

**ESTRATEGIA DE GESTIÓN
ENERGÉTICA EN HORNOS
ELÉCTRICOS DE RESISTENCIAS
INCLUYENDO RESTRICCIONES DE
CALIDAD DE SUMINISTRO**

JOAQUÍN GARRIDO ZAFRA

Trabajo para optar al
Master en Energías Renovables Distribuidas

Profesor Supervisor:
ANTONIO MORENO MUÑOZ

Córdoba, (septiembre, 2018)

© 2018, Joaquín Garrido Zafra

**ESTRATEGIA DE GESTIÓN ENERGÉTICA
EN HORNOS ELÉCTRICOS DE
RESISTENCIAS INCLUYENDO
RESTRICCIONES DE CALIDAD DE
SUMINISTRO**

JOAQUÍN GARRIDO ZAFRA

Tesis (Proyecto) presentada(o) a la Comisión integrada por los profesores:

COMISIÓN ACADÉMICA DEL MASTER (CAM)

Para completar las exigencias del Master
en Energías Renovables Distribuidas

Córdoba, (septiembre, 2018)

AUTORIZACIÓN DE PRESENTACIÓN DEL TRABAJO FIN DE MÁSTER

D. Antonio Moreno Muñoz, Profesor catedrático del Departamento de Ingeniería Electrónica y de Computadores, de la Universidad de Córdoba autoriza a D. Joaquín Garrido Zafra, con DNI 53910042-C a presentar el trabajo titulado “Estrategia de gestión energética en hornos eléctricos de resistencias incluyendo restricciones de calidad de suministro”, como Trabajo Fin de Máster del Programa Oficial de Energías Renovables Distribuidas de la Universidad de Córdoba.

El Trabajo Fin de Máster se presenta con carácter de Trabajo de investigación.

Asimismo solicitan sea admitido para su defensa en la Convocatoria:	
Curso: 2018 / 2019	
Ordinaria: Junio/Julio <input type="checkbox"/>	Septiembre <input checked="" type="checkbox"/> Extraordinaria: Diciembre <input type="checkbox"/>
Nota: Las fechas de entrega de cada convocatoria son:	
Convocatoria ordinaria, llamamiento de julio:	
[1] Entrega de la solicitud de TFM (aprobación por la CAM, si procede, del tema propuesto): hasta el 15 de junio (*).	
[2] Entrega del TFM: hasta el 09 de julio.	
[3] Exposición y defensa del TFM: entre el 16 y 20 de julio.	
Convocatoria ordinaria, llamamiento de septiembre:	
[1] Entrega de la solicitud de TFM (aprobación por la CAM, si procede, del tema propuesto): hasta el 09 de julio.	
[2] Entrega del TFM: hasta el 17 de septiembre.	
[3] Exposición y defensa del TFM: entre el 24 y 28 de septiembre.	
Convocatoria ordinaria, llamamiento de diciembre:	
[1] Entrega de la solicitud de TFM (aprobación por la CAM, si procede, del tema propuesto): hasta el 17 de septiembre.	
[2] Entrega del TFM: hasta el 26 de noviembre.	
[3] Exposición y defensa del TFM: entre el 10 y 14 de diciembre.	

INFORME DEL DIRECTOR DEL TRABAJO FIN DE MASTER

D. Antonio Moreno Muñoz profesor catedrático del departamento de Ingeniería Electrónica y de computadores de la Universidad de Córdoba y director de este trabajo Final de Master.

Informa que el alumno D. Joaquín Garrido Zafra ha realizado el trabajo Final de Master “Estrategia de gestión energética en hornos eléctricos de resistencias incluyendo restricciones de calidad de suministro” bajo su supervisión. En este trabajo se propone una estrategia de gestión de la energía para cargas típicas en la manufactura de vidrio y metal como son los hornos eléctricos de resistencias, contemplando además una mejora en la calidad de suministro.

Cabe decir también que, el alumno forma parte del equipo de trabajo de uno de los proyectos en los que el grupo de investigación Instrumentación y Electrónica Industrial (IEI) de la Universidad de Córdoba, completamente ligado a este Máster, se encuentra inmerso. Concretamente, dentro del proyecto titulado “Control y gestión de nanorredes aislables. Sistema de gestión de electrodomésticos inteligentes (Control and Management of Isolable NanoGrids. Smart Appliances Management systems) – COMING-SAM” con referencia TEC2016-77632-C3-2-R y relacionado con la gestión de la energía en el entorno de la Smart Grids.

En consecuencia, este trabajo está completamente relacionado con la temática del proyecto anterior por lo que se buscará su divulgación a través de la publicación en revistas científicas de investigación propias del campo, buscado siempre el mayor índice de impacto.

Por todo lo relatado anteriormente, se puede decir que se han cumplido satisfactoriamente todos los objetivos impuestos al inicio del mismo.

Córdoba, a 17 de septiembre de 2018

El Director

Fdo.: Antonio Moreno Muñoz

PROPUESTA DE TRIBUNAL PARA EL TRABAJO FIN DE MASTER

Profesor D. Antonio Moreno Muñoz Email: amoreno@uco.es	
Departamento: Ingeniería Electrónica y de Computadores	
Como tutor/a del Trabajo Fin de Máster especificado a continuación, se propone a la Comisión Académica del Máster los siguientes miembros para el Tribunal de dicho trabajo: Título del TFM: Estrategia de gestión energética en hornos eléctricos de resistencias incluyendo restricciones de calidad de suministro	
Autor: Joaquín Garrido Zafra	
Perfil: Investigador	
TRIBUNAL PROPUESTO	
Profesores del máster	
1	José María Flores Arias
2	Aurora del Rocío Gil de Castro
3	Víctor Pallarés López
Profesores externos al máster	
4	Carlos Diego Moreno Moreno
5	Tomás Morales Leal
Córdoba, a 17 de septiembre de 2018. El Tutor del TFM: <i>(firme aquí)</i> Fdo.: Antonio Moreno Muñoz	
Normativa de referencia: Artículo 9 de la NORMATIVA ACADÉMICA BÁSICA PARA EL DESARROLLO DE LOS MÁSTERES OFICIALES Aprobada por Consejo de Gobierno de 2 de marzo de 2007 y modificaciones posteriores. <i>“Los trabajos de fin de Máster serán expuestos y defendidos en acto público ante un tribunal para su evaluación y calificación. Este tribunal será aprobado por la Comisión de Estudios de Postgrado, a propuesta del Consejo Académico del Máster y estará compuesto por tres o cinco miembros doctores, de los que al menos uno de ellos será externo al Máster, no formando parte del mismo, los profesores que hayan dirigido los trabajos objeto de evaluación. Si por alguna causa debidamente justificada, un director de trabajo de fin de Máster debiera formar parte del tribunal de estos trabajos, será sustituido en el proceso de evaluación del trabajo dirigido. parte del tribunal de estos trabajos, será sustituido en el proceso de evaluación del trabajo dirigido”.</i>	

DEDICATORIA

A mi familia. A mi madre y mis mellizos, pero sobre todo a mi padre

AGRADECIMIENTOS

Me gustaría agradecer en primer lugar al grupo de investigación Instrumentación y Electrónica Industrial (IEI) de la Universidad de Córdoba su apoyo continuo y su sentido del compañerismo y del trabajo en equipo.

A mi director, Antonio, por guiarme en el comienzo de esta etapa tan importante para mí dedicada a la investigación. Nunca olvidaré tus ganas de trabajar aquel día en el que llamé a tu puerta.

A Aurora, por su perseverancia y apoyo incondicional, haces que todo sea mucho más fácil en este camino a veces tan duro.

A David y Ricardo, mis compañeros de laboratorio y amigos, por todos los buenos momentos que hemos vivido a lo largo de este breve año ¡Aún nos quedan muchos más!

De nuevo a mis padres, a mis hermanos y a Cristina, gracias por entender mis ausencias y el tiempo que os he robado, este trabajo también es vuestro.

¡Gracias a todos!

ÍNDICE GENERAL

DEDICATORIA.....	vii
AGRADECIMIENTOS	ix
ÍNDICE GENERAL	xi
INDICE DE TABLAS	xiii
INDICE DE FIGURAS.....	xv
RESUMEN.....	xvii
ABSTRACT	xix
1. INTRODUCCIÓN	1
2. OBJETIVOS	3
3. ANTECEDENTES.....	5
4. MATERIALES Y MÉTODOS.....	9
4.1. Descripción del instrumental de laboratorio empleado.....	9
4.2. Formulación matemática del problema de optimización	10
5. METODOLOGÍA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS	15
5.1. Algoritmo de asignación de potencia desarrollado.....	15
5.2. Descripción del prototipo desarrollado	17
5.3. Red de comunicaciones.....	22
5.4. Interfaz gráfica de LabVIEW	23
5.5. Pruebas.....	24
6. DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	27
7. BIBLIOGRAFIA	29
A N E X O S	31
ANEXO A: DISEÑO DEL PROTOTIPO.....	33
ANEXO B: CÓDIGO C++ PARA EL SOC ESP8266	39
ANEXO C: CÓDIGO DE LABVIEW	43

INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Nomenclatura empleada.	10
Tabla 2. Características ESP8266.	18

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Onda característica empleando la técnica de ángulo de fase.	6
Figura 2. Onda característica empleando el control PALTC.....	6
Figura 3. Onda característica empleando la técnica ICC con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$	7
Figura 4. Diagrama temporal comparativo entre la distribución basada en acumulador	7
Figura 5. Algoritmo de optimización propuesto en [16], [17].	8
Figura 6. Laboratorio de ensayos e instrumental empleado.	10
Figura 7. Onda de corriente de energía mínima en el método ICC.....	11
Figura 8. Evolución de bh respecto de N y h	12
Figura 9. Algoritmo propuesto para minimizar la varianza de la distribución.	16
Figura 10. Ejemplo de búsqueda del cuarto ciclo ($i = 3, k = 6$) en el caso propuesto	17
Figura 11. Prototipo construido para los ensayos.	18
Figura 12. Plataforma de desarrollo ESP01 y pines de conexión.	19
Figura 13. Flujo de operaciones en primer plano del ESP01	20
Figura 14. Subrutina de recepción de los datos vía MQTT.	21
Figura 15. Subrutina de interrupción para la gestión de los	22
Figura 16. Red de comunicaciones.	23
Figura 17. Interfaz gráfica desarrollada en LabVIEW.	24
Figura 18. Ensayo 1: Corriente de salida aplicando el método basado en acumulador.	25
Figura 19. Ensayo 1: Corriente de salida aplicando el método acumulador + coordinación.....	26

RESUMEN

En este trabajo se realiza una revisión acerca de los métodos de control de potencia más comúnmente empleados en hornos eléctricos de resistencias, profundizando en los basados en tiristores. Además, se advierte el problema de la existencia de grandes picos de demanda en determinados instantes generados como consecuencia de un consumo ineficiente y las consecuencias económicas y ambientales que esto supone. Para solventar este problema se propone un algoritmo de gestión energética que implementa acciones de respuesta a la demanda y de mejora de la calidad de suministro. Este se basa en el uso de la técnica “*Integral Cycle Control*” y en la distribución de los ciclos mediante el método del acumulador siendo su principal objetivo la reducción de la varianza en el perfil de demanda ya que, como se demuestra, se trata de la forma óptima.

Palabras Claves: Control por ciclos completos, Respuesta a la demanda, control directo de cargas, Sistema de gestión de la energía y calidad de suministro.

ABSTRACT

In this work, a brief review of power control methods for electric melting furnaces is given, focusing on those which are based on thyristors. Moreover, the problem of large peaks demand generated as a consequence of inefficient consumption and its economic and environmental consequences are highlighted. As a solution, an energy management system is proposed in order to implement demand response actions and improve the power quality. This solution is based on the use of the integral cycle control and on the distribution of the cycles by means of the accumulator method whose main objective is the reduction of the variance in the demand profile since, as it is demonstrated in this work, it is the optimal form.

Keywords: Integral Cycle Control, Demand Response, Direct Load control, Energy Management System and Power Quality.

1. INTRODUCCIÓN

La demanda energética actual a nivel global está experimentando un crecimiento constante previéndose un incremento de más de un tercio en los próximos 20 años. La mayor parte de esta demanda es cubierta casi en su totalidad por combustibles fósiles. Si bien, se está experimentando una gran penetración de diferentes fuentes de energías renovables que aseguran baja o incluso nula emisión de carbono, pero con el inconveniente de una escasa gestionabilidad y una producción intermitente e impredecible [1].

En este contexto, los distintos gobiernos e institutos de investigación vienen desarrollando nuevas políticas y medidas energéticas. Dichas medidas no solo apuestan por una reducción del consumo energético global, de forma que se cumplan los límites de emisiones de CO₂ establecidos [2], sino también por el diseño de estrategias de control avanzado de la demanda o Respuesta a la Demanda (DR) [3], que consigan un mejor equilibrio entre generación y consumo evitando así la sobrecarga del sistema eléctrico actual, todo ello mirando hacia el futuro escenario de una red eléctrica inteligente (*Smart Grid*) y consumidores avanzados [4].

El término calidad de suministro (del inglés *Power Quality* -PQ) [5] es un término genérico que se utiliza a menudo para hacer referencia a las perturbaciones no deseadas en el suministro eléctrico al consumidor. En los últimos años se ha producido un aumento de los problemas asociados a este término debido principalmente al elevado crecimiento que han experimentado los dispositivos que generan estas perturbaciones, así como los equipos sensibles a las mismas. Por tanto, cada vez más se tiene interés en conocer estos problemas y en ofrecer soluciones para paliarlos no solo por daño que causan a los equipos conectados a la misma red sino por el gasto excesivo de energía que ello supone.

Este trabajo se enmarca dentro de la industria del vidrio y del metal en la que actualmente el horno de naturaleza eléctrica continúa su utilización creciente en competencia con el calentamiento a través de la combustión de combustibles sólidos, líquidos o gaseosos. Dentro del calentamiento eléctrico, los métodos más frecuentes son: Arco, inducción y resistencias eléctricas, sin considerar los menos introducidos en la industria como son el láser, haz de electrones o plasma.

En concreto, la tecnología del calentamiento por resistencias ha mejorado notablemente en los últimos años, compitiendo, en muchos casos ventajosamente, con el calentamiento por combustión de gas natural, por ejemplo, a pesar del bajo coste de este combustible en relación con la energía eléctrica. Algunos avances importantes han sido:

- El desarrollo de resistencias de alta temperatura (1800 °C) a base de MoSi₂.
- El gran aumento de las cargas específicas (W/m²) en las resistencias y en su emplazamiento en el horno (kW/m²), lo que ha permitido conseguir velocidades de calentamiento o enfriamiento de la carga perfectamente comparables o incluso superiores a los hornos de gas
- La obtención de tubos radiantes eléctricos, resistencias tubulares de baja aleación, etc... Totalmente fiables y de larga duración.

En este contexto, en el que se emplea la energía eléctrica para el calentamiento, el coste final de esta suele aumentar considerablemente debido a las elevadas crestas de demanda alcanzadas en determinados instantes y al bajo factor de potencia con el que operan, lo que anualmente

supone miles e incluso decenas de miles de dólares [6]. Por ello, es muy común que se apliquen penalizaciones económicas a los grandes clientes, ya que ayudan a mantener estable la calidad de la red y la producción de electricidad y, en definitiva, obligan a un consumo responsable. Esta estrategia de penalización se está haciendo cada vez más frecuente a medida que se incorporan a la red más generadores de energía renovable.

