2004 and it is the only one which must be used since first of June 2007 [5].

This edition adds to the previous one a new dip level, whereas Edition 1 only used 0%, 40% and 70%. Edition 2 adds the dips level 80%. It also includes a definition of Equipment under Test (EUT) classes, specifying test level and durations. Both editions use the same criteria to classify the results, to summarize:

- A) The EUT worked within the manufacturer's specifications.
- B) The EUT suffered degradation in its performance but it recovered when the disturbance ceased without operator intervention.
- C) The EUT suffered degradation in its performance and needed operator intervention to recover.
- D) The EUT suffered degradation in its performance which was not recoverable.

A power acceptability curve is a kind of graph that plots the change of the supply voltage (usually in percent) versus its duration (in seconds or cycles). CBEMA and ITIC curves

- [5] Haefely EMC Technology, "Application Note: Dips and Interrupt Testings according to IEC 61000-4-11 Edition 2" [online], <http://www.haefelyemc.com/>.
- [6] Kyei, J, Ayyanar, R, Heydt, G, Thallam, R, Blevins, J, "The design of power acceptability curves," IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 7, n° 3, pp 828-833, July 2002
- [7] Information Technology Industry Council (ITI), "ITI (CBEMA) curve application note, October 2000.
- [8] Acarkan, B., Erkan, K. Harmonics modeling and harmonic activity analysis of equipments with switch mode power supply using MATLAB and simulink. 2007 Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007 1, art. no. 4270692, pp. 508-513.
- [9] Mansoor, A., Grady, W.M., Chowdhury, A.H., Samotyj, M.J. An investigation of harmonic attenuation and diversity among distributed single-phase power electronic loads. 1995. IEEE Transaction Power Delivery, 10 (1), pp. 467-473.
- [10] Keus, A. K.; Van Coller, J. M.; Koch, R. G. "A test facility for determining the response of industrial equipment to voltage dips (sags)." Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD, p. 210, May 1999.

Flores-Arias, J.-M.; Moreno-Munoz, A.; Real-Calvo, R.; Sanchez, J.R.; “,” *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.3304-3307, 4-7 July 2010. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637659

## Transformerless power line voltage conditioner and regulator based on CA PWM Chopper

Jose-Maria Flores-Arias, A. Moreno-Munoz, R. Real-Calvo, J. R. Sanchez  
 Departamento AC, Electronica y Tecnologia Electronica  
 Escuela Politecnica Superior  
 Universidad de Cordoba  
 E-mail: jmflores@uco.es

**Abstract-** Utility power quality problems like input voltage unbalance and sag conditions severely stress electronic equipment. Voltage sag forecasting is a complex issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of shortcircuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. Recently, the AC-AC converters have been proposed as voltage compensator. In this paper a patented topology is proposed and checked; its main advantage is that in addition to compensate voltage sags or swells by changing the duty ratio, it may be used as a line dimmer for lighting loads.

### I. INTRODUCTION

With the generalized use of computers, adjustable-speed drives (ASDs) and other microelectronics loads, the subjects related to power quality and its relationship to vulnerability of commercial and industrial facilities are becoming an increasing concern to the companies. Power quality problems commonly faced by facilities operations include transients, sags, swells, surges, outages, harmonics, and impulses that vary in quantity or magnitude of the voltage. Of these, voltage sags and momentary interruption are the nemeses of the automated processes [1, 2].

Voltage sag is commonly defined as any low voltage event drop between 10% and 90% of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. A voltage interruption is any low-voltage event of less than 10 percent of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. In comparison with interruptions, voltage sags affect a larger number of customers and for some of them voltage sags may cause extremely serious problems.

Some major problems associated with unregulated line voltages (in particular, long-term voltage sags) include equipment tripping, stalling, overheating, and complete shutdowns of sensitive equipment if it is designed to operate within narrow voltage limits, or it does not have adequate ride-through capabilities to filter out fluctuations in the electrical supply [3]. These subsequently lead to lower efficiencies, higher power demand, higher cost for power, electromagnetic interference to control circuits, excessive heating of cables and equipment, and increased risk of equipment damage. The need for line voltage regulation still remains a necessity to meet demands for high industrial productivity.

On the other hand, voltage swell (which are not so common) do not normally disrupt sensitive load, but can cause harm to equipment.

Voltage sags are mainly caused by single-line-to-ground faults (SLGF), symmetrical fault occurrences are relatively infrequent. Asymmetrical faults will causes unbalance and phase shift from the nominal values. Voltage sags at a customer bus are different depending to his location in the electrical network. Large or medium power motors starting can also generate voltage sags, although usually not so severe.

Even though the load current is small compared to the fault current, the changes in load current during and after the fault strongly influence the voltage at the equipment terminals. It has been discovered that the 85% of power supply malfunctions attributed to poor Power Quality are caused by voltage sag or interruptions under one second of duration.