2. OBJETIVOS

El objetivo general de este trabajo es el estudio de las principales técnicas de control de potencia en la industria del caldeo producido por resistencias eléctricas desde la perspectiva de la respuesta a la demanda (DR) y la calidad de suministro eléctrico (PQ).

Como objetivo principal se persigue conseguir una calidad de suministro óptima y una distribución más uniforme de la demanda de potencia en el tiempo con la intención de obtener un ahorro económico y una menor emisión de CO₂ a la atmósfera a través de la reducción de estos picos de energía no deseados y de la mejora del factor de potencia. Con este propósito, se implementará un algoritmo de control en la herramienta de desarrollo LabVIEW basado en la coordinación de las cargas controladas a través de la técnica ICC [7] y empleando una distribución de los ciclos por acumulador [8]. Por último, con la finalidad de probar su efectividad, se desarrollarán unos pequeños prototipos de baja potencia para el control de las cargas que interactuarán con la aplicación de LabVIEW mediante el protocolo M2M MQTT [9] empleado comúnmente en las aplicaciones del internet de las cosas (IoT) [10].

3. ANTECEDENTES

La regulación de potencia en la industria del calentamiento mediante hornos eléctricos de resistencias se puede hacer de muchas formas, no obstante, si se debe de establecer una clasificación, agruparlas según su continuidad parece una buena opción [11], esto es, pueden ser de forma intermitente, empleando para ello contactores, o bien de forma continua, empleando por ejemplo tiristores.

El uso de contactores y componentes eléctricos simples de fácil mantenimiento ha sido la forma tradicional de regulación de potencia en hornos basados en resistencias eléctricas, sin embargo, estos presentaban ciertos inconvenientes como el riesgo de pegado de los contactos, la pobre regulación de temperatura debido al salto térmico de las resistencias producido entre conexión y desconexión y el establecimiento de un tipo de control por umbral bastante complejo que minimizará la realización de las conmutaciones, lo que depende del tiempo de respuesta del sistema.

La regulación mediante contactores puede hacerse en dos o tres niveles. En esta primera el contactor está abierto o cerrado de forma que, durante el tiempo de mantenimiento de la temperatura, la potencia demandada por el horno corresponde a la potencia de pérdidas, mientras que la potencia transferida al horno durante los cortos intervalos tiempos en los que el contactor está cerrado es la potencia nominal del horno, lo que provoca una elevada oscilación en la temperatura. En el control mediante tres niveles se distinguen tres tipos de potencias: La potencia máxima correspondiente al tiempo de calentamiento del horno, una potencia reducida conseguida a través de la conexión estrella-triángulo que da lugar a una reducción de $\frac{1}{3}$ o mediante el acoplamiento serie-paralelo para obtener una reducción de $\frac{1}{4}$. Esta técnica supone una clara mejora respecto de la anterior debido al hecho de que dispone de una potencia intermedia lo que provoca un sobrecalentamiento menor y, por ende, una mayor estabilidad en la temperatura de las resistencias. Sin embargo, tiene un mayor coste ya que el equipo eléctrico requiere de un mayor número de conductores y un mayor mantenimiento relacionado con un mayor número de maniobras, en consecuencia, la vida útil de los contactores disminuye.

Los métodos de calentamiento continuo son más numerosos. En este caso se suelen emplear reostatos para reducir la tensión de alimentación de las resistencias a fin de reducir la potencia entregada. No obstante, esta técnica queda limitada a hornos de baja potencia como los destinados a pequeños laboratorios y particulares. Por otra parte, se emplean transformadores de tensión variable, aunque presentan un elevado coste. También es común emplear reactancias de saturación variable para modular la potencia a pesar de presentan bastantes desventajas como la degradación del factor de potencia, la incapacidad de anular la potencia entregada y su elevado coste. Finalmente se encuentran los dispositivos basados en tiristores, estos se tratarán de una forma más profunda a continuación.

Un tiristor es un dispositivo semiconductor que se comporta como interruptor o contactor, pero con la gran diferencia de que el número de conexiones o el momento de la conexión pueden elegirse libremente o ser tan elevado como se requiera. Además, es capaz de manejar grandes potencias y limitarlas fácilmente con una pequeña corriente de mando, presentando un bajo consumo cuando está desconectado. No obstante, durante la conducción se producen una serie de pérdidas que hacen que el dispositivo vea incrementada su temperatura por lo que se debe gestionar su refrigeración de una forma eficiente ya sea mediante agua o aire. Todas estas características han llevado a este dispositivo a ser el más empleado en la regulación de tipo continuo en la industria del calentamiento mediante resistencias eléctricas. Bajo este método,

existen principalmente tres técnicas cuya diferencia radica principalmente en la forma en la que se producen las órdenes de conducción del semiconductor.

Por un lado existe la operación por ángulo de fase [12] presentada en la Figura 1, caracterizada por tiempos de conducción relativamente cortos, inferiores a un semiciclo de la tensión de red, y por producir una alta emisión de armónicos, especialmente cuando se trabaja en baja potencia. No obstante, es interesante su uso en resistencias no metálicas y en general con fuerte dependencia de la resistencia con la temperatura como las de MoSi_2 durante la fase inicial de calentamiento para más tarde pasar a otro tipo de control.

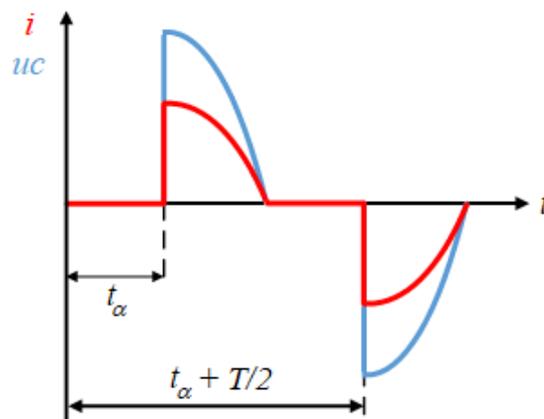


Figura 1. Onda característica empleando la técnica de ángulo de fase.

Con el objetivo de mejorar esta técnica, en [13], se propone un tipo de control que denominan “Phase Angle Load Tap Changing” presentado en la Figura 2 y basado en un transformador cuyo circuito primario posee varias tomas, excitadas cada una de ellas mediante tiristores y a su vez controladas mediante la técnica de ángulo de fase anterior. De este modo, con órdenes de disparo superpuestas se consigue una composición de tensiones que da lugar a un mayor factor de potencia incluso trabajando a bajas potencias.

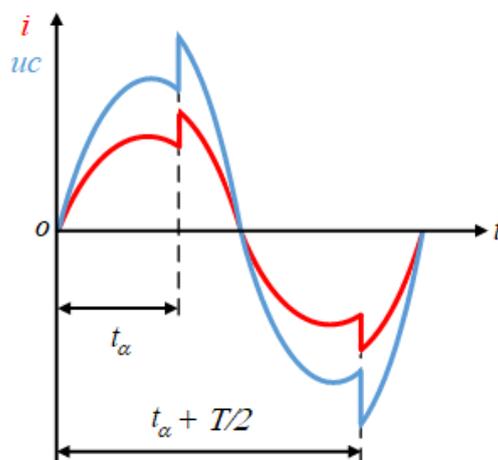


Figura 2. Onda característica empleando el control PALTC.

En [14], [15] se suelen emplear impulsos relativamente largos, de forma que la salida sea la consecución de trenes de ondas completas con α ciclos de encendido y β ciclos de apagado, esta técnica es denominada ICC por sus siglas en inglés “*Integral Cycle Control*” y se caracteriza por emplearse para el calentamiento de resistencias metálicas, además de provocar una baja emisión de armónicos y de permitir el empleo de transformadores reductores de tensión. La Figura 3 presenta el aspecto típico de la onda de salida cuando se aplica esta técnica.

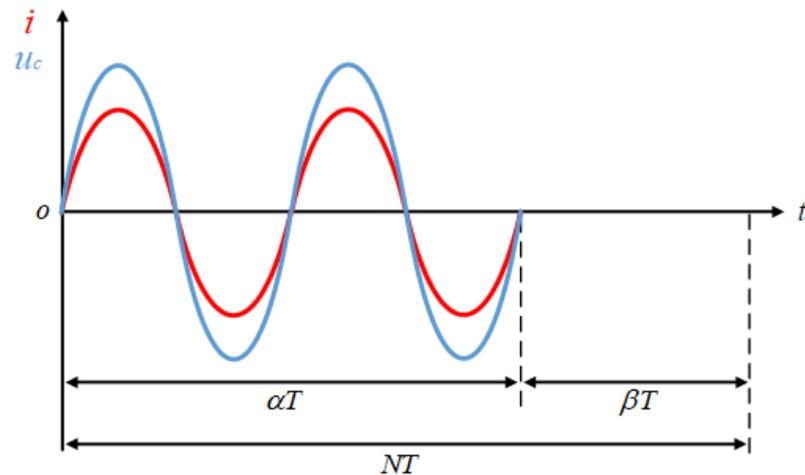


Figura 3. Onda característica empleando la técnica ICC con $\alpha = 2$ y $\beta = 1$.

Debido a que la distribución de los ciclos a lo largo del periodo N no resulta única, bajo la técnica ICC surgen diferentes variantes. Generalmente la calidad de estas se mide en base a la desviación respecto al patrón de distribución regular de estos α ciclos a lo largo de N . Existen multitud de técnicas, no obstante, aquí se expondrá únicamente la técnica que logra distribuir los ciclos de forma óptima basada en la suma acumulativa o redondeo. La Figura 4 ilustra las diferencias entre esta y el PWM convencional para $\alpha = 7$ y $N = 15$.

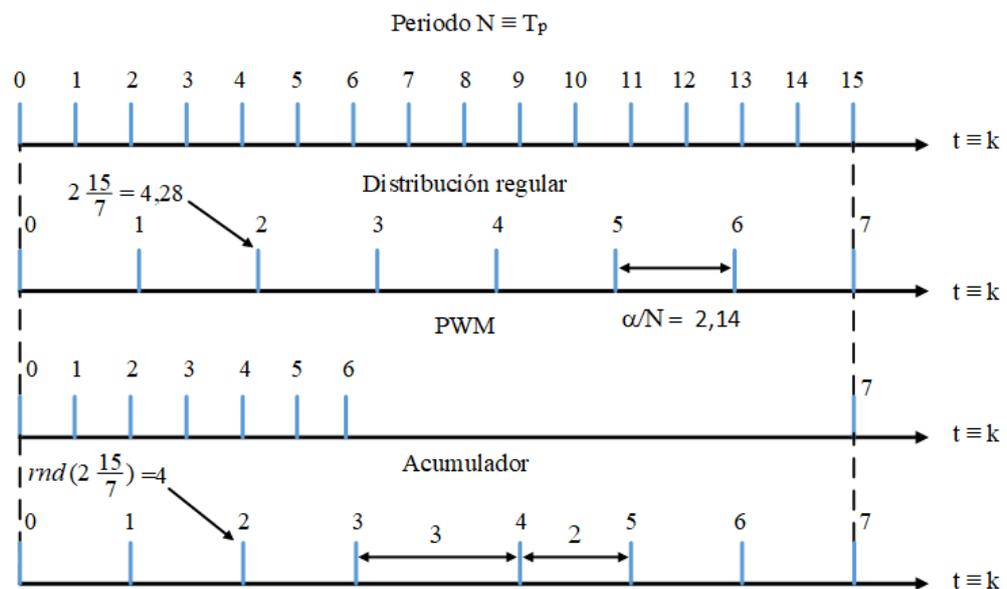


Figura 4. Diagrama temporal comparativo entre la distribución basada en acumulador y el PWM convencional.

Obsérvese que, cuando N es divisible entre α , los ciclos pueden distribuirse de forma regular, no obstante, cuando esto no ocurre es inevitable una cierta irregularidad, por tanto es esencial mantenerla al mínimo. Esto es posible a través del redondeo al entero más cercano por lo que los ciclos deberán ocurrir en los instantes k dados por la ecuación (1). Se puede comprobar fácilmente como la relación entre la distancia máxima y mínima entre dos ciclos es siempre de la unidad.

$$k = \text{rnd} \left(i \frac{N}{\alpha} \right) \quad i = 0,1 \dots \alpha - 1 \quad (1)$$

Por último, en [16], [17] se va un paso más allá desarrollando un algoritmo de optimización que implementa técnicas de respuesta a la demanda. De esta forma se da una solución al problema de las altas puntas de demanda alcanzadas debido a que se desarrolla un sistema capaz de coordinar las cargas en el tiempo empleando la técnica ICC, de modo que se distribuyen a lo largo de cada ciclo para conseguir una demanda lo más uniforme posible. Así también se elimina el problema de la emisión en frecuencias inferiores a la fundamental provocado por el elevado número de ciclos que son necesarios para conseguir una resolución de potencia aceptable cuando cada carga opera individualmente empleando dicha técnica. En esencia el funcionamiento de este sistema se puede describir mediante la Figura 5.

Obsérvese como en el instante en el que se lleva a cabo la optimización, tanto la distribución de potencia como la emisión armónica mejoran con solo aplicar acciones de desplazamiento en el tiempo.

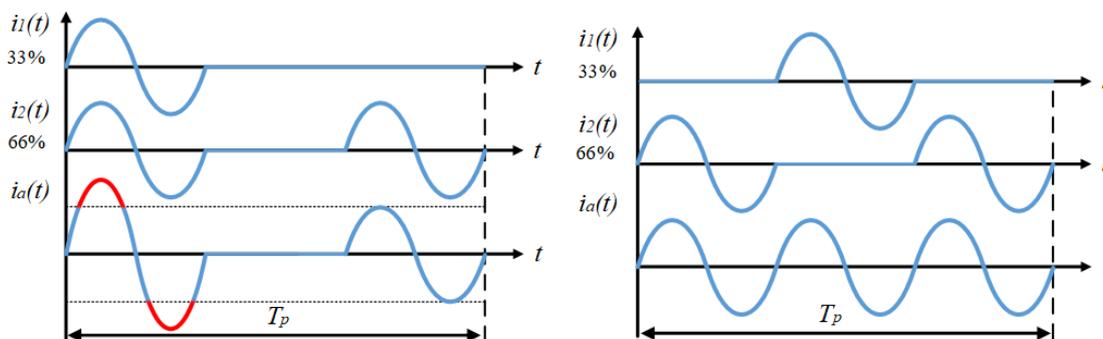


Figura 5. Algoritmo de optimización propuesto en [16], [17].

4. MATERIALES Y MÉTODOS

El objetivo de esta sección no es otro que el de presentar el instrumental empleado en las pruebas y experimentos de laboratorio realizados, así como mostrar el fundamento de las soluciones propuestas para los objetivos marcados en la sección 2.

4.1. Descripción del instrumental de laboratorio empleado

Para la realización de estas pruebas y experimentos de laboratorio se ha empleado un gran número de instrumentos, entre los más destacados se encuentran los que se listan a continuación:

- Pinza de corriente Tektronix A622: Mediante este instrumento ha sido posible monitorizar la corriente agregada, compuesta por la suma de cada uno de los módulos de control de potencia basados en TRIAC. Se trata de una pinza de tipo activo con un rango de medida de 100 mA - 100 A, una ganancia ajustable de 10 y 100 mV/A y unas frecuencias de corte inferior y superior de 0 Hz y 100 kHz respectivamente, lo que la hace más que adecuada para este propósito.
- Osciloscopio Tektronix MDO3024: Se trata de un osciloscopio de dominio mixto con 4 canales analógicos y un ancho de banda de 200 MHz que, además integra múltiples funcionalidades entre las cuales destacan: Analizador de espectro básico, navegación wave Inspector, MSO, análisis y disparo de bus serie y paralelo y voltímetro digital. En este trabajo, se ha empleado para la monitorización de las señales de la electrónica de control de cada uno de los módulos y para la obtención del espectro de la corriente agregada objeto de análisis.
- Osciloscopio y registrador de datos Yokogawa DL85002: Este osciloscopio-registrador es un instrumento modular de alta velocidad de adquisición y alta tensión de aislamiento, con canales totalmente aislados entre sí por lo que permitirá visualizar las magnitudes de la red como la tensión de alimentación y la corriente. También permite adquirir formas de onda para su análisis de forma que estos datos puedan ser analizados posteriormente con cualquier software. Una forma bastante habitual de realizar este análisis es la adquisición de los datos con extensión .mat para posteriormente emplear MATLAB®.
- Fuente de alimentación Agilent E3631A: Se trata de una fuente de tensión programable triple, esto es, proporciona tres salidas de tensión ajustables con capacidades de 0 – 25 V / 0 – 1 A, 0 – -25 V / 0 – 1 A y 0 – 6 V / 0 – 5 A siendo posible limitar la corriente de cortocircuito para la protección de los equipos. Debido a que cada uno de los módulos requiere de la alimentación de la electrónica de control para operar, se empleará una de sus salidas para esta misión.

Todos estos equipos anteriores junto con otros aparecen en el escenario de los ensayos presentado en la Figura 6.

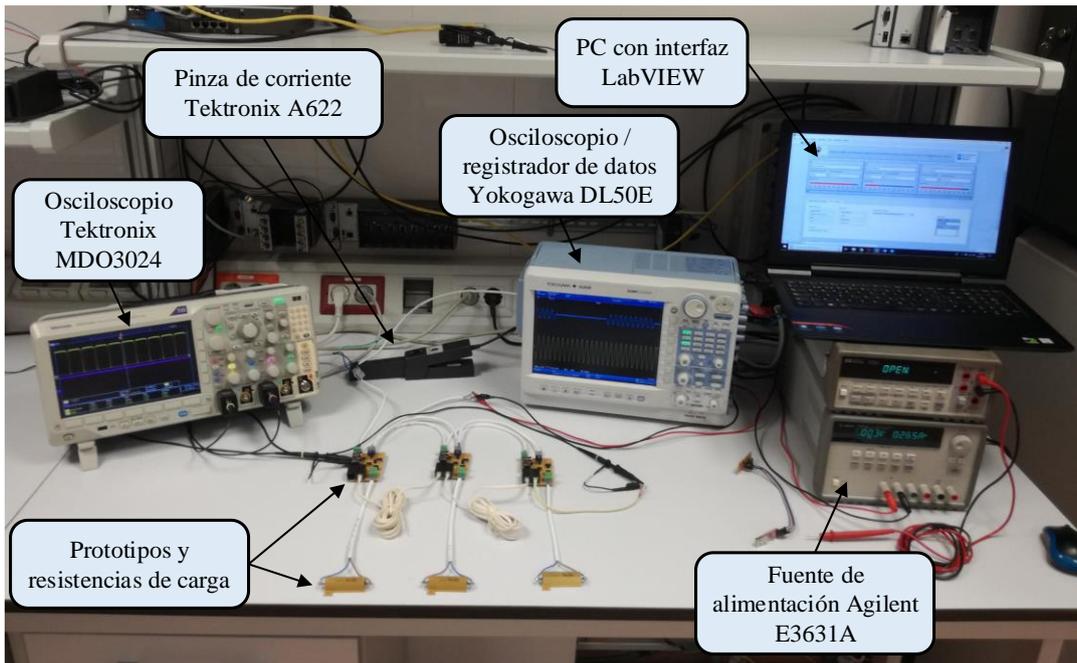


Figura 6. Laboratorio de ensayos e instrumental empleado.

4.2. Formulación matemática del problema de optimización

En este trabajo, el problema de optimización se plantea de forma múltiple, esto es, existen al menos dos objetivos que satisfacer. De una parte, se debe minimizar la distorsión armónica inherente al uso de la técnica ICC implementada y, por otro lado, se debe conseguir una demanda de energía en el tiempo lo más uniforme posible. Por tanto, para desarrollar una estrategia capaz de satisfacer estos objetivos de forma eficaz, se hace necesario un análisis desde el punto de vista matemático que ponga de manifiesto la relación entre ellos. No obstante, con la intención de no perder la visión de conjunto en tan tedioso análisis matemático, se presenta en la Tabla 1 la nomenclatura que se empleará en el resto del texto.

Tabla 1. Nomenclatura empleada.

b_h	Coefficiente del seno en la serie de Fourier	P_j	Potencia nominal de cada carga j
h	Índice armónico	P_j^d	Demanda de potencia de cada carga j
i	Índice que indica el orden de los ciclos activos en k	P_k	Potencia media evaluada en la posición o ciclo k dentro de T_p
$i_a(t)$	Corriente agregada instantánea de varios receptores	$rnd()$	Función de redondeo al número entero más cercano
$i(t)$	Corriente instantánea	$S_{j,k}$	Variable binaria de decisión que indica el estado de la carga j en el ciclo de red k dentro de T_p
I	Valor eficaz de la corriente	T_c	Periodo de red
I_h	Valor eficaz de la resultante de las componentes con orden armónico h	T_p	Periodo empleado para el control ICC
I_k	Valor eficaz de la corriente evaluado en la posición o ciclo k dentro de T_p		

I_N	Valor eficaz de la resultante de las componentes con orden armónico N	V	Tensión de red
j	Índice que indica cada una de las cargas conectadas	α_j	Número de ciclos de encendido de una carga j en un periodo N
k	Índice que indica la posición de un periodo de red en T_p	φ_h	Ángulo de fase de I_h
L	Número de cargas	ω_c	Pulsación angular de red
N	Número de periodos de red que forman T_p	ω_p	Pulsación angular debido a T_p

Una de las herramientas matemáticas que se vuelven imprescindibles en el instante en el que se trata con señales u ondas periódicas en el tiempo es el desarrollo en series de Fourier. Por tanto, se comenzará considerando la onda de corriente de la Figura 7 ya que representa la unidad mínima de energía que puede ser entregada a un receptor final empleando el método ICC y se caracterizarán sus emisiones armónicas con la intención de extender este procedimiento a cualquier forma de onda agregada. Es evidente que resulta una función impar, lo que atribuye una serie de propiedades al desarrollo que hace posible expresar dicha función del tiempo mediante la ecuación (2).

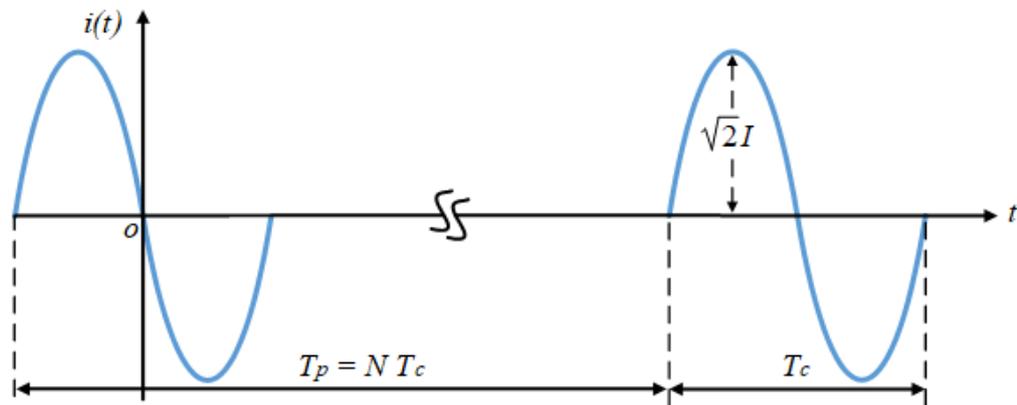


Figura 7. Onda de corriente de energía mínima en el método ICC.

$$\begin{aligned}
 i(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I b_h \sin(h\omega_p t), & h \in \mathbb{N} \\
 b_h &= \frac{4}{T_p} \int_0^{T_p/2} -\sin(\omega_c t) \sin(h\omega_p t) dt \\
 b_h &= \frac{2N}{\pi(h^2 - N^2)} \sin\left(\frac{\pi h}{N}\right), & h \neq N \\
 b_h &= -\frac{1}{N}, & h = N
 \end{aligned} \tag{2}$$

Donde esta función de h representa la distribución de la energía a lo largo del espectro respecto de la amplitud y revela a través de la Figura 8 como la mayoría de la distorsión armónica reside en baja frecuencia.

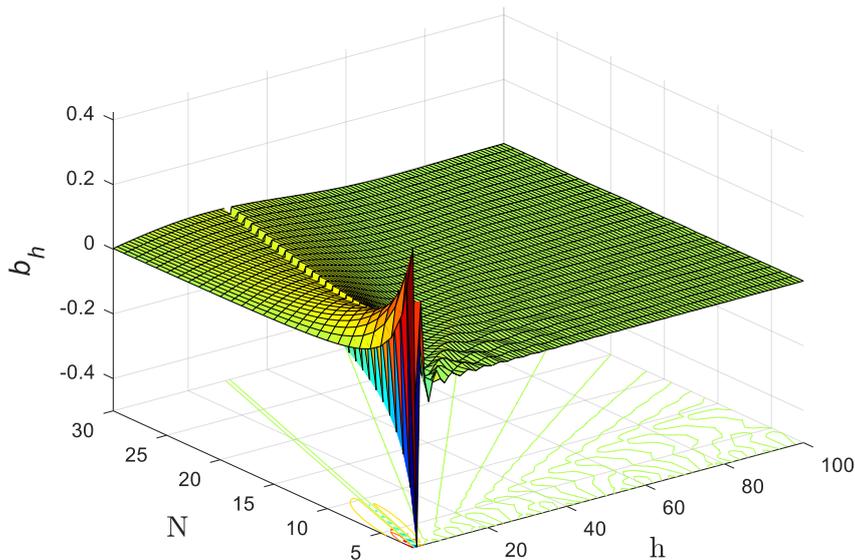


Figura 8. Evolución de b_h respecto de N y h .

Cualquier forma de onda de tipo agregado puede ser expresada entonces mediante la suma de las infinitas componentes en frecuencia de esta onda anterior desplazadas k veces su periodo y teniendo en cuenta además cuantos receptores j , están activos al tiempo en el intervalo k lo cual se indica mediante la matriz de decisión binaria $S_{j,k}$ tal y como se presenta en la ecuación (3).

$$i_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega_p t - \varphi_h)$$

$$I_h = \sqrt{\left[b_h \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) \sin\left(\frac{2\pi h k}{N}\right) \right]^2 + \left[b_h \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) \cos\left(\frac{2\pi h k}{N}\right) \right]^2} \quad (3)$$

$$\varphi_h = \tan^{-1} \left[\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) \sin\left(\frac{2\pi h k}{N}\right)}{\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) \cos\left(\frac{2\pi h k}{N}\right)} \right], \quad S_{j,k} \in [0,1]$$

Una vez expresada $i_a(t)$ en función de sus componentes en frecuencia, se propone el problema de optimización de la ecuación (4) cuyo objetivo es minimizar la energía presente en las componentes de baja frecuencia, raíz de la mayor parte de la distorsión armónica presente en la onda. También deben tenerse en cuenta las restricciones relacionadas con la cantidad de potencia demandada por cada carga j , lo que resulta en seleccionar el número de ciclos de red que recibirá en un periodo de control T_p .

$$\min: z = \frac{1}{I_N} \sqrt{\sum_{h=1}^{N-1} I_h^2} \quad (4)$$

$$\text{s. a: } \sum_{k=0}^{N-1} S_{j,k} = \text{rnd} \left(N \frac{P_j^d}{P_j} \right)$$

Cabe decir pues, que la intención de este modelo de optimización no es otra que la búsqueda de la forma de onda que contenga la energía requerida por cada grupo de cargas a través de $S_{j,k}$, aunque, con la menor distorsión en baja frecuencia. Este modelo es excelente para poner de manifiesto el problema tratado, no obstante, se trata de un problema de programación no lineal con variables discretas (MINLP) nada sencillo de resolver, por lo que, será abordado no solo teniendo en cuenta la distorsión en baja frecuencia sino también el resto del espectro lo que facilitará enormemente su resolución. Uno de los índices más usados para cuantificar esta distorsión es el factor de distorsión v , mostrado en la ecuación (5).

$$v = \frac{I_N}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} = \frac{I_N}{I}, \quad h \in \mathbb{N} \quad (5)$$

A través de este enfoque basta con determinar I_N e I para obtener la evolución de v respecto a $S_{j,k}$. De acuerdo a la ecuación (3) el valor eficaz de la componente con índice armónico N vendrá dada por la ecuación (6). Nótese como desaparece completamente la naturaleza vectorial de esta componente y sus múltiplos, convirtiéndose en una mera suma aritmética de cada una de las componentes de partida. Por consiguiente, es importante resaltar el desacople que se produce entre este parámetro y la distribución de los ciclos de red a lo largo de T_p pasando a depender

únicamente de la potencia demandada por cada carga j , esto reduce el problema de optimización a minimizar I .

$$I_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) = \frac{1}{NV} \sum_{j=1}^L P_j \sum_{k=0}^{N-1} S_{j,k} = \frac{1}{NV} \sum_{j=1}^L P_j \text{rnd} \left(N \frac{P_j^d}{P_j} \right) \quad (6)$$

En contraposición, el valor eficaz I depende de la superficie bajo $i_a^2(t)$ y, por tanto, de la distribución que se haga de los ciclos a lo largo del periodo, esto es, existen varias formas de onda que contienen la misma energía y, sin embargo, poseen valores eficaces completamente distintos. La magnitud de este valor puede determinarse a partir de la ecuación (7), obsérvese como también puede ser expresado a través de I_N y de la varianza de la variable que indica el valor eficaz de la corriente en cada posición o ciclos k del periodo T_p . Visto de otro modo, la desviación típica corresponde al valor eficaz de la corriente de distorsión a lo largo del periodo.

$$I = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{j=1}^L S_{j,k} \left(\frac{P_j}{V} \right) \right]^2} = \sqrt{\sigma_{I_k}^2 + I_N^2} \quad (7)$$

En conclusión, el problema de optimización inicial se convierte en el problema de optimización sin restricciones presentado en la ecuación (8) y equivalente a minimizar esta varianza a la que se hacía referencia, por tanto, la conclusión más inmediata ante este resultado es que los objetivos de reducción de la distorsión y de respuesta a la demanda en el sentido de minimizar los picos de potencia en el suministro toman caminos idénticos por lo que realmente se trata de un único objetivo a satisfacer.

$$\min: \quad I = \sqrt{\sigma_{I_k}^2 + \left[\frac{1}{NV} \sum_{j=1}^L P_j \text{rnd} \left(N \frac{P_j^d}{P_j} \right) \right]^2} \quad (8)$$

5. METODOLOGÍA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS

Como se ha comprobado en el apartado anterior, el enfoque óptimo para reducir la emisión armónica y además llevar a cabo acciones de respuesta a la demanda en el sentido de evitar las altas puntas de potencia es tratar de minimizar la varianza de la distribución a lo largo del ciclo T_p . Por tanto, se propone un algoritmo de planificación basado en la técnica ICC y, en concreto, mediante la distribución basada en acumulador en aras de maximizar el grado de uniformidad con el que se entrega la energía a cada una de las cargas, lo que redundará en una distribución más estable de la temperatura, aspecto fundamental en este caso ya que los receptores finales son hornos eléctricos de resistencias. Es evidente que no todas las cargas poseerán una distribución de ciclos según este método, si esto tuviera lugar de esta forma no habría grado de libertad posible para desarrollar acciones de minimización, sin embargo, sí pueden conseguirse distribuciones muy similares e incluso iguales en varios casos.