There are several conditioning solutions to voltage regulation, which are currently available in the marketplace. Among the most common are uninterruptible power supply (UPS) systems. However, these are universal correction devices because they have typically been designed for the correction of all types of voltage disturbances. This implies that the amount of energy that an UPS is required to store is based upon the long duration of a typical voltage outage, this may not be necessary in the case of a voltage sag. In addition, UPS would need to be able to withstand not only the load current, but also the full load voltage.

On the other hand, it is possible to correct voltage sags using conventional technologies, such as tap-changing transformers, which are the types of voltage regulators used in today's power distribution systems. However, these methods have significant shortcomings. For instance, the tap-changing transformer requires a large number of thyristors, which results in highly complex operation for fast response. Furthermore, it has very poor transient voltage rejection, and only has an average response time.

Recently, new technologies like custom power devices based on power electronic concepts have been developed to provide protection against power quality problems. Generally, custom power devices [4] are divided into three categories such as static series compensator like the DVR, static shunt compensator like distribution static compensator

cycles, where it is possible to see that the compensation method is keeping the load voltage constant. The channel 1 and channel 2 traces in the oscillogram are  $V_i$  and  $V_o$  signals respectively, as shown in Fig 5.

Moreover, the compensation is applied without introducing any noticeable voltage transient.

**B. Response to input voltage swell.**

In this case the ac line input voltage has a 43% voltage swell. As shown in Fig 6, the simulation red trace is the input voltage while the blue one is the output voltage. The channel 1 and channel 2 traces in the scope are  $V_i$  and  $V_o$  signals respectively.

As before, by PWM duty ratio control, we can keep the output voltage constant at the nominal voltage. The chopper operates in step-down mode during the voltage swell and in step-up model during the sag.

The measurements in all the scopes show the peak amplitude values of both voltage signals in the experiments.

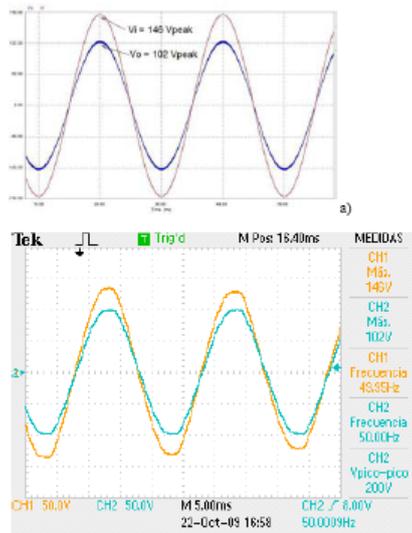


Fig. 6 Response of the circuit to a  $V_i$  swell of 43% (1.43 p.u.), a) simulated, b) experimental, CH1= $V_i$ , CH2= $V_o$ .

**V. CONCLUSION**

In conclusion, some of the features of the proposed topologies include:

- Can be designed with low harmonic interaction.
- Wide control range.
- Use of standard switching modules.
- Very simple control technique.
- Based on pulse width modulation technology.
- Absence of transformer.
- Small reactive component size.

- Adaptable to both sag/swell compensator and line load dimmer.

It is possible to admit that they are strictly equivalents of variable transformers with extended functional versatility and increased power density.