5.1. Algoritmo de asignación de potencia desarrollado

El fundamento del algoritmo consiste en distribuir en orden decreciente de potencia nominal cada una de las cargas implicadas y, en cada carga, distribuir los ciclos de forma que quede una distribución tan similar como sea posible a la técnica de distribución mediante acumulador, aunque priorizando su distribución en las posiciones k con potencia mínima. La Figura 9 ilustra de forma fiel el modo de proceder de este algoritmo desarrollado en LabVIEW.

El número de ciclos correspondientes a una carga j en función de su potencia demandada vendrá dado por las restricciones del modelo de optimización propuesto inicialmente en la ecuación (4), no obstante, esta puede reescribirse como indica la ecuación (9). La selección de N se hará de forma manual mediante la interfaz de usuario de forma que se puedan establecer diferentes tipos de experimentos.

$$\alpha_j = rnd \left(N \frac{P_j^d}{P_j} \right) \quad (9)$$

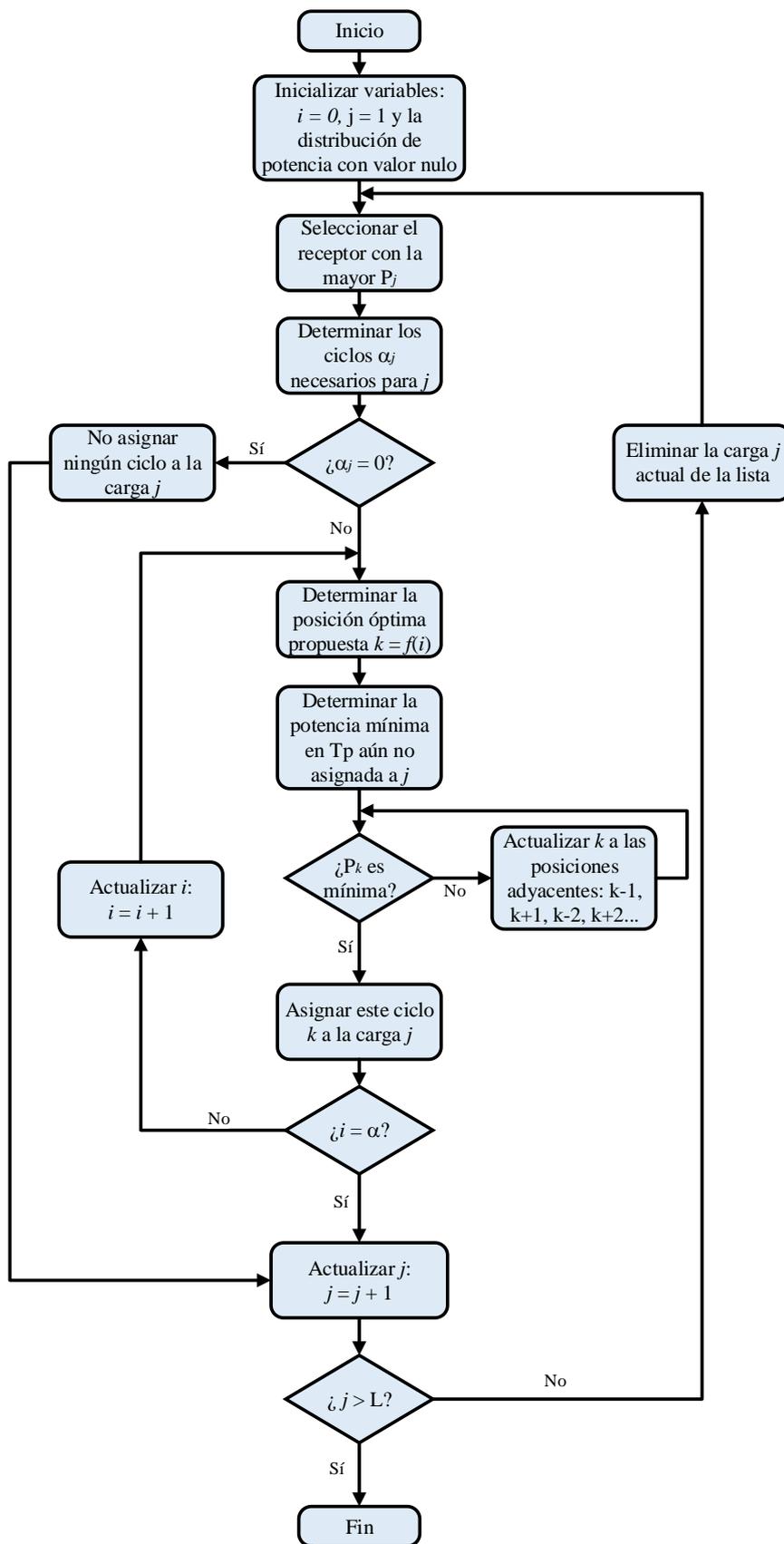


Figura 9. Algoritmo propuesto para minimizar la varianza de la distribución.

Un detalle importante es la búsqueda de la posición con potencia mínima a partir del ciclo k propuesto. Es vital diferenciar entre mínimo absoluto y mínimo sin asignar, esto es, puede ocurrir que el ciclo con potencia mínima ya este asignado a la carga j actual por lo que no se puede volver a asignar debiendo buscar el siguiente mínimo ya de carácter local. La Figura 10 presenta gráficamente el modo en el que se realiza la búsqueda. Obsérvese como se comienza a buscar en los alrededores de esta posición con el objetivo de mantener al mínimo la desviación entre la asignación de ciclos final o real y la dada por la técnica basada en acumulador. En este caso concreto el mínimo absoluto se encuentra en la posición 14, sin embargo, ya está asignado, con lo que deberá de asignarse el mínimo local ubicado en la posición 9.

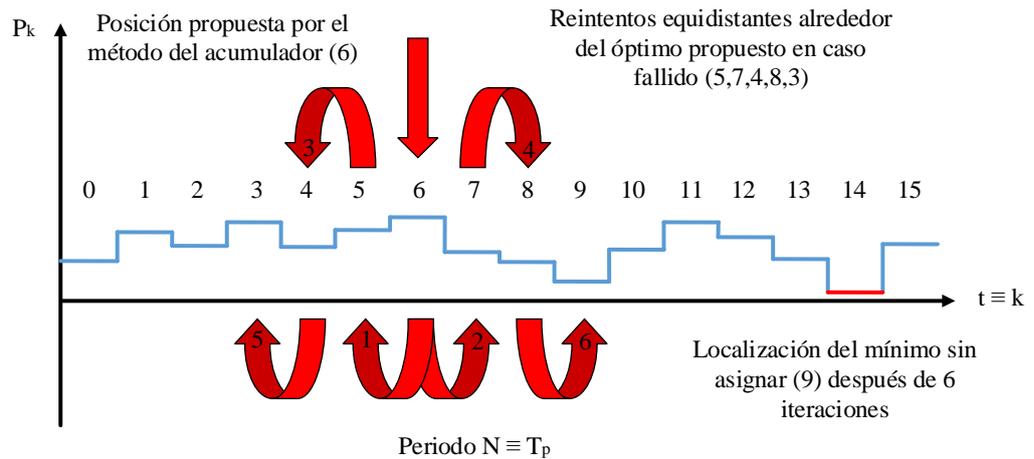


Figura 10. Ejemplo de búsqueda del cuarto ciclo ($i = 3, k = 6$) en el caso propuesto previamente con $\alpha = 7$ y $N = 15$.

5.2. Descripción del prototipo desarrollado

Con el objetivo de implementar este algoritmo de optimización desarrollado basado en la técnica ICC, se ha construido el prototipo de la Figura 11 basado en varios circuitos integrados comerciales que realizan funciones básicas de la electrónica como son la detección del cruce por cero de la tensión de alimentación, para la sincronización con la red a través del optoacoplador LTV-814, la adaptación de niveles CMOS a EIA-485 para la comunicación serie mediante el circuito MAX3485, la excitación del Triac mediante el driver optoacoplado MOC3021 y la regulación lineal de tensión para la alimentación de cada uno de estos circuitos empleando el componente LM2937-3.3V. Se han dispuesto también dos zócalos de 3 y 8 pines para la inserción tanto del Triac BT-131 utilizado en la electrónica de potencia como para la plataforma ESP01 respectivamente, lo que ofrece una gran flexibilidad en este caso, bien por ser componentes sometidos a un elevado estrés eléctrico y, por tanto, susceptibles de fallo o bien por necesidad de tener que ser reconfigurados o reprogramados con cierta frecuencia.

Las interfaces disponibles son dos entradas correspondientes a la alimentación de la parte de potencia (230 Vac / 50Hz / 230 Wmax) y a la alimentación de la electrónica de control (5-26 Vdc) y los terminales de salida para la conexión con la carga objeto de control. Además, dos conectores RJ11 hacen posible la comunicación serie con los demás dispositivos a través del bus EIA-485 [18] lo que permite la coordinación entre las acciones de control de cada uno de ellos, por tanto, en concordancia con el protocolo existirán dos tipos de dispositivos: Dispositivos maestros o generadores de la señal de sincronía y esclavos o receptores de la señal de sincronía.

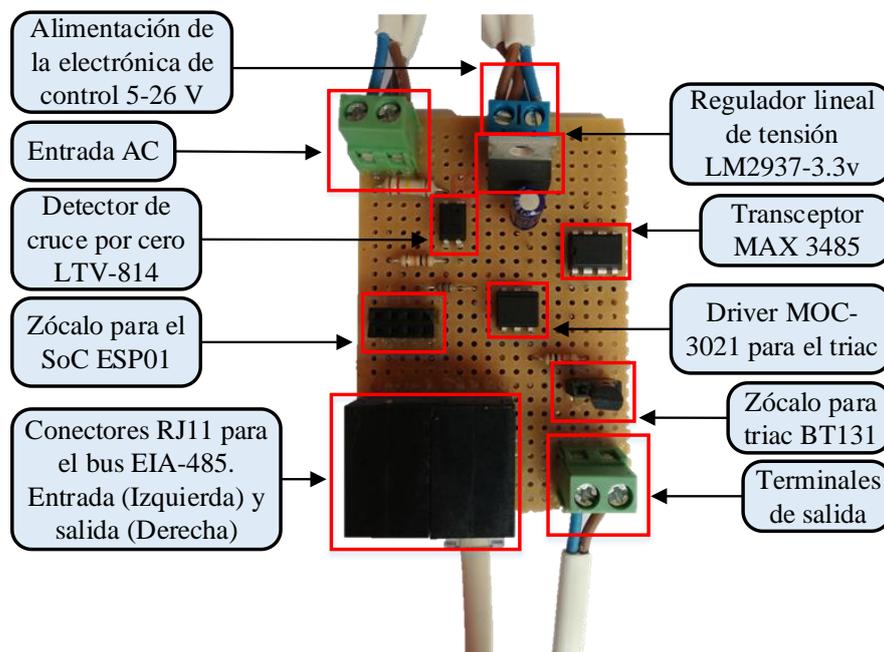


Figura 11. Prototipo construido para los ensayos.

Adicionalmente, también se ha implementado el protocolo MQTT en cada dispositivo mediante el uso de la librería PubSubClient.h desarrollada por Nick O’Leary [19] pudiendo de esta forma actuar como clientes receptores del resultado de la optimización y por tanto ejecutar posteriormente las órdenes de bloqueo y conducción del semiconductor en función del patrón recibido y con la finalidad de regular el flujo de potencia hacia el exterior.

Como ya se ha adelantado, la implementación digital ha sido llevada a cabo mediante la plataforma de desarrollo ESP01 mostrada en la Figura 12 y que incorpora el system on chip ESP8266 de Espressif Systems ®. En la Tabla 2 quedan recogidas algunas de las características de este SoC [20], [21].

Tabla 2. Características ESP8266.

Categoría	Parámetros	
Hardware	Tensión de alimentación	2,5 ~ 3,6 V
	Consumo medio	80 mA (0,5 µA ~ 170 mA)
	Procesador	Tensilica Xtensa LX106 32 bits (RISC)
	Velocidad	24-52 MHz
	Memoria	50 kB de RAM y 512 kB externa de programa (SPI)
	Rango de temperaturas	-40 ~ 125 °C
	Encapsulado	QFN32 (5x5 mm)
	Periféricos	2 x UART / 3 x SPI / 1 x I2C / 2 x I2S / 17 x GPIO / 1 x ADC / 4 x PWM (Multiplexación entre GPIOs y el resto)
Wi-Fi	Certificación	Wi-Fi Alliance
	Estándar	IEEE 802.11 b/g/n

	Rango de frecuencias	2400 ~ 2483,5 MHz
Software	Modos Wi-Fi	Estación / Punto de acceso / Punto de acceso + Estación
	Seguridad	WPA/WPA2
	Encriptación	WEB/TKIP/AES
	Actualización del firmware	Vía UART u OTA (A través de la red)
	Protocolos de red	IPv4 / TCP / UDP / HTTP / FTP

Puede comprobarse como el uso de la plataforma ESP01 tiene una drástica reducción de periféricos accesibles respecto al SoC ESP8266, ya que solo es posible acceder a una de las UART y a 2 GPIOs, sin embargo, las especificaciones de la aplicación a desarrollar quedan perfectamente cubiertas de esta forma, siendo además factores como su tamaño y su coste totalmente decisivos en su elección.

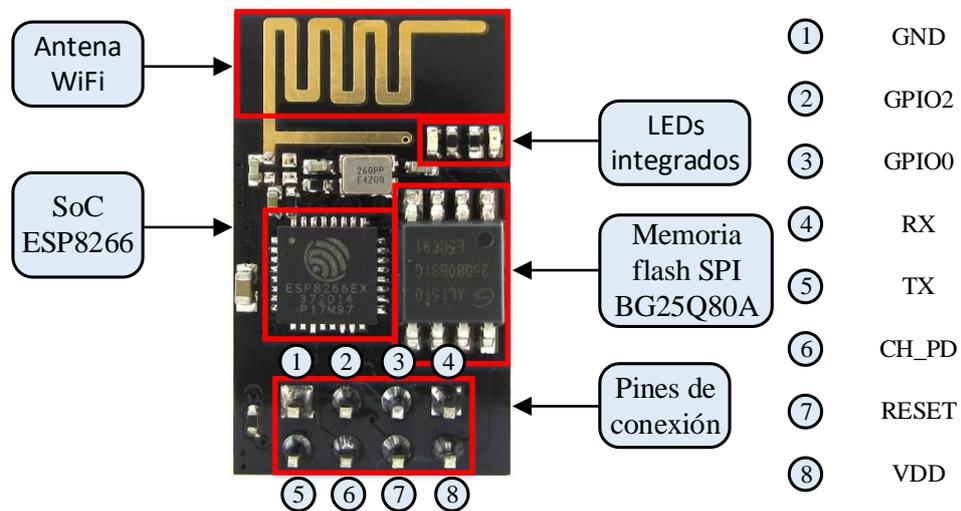


Figura 12. Plataforma de desarrollo ESP01 y pines de conexión.

A continuación, se mostrará el funcionamiento interno de cada uno de los prototipos, esto es, la programación llevada a cabo en la plataforma de desarrollo. No se debe perder de vista cada una de las fuentes de eventos que deben ser atendidas para el perfecto funcionamiento del equipo: En primer lugar, se debe atender el bloque detector de cruce por cero, quien enviará un pulso a nivel bajo a la entrada GPIO0 cada vez que se produzca un cruce por cero, atendiendo a los datos enviados por el bróker MQTT y por el puerto serie según se trate de un dispositivo maestro o esclavo y, además, debe ser capaz de realizar el disparo y bloqueo del TRIAC mediante la salida GPIO2. La Figura 13 presenta el flujo en primer plano encargado de realizar la configuración inicial de los periféricos, el mantenimiento de la conexión MQTT y la sincronización mediante el bus EIA-485 en caso de un dispositivo esclavo. Se ha dividido en los bloques setup y loop típicos de la programación con la herramienta de desarrollo de Arduino.

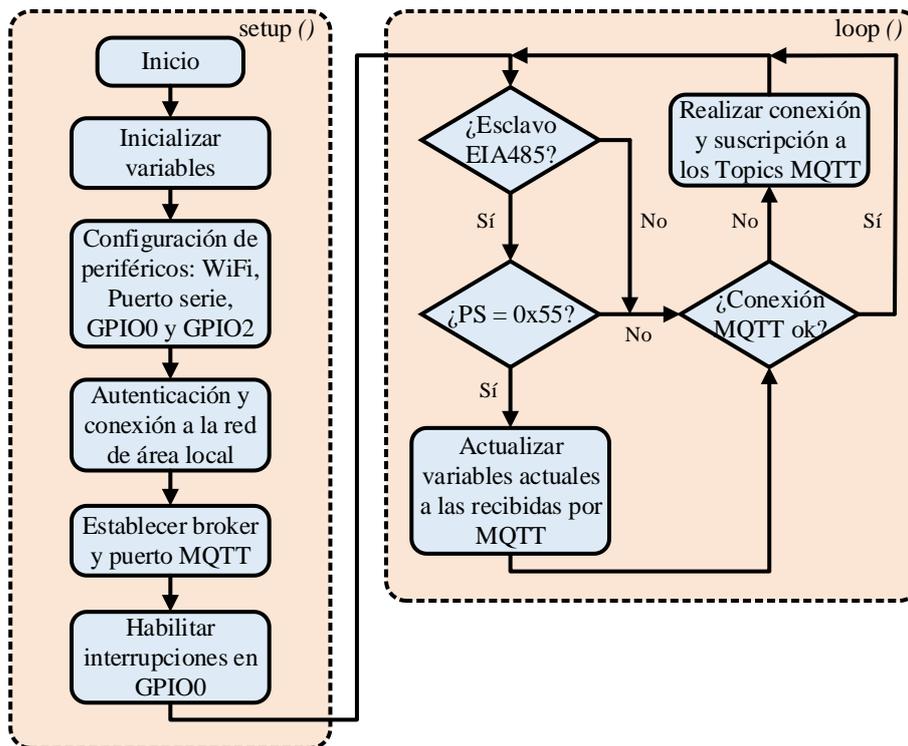


Figura 13. Flujo de operaciones en primer plano del ESP01 para el control de los prototipos.

Por otra parte, se encuentra la subrutina de recepción MQTT mostrada en la

Figura 14 encargada de recoger los datos enviados a cada módulo. La comunicación MQTT se ha enfocado de una forma muy simple estableciendo únicamente dos tipos de topics a los que todos los módulos están suscritos: El primero de ellos es el topic en el que el bróker publica el patrón de conmutación de cada dispositivo individual, este es de la forma *ICC/<ID del módulo direccionado>/switchingPattern* convirtiéndose el dato recibido en formato UTF-8 a un entero sin signo de 64 bits donde el estado de cada uno de estos bits representa el que debe ser el comportamiento del dispositivo semiconductor en el ciclo o posición *k*, de este modo un “1” indicaría el disparo y un “0” el bloqueo del TRIAC. El segundo de ellos está relacionado con el periodo o número de ciclos *N* seleccionado para realizar el control de potencia, es común a todos y es de la forma *ICC/Period*, los datos recibidos en este caso son convertidos a enteros sin signo de 8 bits y están acotados al valor máximo de 64 por ser el número de bits empleado en el patrón binario de conmutación y, en consecuencia, el máximo valor de ciclos que se pueden emplear sin desbordamiento.

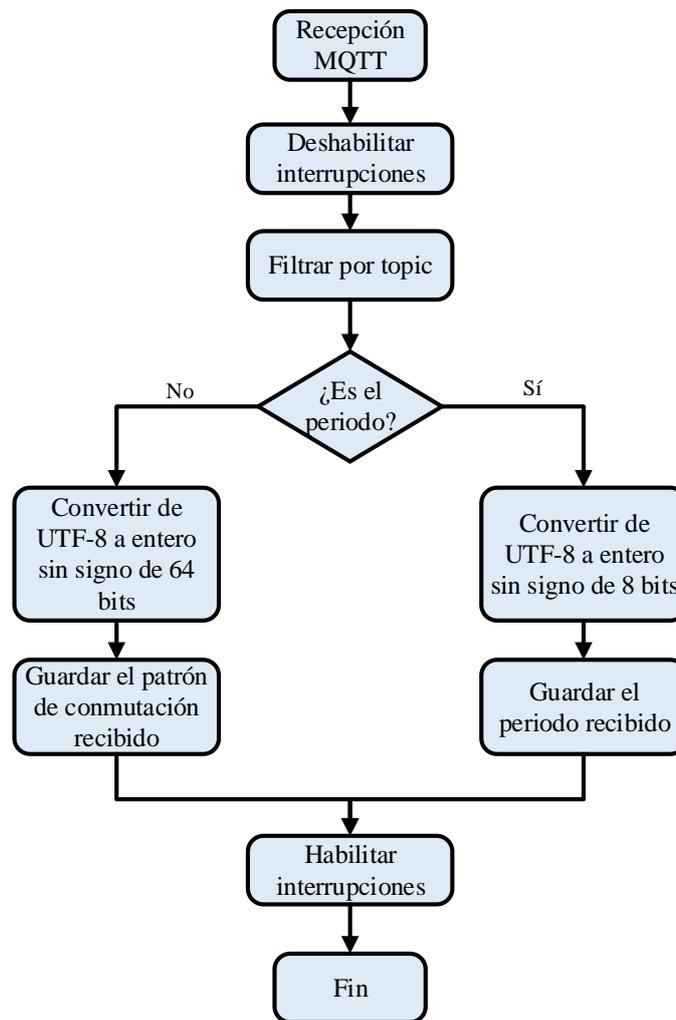


Figura 14. Subrutina de recepción de los datos vía MQTT.

La subrutina de gestión de los cruces por cero de la tensión de alimentación se ha abordado mediante interrupciones, el grueso de su algoritmia consiste en comprobar el estado de los bits internos del patrón binario de conmutación recibido para ejecutar el disparo o el bloqueo del TRIAC. Un detalle importante es el envío del paquete de sincronismo por parte del maestro a los esclavos, y la actualización de las variables actuales del periodo y patrón binario a las recibidas mediante MQTT. Obsérvese como siempre se realiza en el último ciclo, de esta forma se evitan formas de onda no deseadas por el cambio de los valores durante el transcurso del periodo. El aspecto del flujo de instrucciones de esta subrutina se presenta en la Figura 15.

Por último, en cuanto a la selección de las resistencias de carga, se debe decir que no es un parámetro decisivo en este trabajo por lo que seleccionará un valor lo suficientemente elevado como para que la potencia disipada por cada unidad se mantenga en un valor asumible, aunque notable; esto es, no se pretende evaluar la capacidad de las unidades de Triac de manejar elevadas potencias, sino que el objetivo es evaluar la eficiencia o el rendimiento del algoritmo diseñado para la gestión activa de la demanda y la reducción de la distorsión armónica. Se ha considerado a bien emplear resistencias de 680Ω 100 W y de 1,5 y 2,2 k Ω 50W lo que supone una potencia nominal de unos 78, 35 y 24 W por dispositivo respectivamente.

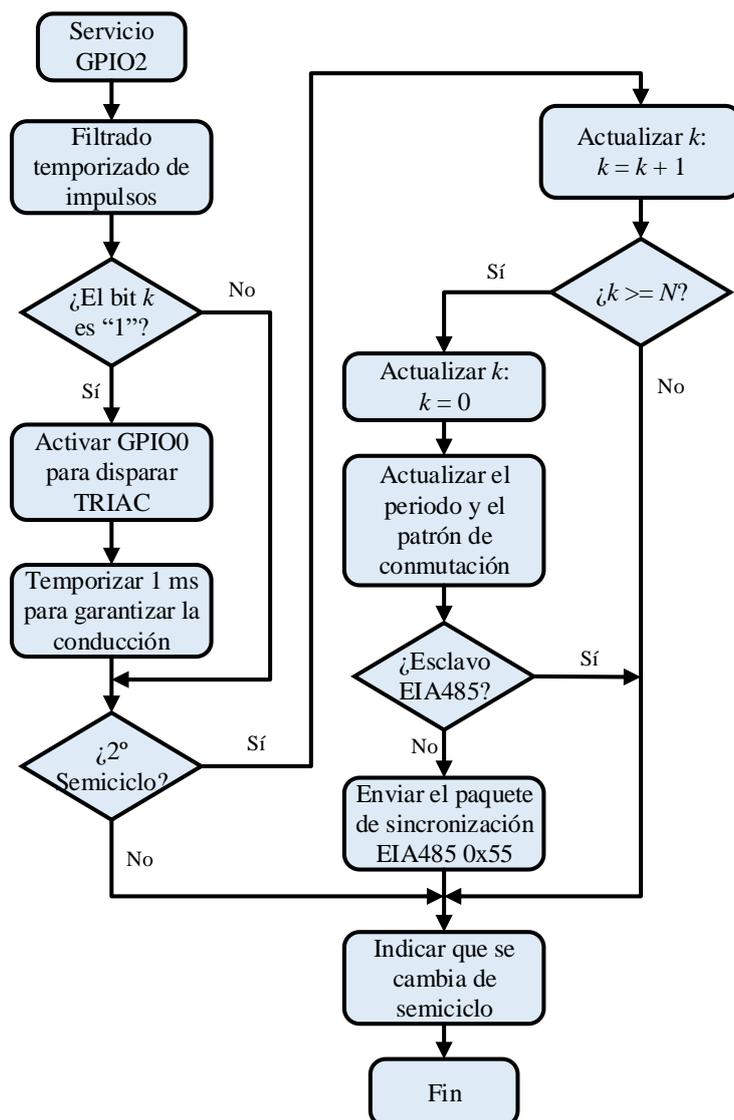


Figura 15. Subrutina de interrupción para la gestión de los cruces por cero de la alimentación.

5.3. Red de comunicaciones

Para la correcta operación de los módulos de control de potencia, se propone la red de comunicaciones de la Figura 16. En esta se ha implementado el protocolo MQTT mediante enlace WiFi y el protocolo cableado EIA-485 funcionando a 115,2 kbps. Como gestor de las comunicaciones o nodo central MQTT se ha empleado el bróker online HIVEMQ [22] por ser de carácter público y gratuito entre otras razones.

La elección de otro protocolo además de este queda justificada debido al alto grado de sincronía que deben poseer las unidades o módulos de potencia por lo que no parece fiable realizar un enlace inalámbrico. Además, tras varios ensayos de sincronismo donde se emplearon tanto protocolos orientados a conexión como lo son MQTT y TCP/IP y protocolos no orientados a la conexión como UDP resultaban no cumplirse las altas especificaciones de velocidad requeridas (Transmisión + Recepción + Procesado < 10 ms). Se trata, por tanto, de dos vías de comunicación totalmente independientes ya que, por vía inalámbrica se envían los datos de

consigna del módulo mientras que el bus se dedica únicamente a propósitos de sincronismo entre los dispositivos.

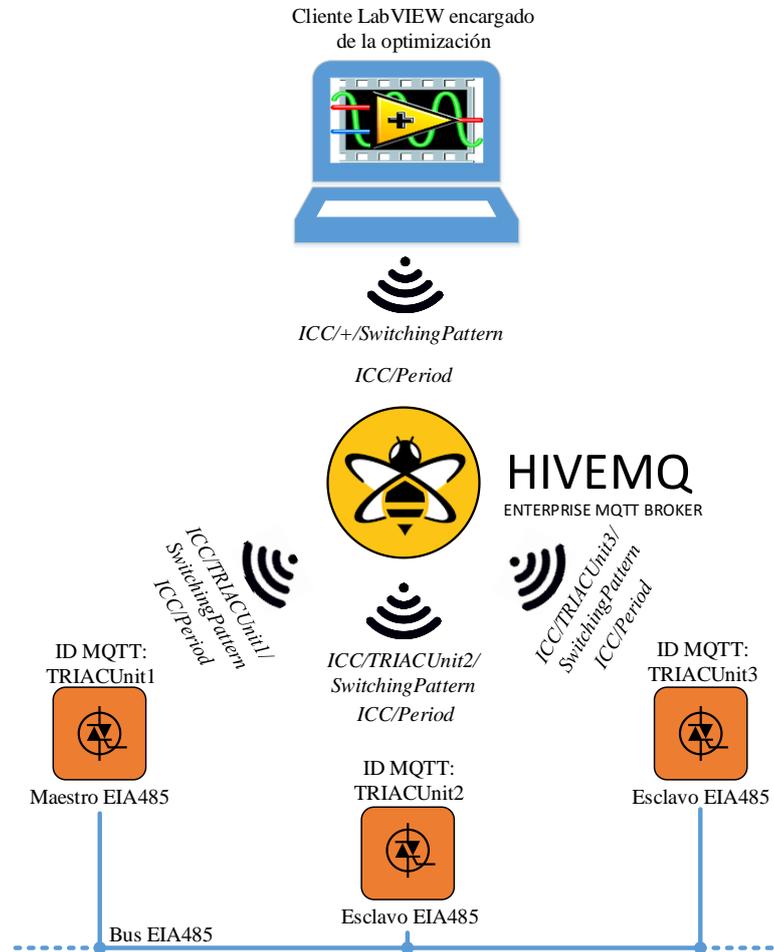


Figura 16. Red de comunicaciones.

5.4. Interfaz gráfica de LabVIEW

La interfaz gráfica de la Figura 17 junto con la programación desarrollada en el diagrama de bloques, son los encargados de realizar la optimización ante cualquier combinación de valores de entrada y transmitirla vía MQTT a cada uno de los módulos de potencia.