**REFERENCES**

- [1] Moreno-Munoz A, Pallares V, Galisteo P, De-la-Rosa JIG. "Study of voltage sag in a highly automated plant". In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 1060-1063.
- [2] Moreno-Munoz A, Redel M D, Gonzalez M. "Power quality in high-tech campus: a case study". Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part A: Journal of Power and Energy 2006; 220 (3): 257-269.
- [3] Moreno-Munoz, M D, Redel (2005). "Calm in the campus: power disturbances threaten university life". IEE Power Engineer, Vol. 19, No. 4, Aug. 2005, pp. 34-37.
- [4] Hingorani, NG, and Gyugyi, L. (2000) "Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems". New York: IEEE Press.
- [5] Moreno-Munoz A, Oterino D, González M, Olivencia FA, De-la-Rosa JIG. "Study of sag compensation with DVR". In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 990-996.
- [6] Chung, H., Ho, N.M., Tam, P.W., Hui, S.Y.R. "Comparison of dimmable electromagnetic and electronic ballasts systems-An assessment on energy efficiency and lifetime". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 54, no.6, pp. 3145-3154, Dec. 2007.
- [7] Yan, W., Hui, S.Y.R., Chung, H. "Energy Saving of Large-Scale High-Intensity-Discharge Lamp Lighting Networks Using a Central Reactive Power Control System". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 56, no.8, pp. 3069-3078, Dec. 2007.
- [8] Campo, J.C.; Vaquero, J.; Perez, M.A.; Martínez, S. (2005). "Dual-tap chopping stabilizer with mixed semiconductor switching. Analysis and synthesis". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, Jul 2005, pp. 2315-2326.
- [9] Singh, B.N.; Simina, M. (2004). "Intelligent solid-state voltage restorer for voltage swell/sag and harmonics. Electric Power Applications", IEE Proceedings, Vol. 151, No. 1, 9 Jan. 2004, pp. 98-106.
- [10] Aeloiza, E.C. Enjeti, P.N. Moran, L.A. Montero-Hernandez, O.C. Sangsun Kim (2003). "Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems". IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug. 2003 Vol. 39, No. 4, pp 1143-1150.
- [11] Hiespas, S.M.; Nadeu, M.(2000). "Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter". IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 36, No. 1, Jan.-Feb. 2000 pp. 33 - 38. J Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp. 68-73.
- [12] Vazquez, N., Velazquez, A., Hernandez, C. "AC Voltage Regulator Based on the AC-AC Buck-Boost Converter". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. 4-7 June 2007 Page(s): 533-537. Digital Object Identifier 10.1109/ISIE.2007.4374653.
- [13] Sincero, G.C.R., Perin, A.J. "High Pressure Sodium Lamp High Power Factor Electronic Ballasts using AC-AC Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, no. 3, pp. 804-814, May 2007.
- [14] Moreno-Munoz, A., Flores, J. M., Oterino, D., de la Rosa, Juan J. G. "Power line conditioner based on CA PWM Chopper". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. 4-7 June 2007 Page(s): 2454-2456. Digital Object Identifier 10.1109/ISIE.2007.4374992.
- [15] Moreno-Munoz, A. "Circuito acondicionador de linea de potencia". Spanish Patent P200700925 (pending), 2007.

Moreno-Munoz, Antonio; Flores, J. M.; Oterino, D.; de la Rosa, Juan J. G.; , "Power line conditioner based on CA PWM Chopper," *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.2454-2456, 4-7 June 2007. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374992

## Power line conditioner based on CA PWM Chopper

Antonio Moreno-Muñoz, J. M. Flores, D. Oterino  
Departamento AC, Electrónica y Tecnología Electrónica  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad de Córdoba  
Córdoba, Spain  
Email: amoreno@uco.es

Juan J. G. de la Rosa  
Departamento ISA, Tecnología Electrónica y Electrónica.  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad de Cádiz  
Algeciras, Spain  
Email: juanjose.delarosa@uca.es

**Abstract**— Utility power quality problems like input voltage unbalance and sag conditions severely stress electronic equipment. Voltage sag forecasting is a complex issue, since it involves a large variety of random factors, such as: type of short-circuits in the power system, location of faults, protective system performance and atmospheric discharges. Recently, the AC-AC converters have been proposed as voltage compensator. In this paper a new topology is proposed; its main advantage is that in addition to compensate voltage sag, it can compensate voltage swell too, by changing the duty ratio.

On the other hand, voltage swell (which are not so common) do not normally disrupt sensitive load, but can cause harm to equipment.

Voltage sags are mainly caused by single-line-to-ground faults (SLGF), symmetrical fault occurrences are relatively infrequent. Asymmetrical faults will causes unbalance and phase shift from the nominal values. Voltage sags at a customer bus are different depending to his location in the electrical network. Large or medium power motors starting can also generate voltage sags, although usually not so severe. Even though the load current is small compared to the fault current, the changes in load current during and after the fault strongly influence the voltage at the equipment terminals. It has been discovered that the 85% of power supply malfunctions attributed to poor Power Quality are caused by voltage sag or interruptions under one second of duration.

There are several conditioning solutions to voltage regulation, which are currently available in the marketplace. Among the most common are uninterruptible power supply (UPS) systems. However, these are universal correction devices because they have typically been designed for the correction of all types of voltage disturbances. This implies that the amount of energy that an UPS is required to store is based upon the long duration of a typical voltage outage, this may not be necessary in the case of a voltage sag. In addition, UPS would need to be able to withstand not only the load current, but also the full load voltage.

On the other hand, it is possible to correct voltage sags using conventional technologies, such as tap-changing transformers, which are the types of voltage regulators used in today's power distribution systems. However, these methods have significant shortcomings. For instance, the tap-changing transformer requires a large number of thyristors, which results in highly complex operation for fast response. Furthermore, it has very poor transient voltage rejection, and only has an average response time.

Recently, new technologies like custom power devices based on power electronic concepts have been developed to provide protection against power quality problems. Generally, custom power devices [4] are divided into three categories such as static series compensator like the DVR, static shunt

### I. INTRODUCTION

With the generalized use of computers, adjustable-speed drives (ASDs) and other microelectronics loads, the subjects related to power quality and its relationship to vulnerability of commercial and industrial facilities are becoming an increasing concern to the companies. Power quality problems commonly faced by facilities operations include transients, sags, swells, surges, outages, harmonics, and impulses that vary in quantity or magnitude of the voltage. Of these, voltage sags and momentary interruption are the nemeses of the automated processes [1][2].