Como se puede comprobar consta de tres zonas bien diferenciadas. En primer lugar, en orden descendente en la interfaz, se encuentra la zona A en la que se introducen las cargas sobre las que se aplicará el algoritmo de control, debe indicarse su identificador para la comunicación MQTT, su potencia nominal, la consigna de potencia deseada y, opcionalmente, un pequeño comentario acerca de la función de esa carga. Para añadir cualquier carga basta con desplazar la barra horizontal, de esta forma aparecerán nuevas pantallas en blanco para poder introducir sus características. En segundo lugar, se encuentra la zona B dedicada a la configuración de los aspectos relacionados con la optimización, aquí se pueden establecer parámetros tales como el número de ciclos empleado para realizar el control, la técnica a emplear de entre las dos implementadas y el tiempo de envío de datos ante inactividad del usuario. Se ha incorporado

también el perfil de demanda y el THD que resulta después de aplicar el método de control seleccionado. En último lugar, se puede configurar en la zona C la comunicación MQTT seleccionando el puerto TCP, la dirección del bróker empleado y, en caso de existir, las credenciales para la autenticación.

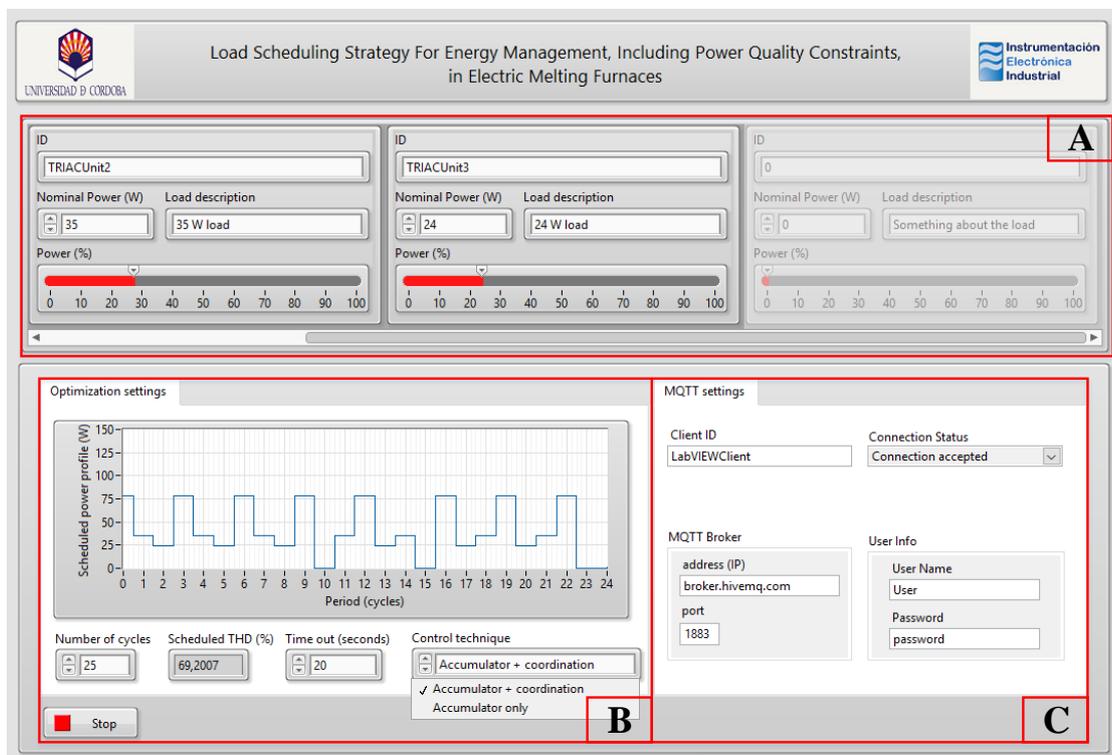


Figura 17. Interfaz gráfica desarrollada en LabVIEW.

5.5. Pruebas

Con la intención de verificar el funcionamiento y mostrar el modo de operación del algoritmo desarrollado se ha realizado en este apartado, de entre la multitud de combinaciones posibles, un ensayo con unas condiciones de carga determinadas también con el propósito de resaltar la ventaja del método propuesto frente al método basado únicamente en acumulador.

Cabe decir, por otra parte, que todas las medidas realizadas tanto con el osciloscopio Tektronix como con el Yokogawa, han sido realizadas con una velocidad de adquisición de 1 MS/s y considerando una ventana de 1 000 000 muestras lo que proporciona una resolución de 1 Hz para el análisis de los espectros obtenidos. El tipo de ventana empleada ha sido la ventana rectangular con la intención de obtener las verdaderas magnitudes de las componentes.

Como ya se presentó en secciones anteriores, se dispone de tres equipos de potencia para realizar el control de las cargas resistivas, estos se han configurado de forma que el módulo 1 controla la carga de 78 W, el módulo 2 la de 35 W y el módulo 3 la de 24 W. El primer ensayo se ha realizado para un periodo de 25 ciclos y bajo las condiciones de carga que se muestran a continuación:

- Módulo 1: 22,5 %
- Módulo 2: 60 %
- Módulo 3: 40 %

La Figura 18 presenta el aspecto de la corriente agregada de las tres cargas cuando cada módulo determina su propia corriente a través del método del acumulador. Obsérvese como, al no tener en cuenta el solapamiento en cada una de las posiciones ni la minimización de la distorsión, se obtiene una elevada emisión de componentes armónicas con frecuencias alrededor de la fundamental (50 Hz) además de un perfil de demanda con una distribución muy dispersa.

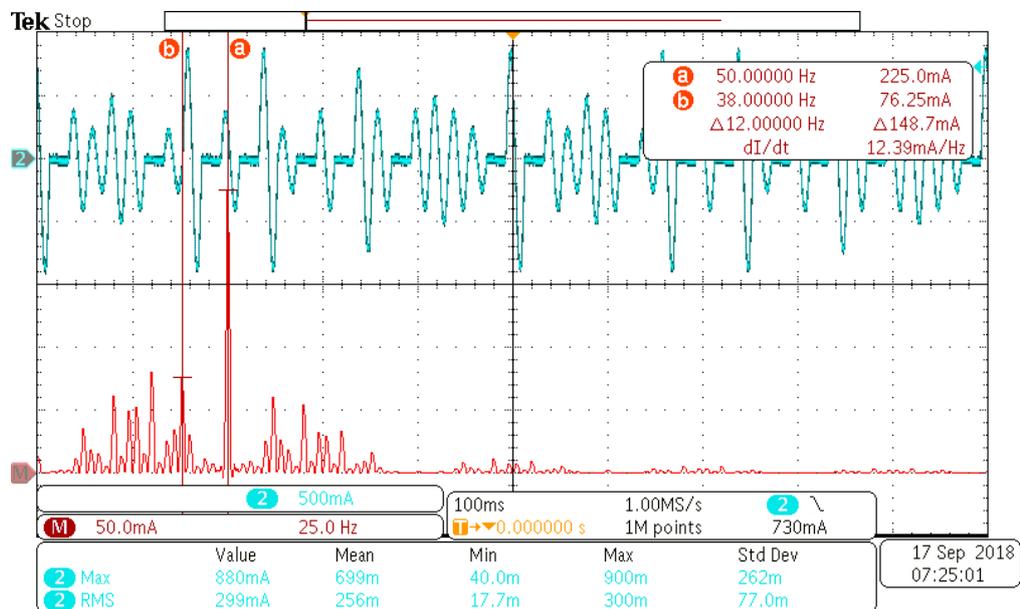


Figura 18. Ensayo 1: Corriente de salida aplicando el método basado en acumulador.

En contraposición, para las mismas condiciones de carga, en la Figura 19, se puede comprobar como la distorsión presente se ve atenuada obteniendo además un perfil de demanda mucho menos disperso una vez aplicado el algoritmo propuesto. Un detalle importante es que el valor eficaz de la componente fundamental permanece inalterable alrededor de unos 225 mA ante la optimización, esto era de esperar ya que, como se demostró en secciones anteriores, el valor de este parámetro depende únicamente de la energía requerida por las cargas.

Para comparar ambos escenarios se recurrirá al cálculo de la distorsión armónica total definida a lo largo de todo el espectro y no solo en frecuencias superiores a la fundamental, esto es, la definición tal y como la propone la norma UNE-EN 50160 ha sido extendida también a frecuencias inferiores a la fundamental o componentes subarmónicas. Esta se ha obtenido mediante el valor eficaz total y el valor eficaz de la componente fundamental de forma que en el primero de los casos se obtiene un valor de 88 % habiéndose programado un valor del 90 % mientras que en el segundo caso se reduce a un 38 % de distorsión, arrojando el algoritmo de optimización un 40 %. Por otro lado, a través de la ecuación (7) se ha determinado la desviación típica o corriente de distorsión presente en la distribución, resultando en el primero de los casos un valor de 197 mA en contraste con 85 mA del segundo. Puede comprobarse como ambos

indicadores escogidos señalan la mejora en la calidad de suministro y en la distribución de los ciclos cuando se aplica la estrategia desarrollada.

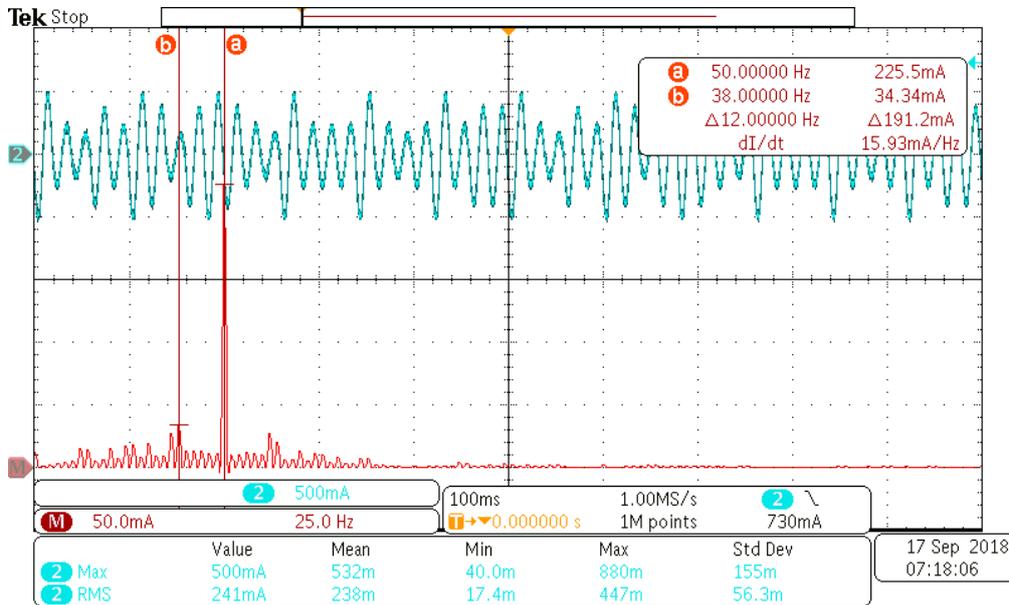


Figura 19. Ensayo 1: Corriente de salida aplicando el método acumulador + coordinación.

Para entender aún mejor el funcionamiento, se han guardado las formas de onda de las tensiones en cada una de las cargas y han sido tratadas con Matlab para presentarlas en la Figura 20, donde se muestra la distribución de los ciclos antes y después de la optimización. Obsérvese como al ejecutar el algoritmo de optimización, la distribución de los mismos cambia para poder obtener una forma de onda con una distorsión mínima.

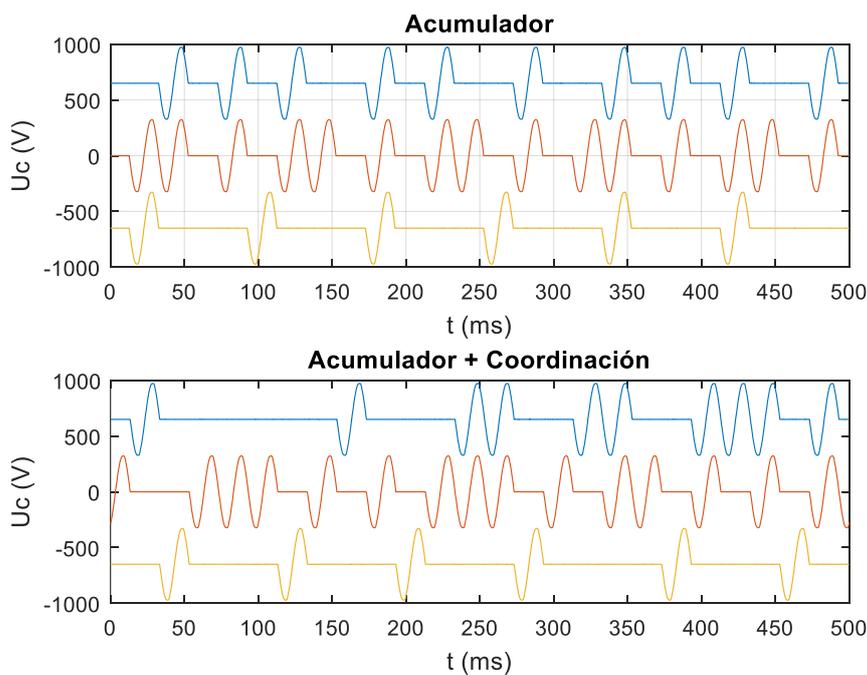


Figura 20. Ensayo 1: Distribución de los ciclos en ambos supuestos: Carga de 24 W en azul, carga de 35 W en rojo y carga de 78 W en amarillo.

6. DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Este trabajo pone de manifiesto el problema del consumo de energía de forma ineficiente por parte de algunos grandes consumidores debido a las elevadas variaciones producidas en su curva característica de demanda, especialmente en la industria de fundición de vidrio y metal, así como sus consecuencias económicas y ambientales adversas. Además, se formula el problema matemático de optimización desde el punto de vista de la calidad de suministro y la respuesta a la demanda concluyendo que la solución óptima radica en minimizar la varianza de la distribución. En consecuencia, se propone un algoritmo de planificación con este propósito y basado en la técnica *ICC* mediante la distribución de los ciclos por acumulador. A la vista de los resultados se puede concluir con que resulta una técnica efectiva para los objetivos marcados en un inicio siendo además extremadamente sencilla de implementar.

Finalmente, con el propósito de dar continuidad a esta línea de investigación y como trabajo futuro se proponen los siguientes puntos:

- Ampliar las funcionalidades del algoritmo o estrategia de control desarrollado de forma que también puedan entrar en juego cargas de carácter inductivo. Esto supone rediseñar la parte de electrónica de potencia, no obstante, la inercia inductiva puede aportar un grado de libertad adicional dando un nuevo enfoque al problema de optimización.
- Asimismo, se podría explorar la posibilidad de implementar el mismo algoritmo de control, pero considerando como la mínima unidad de energía un semiperiodo de la onda de alimentación y no el periodo completo, de esta forma se pueden conseguir resoluciones de control de potencia superiores con el mismo número de ciclos.
- Debido a que este trabajo se enmarca dentro de la manufactura del vidrio y del metal, un parámetro esencial en la calidad del producto final es la evolución de la temperatura, por tanto, se propone en futuros experimentos, diseñar un sistema de control capaz de mantener estable la temperatura y realizar su monitorización.
- El algoritmo de control diseñado rueda en todo momento en un PC local a la red, se propone para mejorar la conectividad y flexibilidad del sistema, trasladar el núcleo de computación a la nube empleando para ello servicios de informática como los que ofrece AWS.

7. BIBLIOGRAFIA

- [1] Institute for Energy Diversification and Saving - IDAE, “Project Sech-Spahousec, Analysis of the Energetic Consumption of the Residential Sector in Spain (Proyecto Sech-Spahousec, Análisis del consumo energético del sector residencial en España),” *Idae*, 2016.
- [2] UN, “Kyoto Protocol To the United Nations Framework Kyoto Protocol To the United Nations Framework,” 1998.
- [3] M. H. Shoreh, P. Siano, M. Shafie-khah, V. Loia, and J. P. S. Catalão, “A survey of industrial applications of Demand Response,” *Electric Power Systems Research*. 2016.
- [4] S. Karatasou, M. Laskari, and M. Santamouris, “Models of behavior change and residential energy use: a review of research directions and findings for behavior-based energy efficiency,” *Adv. Build. Energy Res.*, vol. 8, no. 2, pp. 137–147, Jul. 2014.
- [5] M. H. J. Bollen, “What is power quality?,” *Electr. Power Syst. Res.*, 2003.
- [6] R. Meuleman, “IMPROVED POWER MANAGEMENT AND DECREASED ENERGY,” vol. 9, pp. 2–8, 2009.
- [7] P. J. Gallagher, A. Barrett, and W. Shepherd, “Analysis of single-phase rectified thyristor-controlled load with integral-cycle triggering,” *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 117, no. 2, p. 409, 1970.
- [8] J. Nieznański, “The Accumulator in Integral-Cycle AC Power Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1995.
- [9] OASIS, “MQTT Version 3.1.1,” *OASIS Stand.*, 2014.
- [10] K. Rose, S. Eldridge, and C. Lyman, “The internet of things: an overview,” *Internet Society*. 2015.
- [11] J. Astigarraga Urquiza, “Hornos industriales de resistencias: teoría, cálculo y aplicaciones / Julio Astigarraga Urquiza,” *SERBIULA (sistema Libr. 2.0)*, 2018.
- [12] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. 2007.
- [13] I. O. Management, “Smart Thyristor Control of Power Supply on Electric Boosting Systems provides Potential Energy Savings.”
- [14] N. Barry and É. McQuade, “Temperature control using integer-cycle binary rate modulation of the AC mains,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 1992.
- [15] E. P. Mccarthy and J. Danesh, “A Novel Method of Direct Digital Integral-Cycle Power Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.*, 1978.
- [16] A. Schader, R. Bauer, and S. Klose, “Smoothing the peak Integrated optimization algorithms save heating costs,” pp. 2–7.
- [17] “Dual Energy Management with SCR Power Controllers.” [Online]. Available: http://www.jumo.ch/attachments/JUMO/attachmentdownload?id=58881&filename=PR_70096_EN.pdf
- [18] M. Soltero *et al.*, “RS-422 and RS-485 Standards Overview and System Configurations,” *Configurations*, 2010.
- [19] Nick O’Leary, “Arduino Client for MQTT.” [Online]. Available: <https://pubsubclient.knolleary.net/api.html>.
- [20] ESP8266 Datasheet, “ESP8266EX Datasheet,” *Espr. Syst. Datasheet*, 2015.
- [21] Espressif, “ESP8266EX Overview | Espressif Systems,” *Esp8266*, 2017. .
- [22] “MQTT Dashboard.” [Online]. Available: <http://www.mqtt-dashboard.com/>.

A N E X O S

ANEXO A: DISEÑO DEL PROTOTIPO

Los sucesivos apartados incluyen una serie de cálculos con el objetivo de justificar los componentes empleados en la construcción del prototipo.

1. Regulación de tensión

En el diseño de la alimentación para la electrónica de control se deben de tener en cuenta multitud de aspectos importantes, no obstante, la solicitud de tensión y consumo y el tipo de topología a emplear son fundamentales.

La tensión de trabajo y el consumo en gran medida están muy restringidos por la plataforma de desarrollo empleada ya que su tensión de trabajo está muy acotada, al contrario de lo que sucede con el resto de componentes que gozan de una cierta flexibilidad, y su consumo es prácticamente similar al del conjunto. Estos requerimientos son de 2,5-3,6 V y un consumo de hasta 170 mA, en consecuencia, se seleccionará una tensión de trabajo estándar de 3,3 V debiendo ser capaz de suministrar magnitudes de corriente de ese orden.

Respecto a la topología, debido a que se trata de la construcción de un simple prototipo y que, además no se requiere de un rendimiento y tolerancia a fallos excesivos, lo que es sinónimo de topologías de tipo conmutado y aislado, se dispondrá un regulador de tensión integrado del catálogo de Texas Instruments como es el LM2937-3.3v con un rango de tensiones de entrada de 4,75-26 V, una tensión de salida regulada de 3,3 V y una capacidad de corriente de suministro de hasta 500 mA con lo que se satisfacen holgadamente los requisitos de consumo tanto para la plataforma de desarrollo como para el resto de componentes del prototipo. A modo de filtro, también sea colocado un condensador electrolítico de aluminio de 10 μ F tal y como recomienda el fabricante por lo que el aspecto final del conjunto es el mostrado en la Figura A. 1.

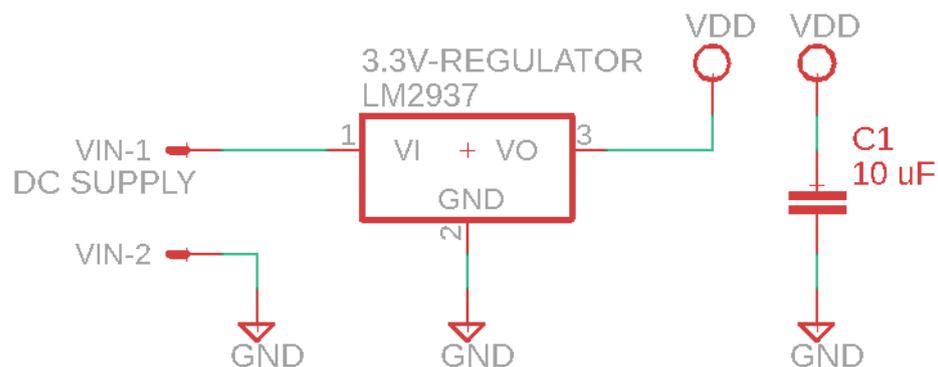


Figura A. 1. Diseño de la alimentación.

2. Detección del cruce por cero de la alimentación

El circuito para la detección del cruce por cero de la tensión de alimentación es fundamental para la perfecta coordinación entre la red de suministro eléctrico y la excitación del semiconductor. Además, para evitar dañar la electrónica de control debe existir aislamiento eléctrico entre las partes activas de la línea y este circuito. Una buena forma de diseñarlo es emplear el optoacoplador LTV-814 por su extremada sencillez, consta, en su parte de alterna, de

dos diodos en anti-paralelo para la detección a nivel de semiciclo y en su parte de continua posee una salida común a transistor, todo ello encapsulado en un DIP4.

Inicialmente se procederá al cálculo de la resistencia de la parte de alterna atendiendo a los criterios de corriente máxima soportada por los diodos y de potencia máxima disipada por la resistencia, que se considerará de $\frac{1}{2}W$. Ambas condiciones se ven reflejadas en la ecuación (A. 1), en consecuencia, el criterio más estricto es el de disipación máxima de potencia por lo que se dispondrá una resistencia de normalizada de $120\text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2} W$.

$$R_{AC} \geq \frac{\sqrt{2} V}{I_D(V_{Dmax})} = \frac{325,27 V}{50 mA} \approx 6,5\text{ k}\Omega \quad (A. 1)$$

$$R_{AC} \geq \frac{V^2}{P_{max}} = \frac{230 V}{500 mW} \approx 106\text{ k}\Omega$$

Una vez diseñada la parte de alterna, se pasará al diseño de la parte de continua siguiendo la topología no inversora mostrada en la Figura A. 2. La señal de detección, por tanto, vendrá dada por una serie de pulsos de corta duración a nivel bajo durante el cruce por cero, no obstante, dada la naturaleza cuasi-lineal de la tensión de alimentación alrededor de esta zona, los cambios de nivel no serán abruptos sino también lineales, semejante a un triángulo equilátero invertido.

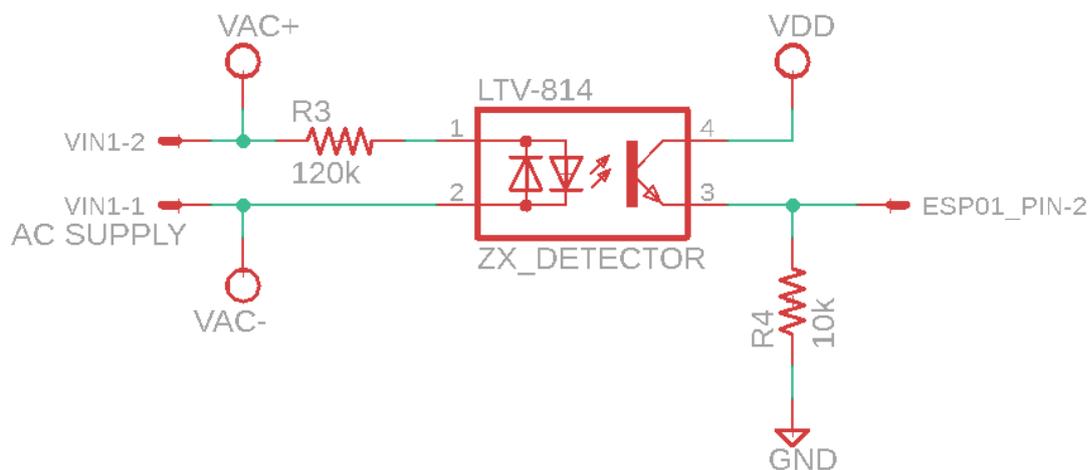


Figura A. 2. Acondicionamiento de la señal de detección.

El criterio de diseño será la anchura de la base de este triángulo, para lo que se debe de tener en cuenta que en esta zona el transistor bipolar trabaja en la región activa y es cuando vuelve a nivel alto cuando se satura. Estableciendo una anchura de la base de aproximadamente 1 ms, se determinará la corriente en la parte de alterna y a través del CTR característico del componente se obtendrá la corriente de colector y por tanto el valor de la resistencia en la parte de continua que satisface estas condiciones. Nótese como en la frontera entre ambas regiones la tensión colector-emisor es la tensión del transistor en saturación.

$$i_F(500 \mu s) \approx \frac{v(500 \mu s)}{R_{AC}} = \frac{325,27 \sin(2\pi 50 500 \mu s)}{120 \text{ k}\Omega} \approx 424 \mu A$$

$$i_c = CTR(i_F) i_F \approx 0,6 424 \mu A \approx 254 \mu A \tag{A. 2}$$

$$R_{DC} = \frac{V_{DD} - V_{CE(sat)}}{i_c} = \frac{3,3 \text{ V} - 0,15 \text{ V}}{254 \mu A} \approx 12,4 \text{ k}\Omega$$

Finalmente, por disponibilidad se colocará una resistencia normalizada de 10 kΩ obteniendo así una forma de onda para la señal de detección como la mostrada en la Figura A. 3.

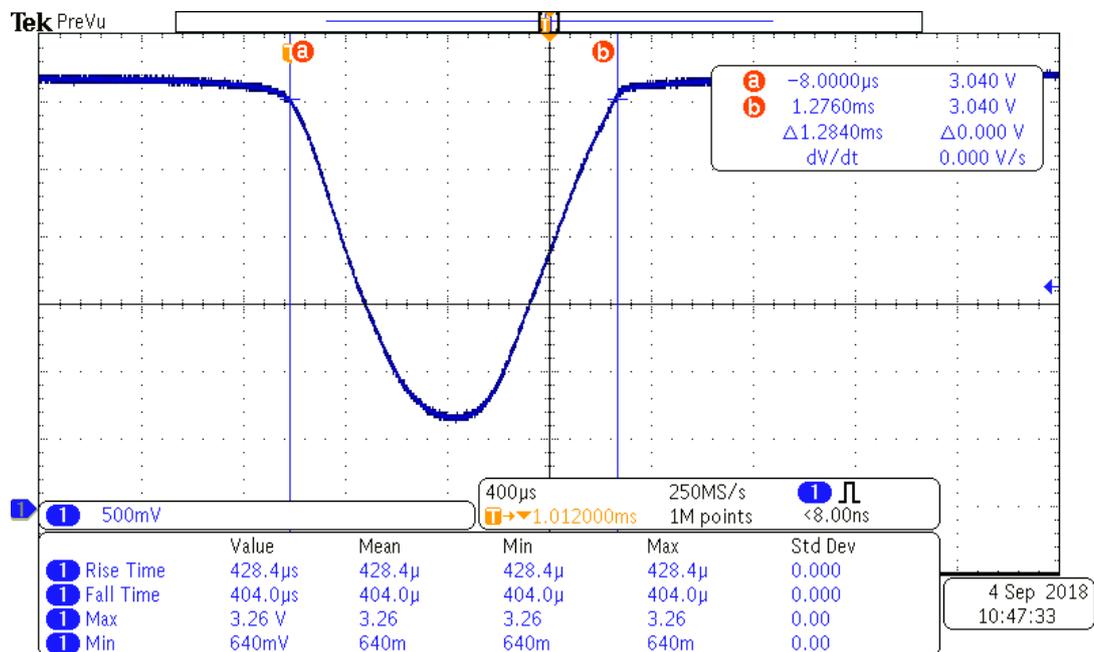


Figura A. 3. Aspecto de la señal de detección.

3. Circuito de excitación del semiconductor

Hasta ahora, los circuitos que se han diseñado solo acondicionan señales de procedencia externa, sin embargo, el circuito excitador del triac debe generar una señal capaz de encender y bloquear el semiconductor a conveniencia, por supuesto, de forma eléctricamente aislada respecto de las partes activas. Para este fin, se hará uso del optoacoplador MOC3021 formado por un simple diodo semiconductor en su parte de continua y por una salida a triac en su parte de alterna, se empleará la topología presentada en la Figura A. 4 y sugerida por el fabricante ISOCOM components.

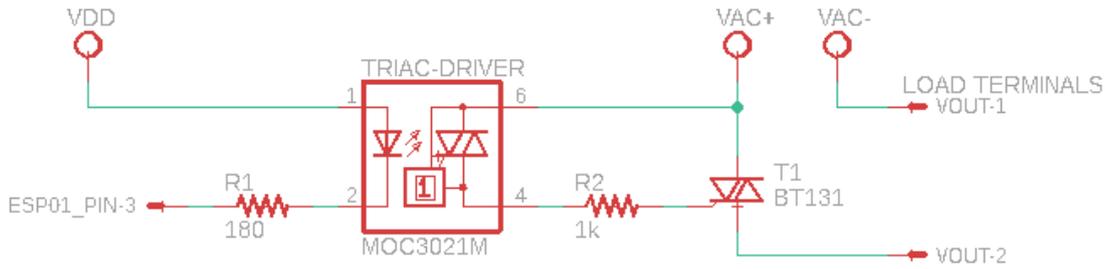


Figura A. 4. Circuito de excitación del triac.