Voltage sag is commonly defined as any low voltage event drop between 10% and 90% of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. A voltage interruption is any low-voltage event of less than 10 percent of the nominal RMS voltage lasting between 0.5 cycles and 1 min. In comparison with interruptions, voltage sags affect a larger number of customers and for some of them voltage sags may cause extremely serious problems.

Some major problems associated with unregulated line voltages (in particular, long-term voltage sags) include equipment tripping, stalling, overheating, and complete shutdowns of sensitive equipment if it is designed to operate within narrow voltage limits, or it does not have adequate ride-through capabilities to filter out fluctuations in the electrical supply [3]. These subsequently lead to lower efficiencies, higher power demand, higher cost for power, electromagnetic interference to control circuits, excessive heating of cables and equipment, and increased risk of equipment damage. The need for line voltage regulation still remains a necessity to meet demands for high industrial productivity.

reliability of the converter. Thus, we will propose a new bi-directional switch that employs only one active device placed across a full diode bridge to replace the conventional two-active devices with two-diode structure, as shown in Fig. 2. As a consequence, only two active devices are used in each proposed single-phase PWM ac-ac converter.

*A. Response to input voltage sag.*

This case examines the response of the converter to a 25% voltage sag. The lower trace is the input voltage while the upper one is the output voltage, both in per unit. The results shown lasted two 50 Hz cycles, where it is possible to see that the compensation method is keeping the load voltage constant. Moreover, the compensation is applied without introducing any noticeable voltage transient.

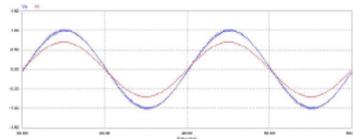


Figure 3. Response of the circuit to a 0.75 p.u. Vi

*B. Response to input voltage swell.*

In this case the ac line input voltage has a 25% voltage swell. The upper trace is the input voltage while the lower one is the output voltage, both in per unit. As before, by PWM duty ratio control, we can keep the output voltage constant at the nominal voltage. The chopper operates in step-down mode during the voltage swell and in step-up model during the sag.

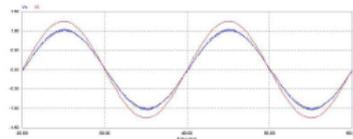


Figure 4. Response of the circuit to a 1.25 p.u. Vi

IV. CONCLUSION

In conclusion, some of the features of the proposed topologies include:

- Can be designed low harmonic interaction.
- Wide control range.
- Use of standard switching modules.
- Simple control technique.
- Based on pulse width modulation technology.
- Absence of transformer.
- Small reactive component size.

It is possible to admit that they are strictly equivalents of variable transformers with extended functional versatility and increased power density.

V. REFERENCES

- [1] Moreno-Muñoz A, Pallarés V, Galisteo P, De-la-Rosa JIG. Study of voltage sag in a highly automated plant. In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 1060-1063
- [2] Moreno-Muñoz A, Redel M D, González M. Power quality in high-tech campus: a case study. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part A: Journal of Power and Energy 2006; 220 (3): 257 – 269.
- [3] Moreno-Muñoz, M<sup>o</sup> D. Redel (2005). Calm in the campus: power disturbances threaten university life. IEE Power Engineer, Vol. 19, n<sup>o</sup> 4, August 2005, pp. 34-37.
- [4] Hingorani, NG. and Gyugyi, L. (2000) Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems. New York: IEEE Press
- [5] Moreno-Muñoz A, Oterino D, González M, Olivencia FA, De-la-Rosa JIG. Study of sag compensation with DVR. In: Proceedings of the IEEE MELECON 2006; 990-996.
- [6] Campo, J.C.; Vaquero, J.; Perez, M.A.; Martínez, S. (2005). Dual-tap chopping stabilizer with mixed seminatural switching. Analysis and synthesis. Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 20, Issue 3, July 2005 Page(s):2315 - 2326
- [7] Singh, B.N.; Simina, M. (2004). Intelligent solid-state voltage restorer for voltage swell/sag and harmonics. Electric Power Applications, IEE Proceedings, Volume 151, Issue 1, 9 Jan. 2004 Pages:98 - 106
- [8] Aeloiza, E.C. Enjeti, P.N. Moran, L.A. Montero-Hernandez, O.C. Sangsun Kim (2003). Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems. Industry Applications, IEEE Transactions on, July-Aug. 2003 Volume: 39, Issue: 4, pages: 1143- 1150
- [9] Hietpas, S.M.; Naden, M.(2000). Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter. Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 36, Issue 1, Jan.-Feb. 2000 Pages:33 – 38