La resistencia de la parte de continua, será dimensionada para situar el diodo en conducción con una corriente de circulación de 10 mA @ 1,15 V tal y como se indica en su hoja de características, por tanto, esta vendrá dada por la ecuación (A. 3):

$$R_{DC} = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{3,3 V - 1,5 V}{10 mA} = 180 \Omega \quad (A. 3)$$

Para la parte de alterna se ha seguido la recomendación del fabricante colocando una resistencia de 1 kΩ lo que es más que suficiente para limitar la corriente de puerta teniendo en cuenta además que los semiconductores será disparados en el cruce por cero lo que supone un aumento gradual de esta corriente.

4. Transceptor para la comunicación EIA-485

Por último, se tratará el circuito encargado de mantener sincronizadas todas las órdenes de control individuales del semiconductor en cada unidad mediante el empleo del estándar de comunicaciones EIA-485. El elemento central en este bloque es el transceptor MAX3485 del fabricante MAXIM capaz de trabajar a velocidades de hasta 10Mbps y encargado de la conversión entre los niveles lógicos empleados en la UART integrada por el SoC ESP8266, el protocolo antes citado y viceversa. Este componente ha sido utilizado de dos formas diferentes, esto es, como circuito transmisor en la unidad de triac maestra y como circuito receptor en las unidades de triac esclavas tal y como se pone de manifiesto en la Figura A. 5 y Figura A. 6 respectivamente.

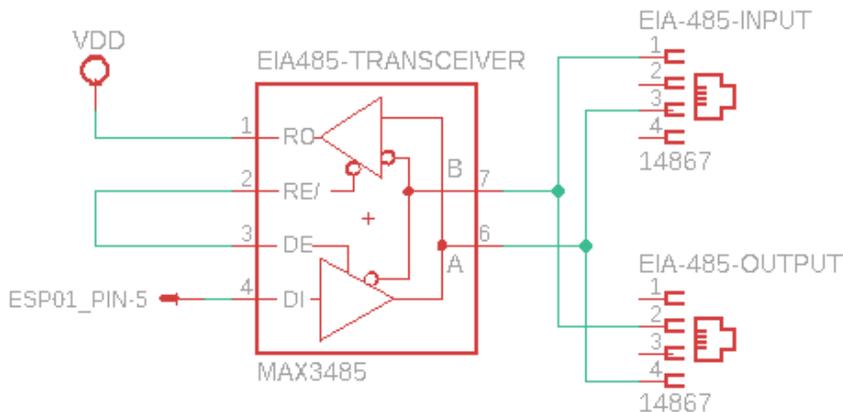


Figura A. 5. Transmisor empleado en la unidad de triac maestra.

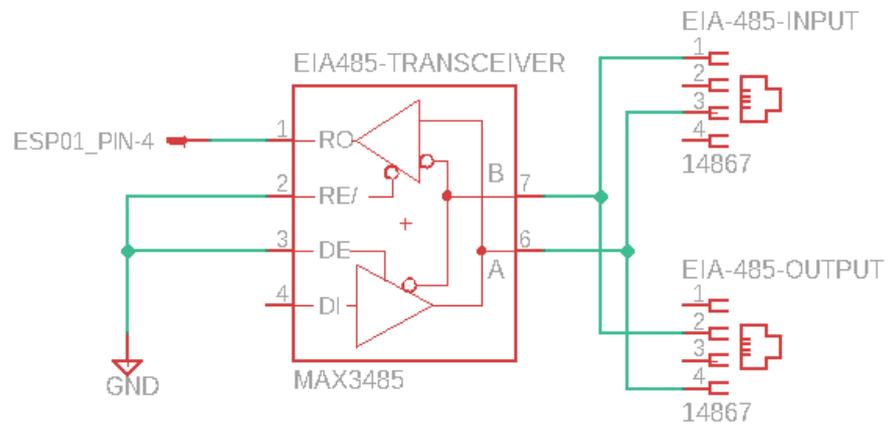


Figura A. 6. Receptor empleado en las unidades de triac esclavas.

Obsérvese como se ha dotado a cada una de ellas con dos conectores RJ11 para la entrada y la salida del bus de comunicaciones en aras de aumentar la escalabilidad del conjunto. Además, se puede comprobar como estos conectores han sido montados de forma cruzada para anular el cable telefónico también cruzado empleado a modo de bus de comunicaciones entre nodos.

ANEXO B: CÓDIGO C++ PARA EL SOC ESP8266

En este anexo se presenta el código empleado para la programación del SoC ESP8266 mediante la herramienta de desarrollo de Arduino.

```
//-----
//                                     Inclusión de librerías
//-----
#include <ESP8266WiFi.h>
#include <PubSubClient.h>

//-----
//                                     Directivas en ensamblador
//-----
#define NOP __asm__("nop\n\t") // 38.461538ns (1/26MHz)

//-----
//                                     Definición de variables
//-----
//Variables para los puertos de entrada y salida
const byte zxd = 2;
const byte TRIAC = 0;

//Variables necesarias para la comunicación WiFi, MQTT
//WiFi
const char* ID = "TRIACUnitx";
const char* ssid = "WLAN_PTP";
const char* password = "xxxxxxxx";

//MQTT
const char* mqttServer = "broker.hivemq.com";
const int mqttPort = 1883;
const char* mqttUser = "";
const char* mqttPassword = "";

//Variables necesarias para el disparo del TRIAC y el mantenimiento del sincronismo
unsigned long long currentSwitchingPattern = 0;
unsigned long long receivedSwitchingPattern = 0;
unsigned char currentPeriod = 64;
unsigned char receivedPeriod = 64;
unsigned long long currentSwitchingMask = (unsigned long long)pow(2.0, (float)(currentPeriod
- 1));

unsigned long long receivedSwitchingMask = (unsigned long long)pow(2.0,
(float)(receivedPeriod - 1));

unsigned long lastMillis = 0;
unsigned char cycles = 0;
bool halfCycle = false;
bool slave = true;

//Objetos para la comunicacion WiFi, MQTT
```

```

WiFiClient espClient;
PubSubClient client(espClient);

//-----
//          Subrutina de configuración de la comunicación MQTT, de los pines
//-----
void setup()
{
  //Se configura el puerto GPIO2 como salida y el GPIO0 como entrada
  pinMode(zxd, INPUT);
  pinMode(TRIAC, OUTPUT);

  //Se configura el estado inicial de la entrada
  digitalWrite(TRIAC, HIGH);

  //Se configura el puerto serie
  Serial.begin(115200);

  //Se inicia la conexión WiFi
  WiFi.begin(ssid, password);
  while (WiFi.status() != WL_CONNECTED)delay(500);

  //Se establecen los parámetros del cliente MQTT
  client.setServer(mqttServer, mqttPort);
  client.setCallback(callback);

  //Se habilitan las interrupciones
  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(zxd), zeroCrossing, CHANGE);
}

//-----
//          Subrutina que se llamara cuando llegue un mensaje MQTT
//-----
void callback(char* topic, byte* payload, unsigned int length)
{
  //Entrada en la sección critica
  noInterrupts();

  if (String(topic) == String("ICC/") + String(ID) + String("/switchingPattern"))
  {
    //Declaracion del indice de posicion p
    unsigned char p = length - 1;

    receivedSwitchingPattern = 0;
    for (unsigned long long j = 1; p != 0xFF; j *= 10)receivedSwitchingPattern += (unsigned long
long)(payload[p--] - '0') * j;
  }
  else if (String(topic) == String("ICC/") + String("Period"))
  {
    receivedPeriod = (payload[0] - '0') * 10 + (payload[1] - '0');
    if (receivedPeriod > 64) receivedPeriod = 64;
    receivedSwitchingMask = (unsigned long long)pow(2.0, (float)(receivedPeriod - 1));
  }
  Serial.println(receivedPeriod);
}

```

```

Serial.println((unsigned int)receivedSwitchingMask);

//Salida de la seccion critica
interrupts();
}

//-----
//                               Subrutina de interrupción
//-----
void zeroCrossing()
{
    //Declaración de variables
    unsigned int i = 0;

    //Se filtran los rebotes temporalmente ignorando cualquiera de ellos que suceda antes de 7 ms
    //respecto del ultimo
    if (millis() - lastMillis >= 7)
    {
        //Se obtiene el tiempo que ha transcurrido desde la última interrupción
        lastMillis = millis();
        if (currentSwitchingPattern & (currentSwitchingMask >> cycles))
        {
            //Se temporiza un tiempo determinado para disparar justo en el cruce por cero
            for (i = 0; i <= 6000; i++)NOP;
            digitalWrite(TRIAC, LOW);
            //Se temporiza un tiempo suficiente como para que se dispare correctamente el TRIAC
            for (i = 0; i <= 30000; i++)NOP;
            //Se elimina la excitacion del TRIAC
            digitalWrite(TRIAC, HIGH);
        }
        if (halfCycle)
        {
            //Se actualizan las variables y se envia el paquete de sincronía a los esclavos
            if (++cycles >= currentPeriod)
            {
                cycles = 0;
                currentSwitchingPattern = receivedSwitchingPattern;
                currentSwitchingMask = receivedSwitchingMask;
                currentPeriod = receivedPeriod;
                if (!slave)Serial.write(0x55);
            }
        }
        halfCycle = !halfCycle;
    }
}

//-----
//                               Bucle de control principal
//-----
void loop()
{
    //Se actualizan las variables del esclavo no sincronizado

```

```
if ((slave == true) && (Serial.available() != 0))
{
  if (Serial.read() == 0x55)
  {
    cycles = 0;
    halfCycle = false;
    currentSwitchingPattern = receivedSwitchingPattern;
    currentSwitchingMask = receivedSwitchingMask;
    currentPeriod = receivedPeriod;
  }
}

//Si el nodo se ha desconectado accidentalmente se vuelve a conectar
while (!client.connected())
{
  if (client.connect(ID, mqttUser, mqttPassword))
  {
    client.subscribe((String("ICC/") + String(ID) + String("/switchingPattern")).c_str());
    client.subscribe((String("ICC/") + String("Period")).c_str());
  }
}

//Esta función debe ser llamada de forma periódica para mantener la conexión y comprobar
//mensajes entrantes
client.loop();
}
```

ANEXO C: CÓDIGO DE LABVIEW

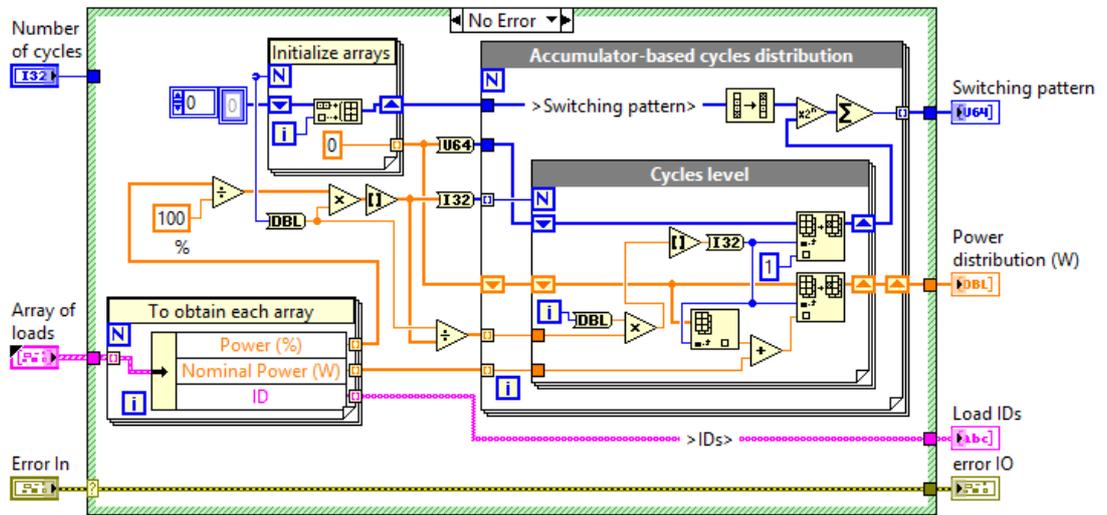


Figura C. 1. Diagrama de bloques del método basado en acumulador.

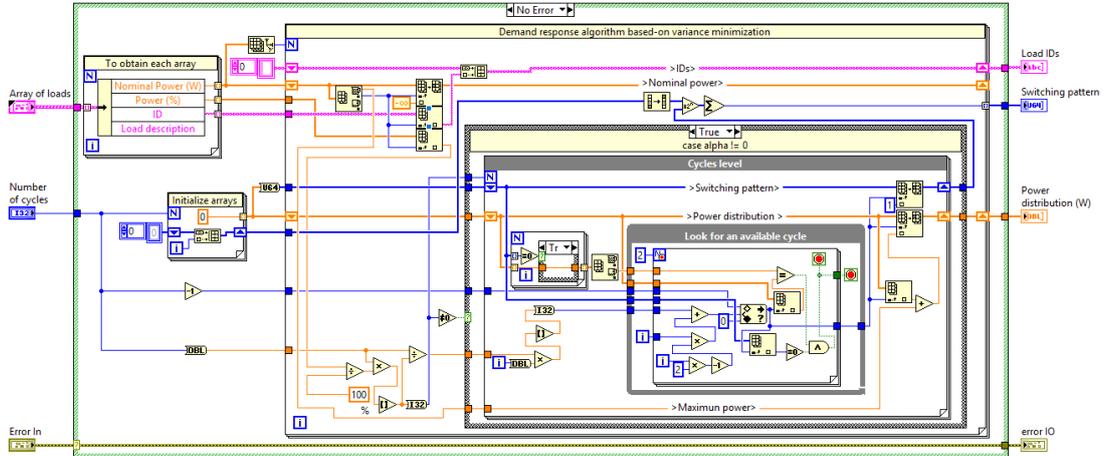


Figura C. 2. Diagrama de bloques del método basado en acumulador + coordinación.

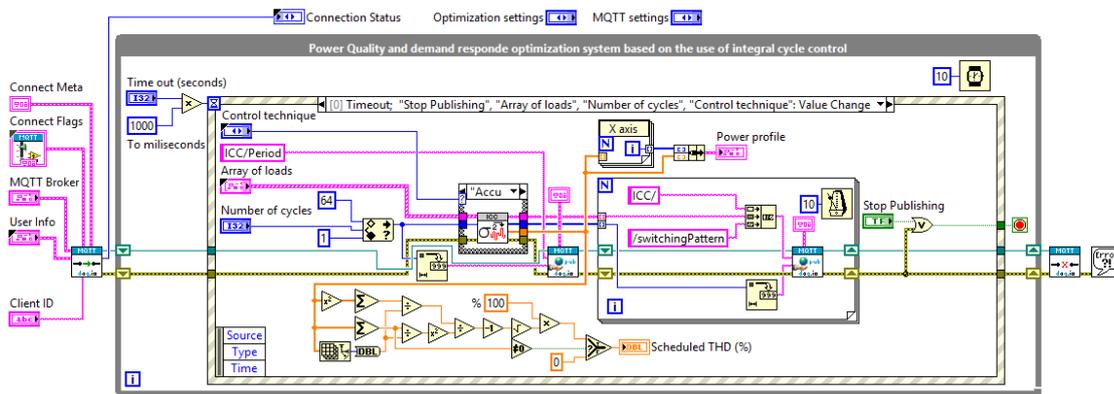


Figura C. 3. Diagrama de bloques de la aplicación principal.

EX NIHILO NIHILO FIT



© Universidad de Córdoba
Campus de Rabanales, Edificio Leonardo Da Vinci
14071 CÓRDOBA (España)
Teléfono 957-218373