



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – INSTRUMENTACIÓN

MONITORIZACIÓN DEL CONSUMO ELÉCTRICO MEDIANTE UNA
RED DE SENSORES INTELIGENTES PARA LA OPTIMIZACIÓN DE
LA EFICIENCIA ENERGÉTICA

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

Doctor en Ingeniería

PRESENTA:

Guillermo Sovero Ancheyta

TUTORES:

Dr. Ernst Kussul

Dr. Nicolás C. Kemper Valverde

CCADET, UNAM

Ciudad Universitaria, Cd. Mx., noviembre de 2017

UNAM-Dirección General de Bibliotecas

Tesis Digitales

Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©

PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO

Presidente: Dr. Nicolás Ceferino Kemper Valverde
Secretario: Dr. Jorge Prado Molina
1.^{er} vocal: Dr. Ernst Kussul
2.^o vocal: Dra. Fabiola Miroslaba Villalobos Castaldi
3.^{er} vocal: Dr. Miguel Ángel Bañuelos Saucedo

México, DF, septiembre de 2017

Ciudad Universitaria

Facultad de Ingeniería

Tutor:

Dr. Ernst Kussul

A Sofia

AGRADECIMIENTOS

Aquí los agradecimientos...

CONTENIDO

Resumen	VIII
Abstract	IX
Lista de figuras	XI
Lista de tablas	XII
Nomenclatura	XIV
Siglas	XV
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Problema de investigación e hipótesis	7
1.3. Justificación	9
1.4. Metodología	11
1.5. Alcances y limitaciones	13
1.6. Organización de la tesis	14
1.7. Conclusión	14
2. Estado del Arte	16
2.1. Supervisión energética tradicional	17
2.2. Supervisión energética no invasiva	18
2.3. Supervisión energética mixta	18

3. Simulación numérica	21
3.1. Modulación de pulso	21
3.2. Desarrollo del modelo de signatura	23
3.3. Procesamiento digital	25
3.4. Decodificación de signatura	26
3.5. Colisión de mensajes	27
3.6. Base de datos de formas de onda	28
3.7. Procedimiento de simulación	28
3.8. Resultados de procesamiento	29
4. Prueba de concepto	33
4.1. Generador de signatura	33
4.2. Detección de estado	33
4.3. Conformador de pulsos	35
4.4. Prototipo experimental	38
4.5. Banco de pruebas	38
4.6. El experimento conducido	39
4.7. Resultados de la disgregación	41
5. Conclusiones y trabajo futuro	44
A. Diagramas electrónicos	46
A.1. Fuente de alimentación	46
A.2. Sensor de corriente	48
A.3. Detector de paso por cero	49
A.4. Conformador de pulsos	51
A.5. Microcontrolador	52

B. Derivación de ecuaciones	53
B.1. Probabilidad de dos o más eventos	53
B.2. Procesamiento de la corriente total	54
B.3. Aproximación de la corriente eficaz	58
C. Simulación en LabView	61
C.1. Diagrama de bloques	61
C.2. Panel de control	61
I. Signatura de carga	66
I.1. Signaturas no invasivas	66
I.2. Signaturas invasivas	67
I.3. Modelo de comunicaciones	68
II. Disgregación energética	70
II.1. Solución por mínimos cuadrados	71
II.2. Regresión lineal ponderada	72
II.3. Varianza	75
III. Código C del microcontrolador (μC) del generador de signatura de carga (GSC)	76
III.1. Medición del periodo T de la señal v_r	76
III.2. Estimación de potencia aparente (corriente eficaz)	77
III.3. Detección de estado de carga	79
III.4. Generación de signatura	80
Referencias	82

RESUMEN

La *disgregación energética* emplea por herramienta a la *detección de estado de carga*, en un sistema mixto de *supervisión energética*. Este procedimiento requiere de los estados *encendido/apagado* de un conjunto de aparatos eléctricos a monitorizar, y de la medición de su demanda eléctrica total. A la fecha, los sistemas propuestos emplean *redes de sensores inalámbricos* para la detección de estados. Ello implica el uso de módulos de radiofrecuencia que, por lo general, son costosos, requieren de calibración, y cuyos recursos son subexplotados. En contraste, este trabajo presenta un esquema de comunicación sencillo, en el que los datos son transmitidos mediante la línea de potencia hacia un medidor principal. Con este propósito, se diseñó un sensor inteligente cuya circuitería funciona como un *generador de signature de carga*. El dispositivo genera pulsos rectangulares de corriente eléctrica, de amplitud y ancho fijos, que codifican información acerca del estado operativo de la carga eléctrica. Se realizó la simulación numérica de la recepción de signatures, superpuestas a señales de corriente eléctrica, obtenidas de una base de datos de mediciones de consumos residenciales del Instituto Tecnológico de Massachusetts. El desempeño de los algoritmos de procesamiento digital empleados para extraer signatures resultó en una tasa de error menor que 1 %, cuando se emplea *modulación de posición de pulso*, con una amplitud mayor o igual que 2 A. Asimismo, se construyó un prototipo con cuatro sensores inteligentes, para validar el sistema propuesto mediante la prueba de concepto.

ABSTRACT

Appliance state sensing is a *load monitoring* method that requires the *on/off* states and global consumption measurements of appliances in order to achieve *energy disaggregation*. Previously proposed sensor networks employed uncalibrated, overrated, and costly wireless modules to collect appliance states. In contrast, this work presents a simple communication scheme, in which data are transmitted through the *powerline* to a main meter. For this purpose, a smart sensor, the circuitry of which operates as a *load signature generator*, was designed. It generates fixed-amplitude and short-duration rectangular current pulses that encode information about the status of an appliance. For evaluation, numerical simulation was performed on data reception, by superposing signatures on raw current waveforms contained in the *reference energy disaggregation dataset*, from the Massachusetts Institute of Technology. The performance of the applied signal processing algorithms showed a *symbol error rate* of less than 1 %, when *pulse position modulation* with amplitudes of 2 A or more is used. In addition, four sensors in a small electrical model were tested to achieve a proof of concept of the proposed system.

LISTA DE FIGURAS

1.1. Métodos de supervisión energética.	2
1.2. Diagrama de un sistema de supervisión energética tradicional.	3
1.3. Diagrama de un sistema de supervisión energética no invasiva.	4
1.4. Diagrama de un sistema de supervisión energética mixta.	6
3.1. Secuencia de eventos de la recepción de la signatura de carga.	31
3.2. Tasa de error contra amplitud de pulso, y contra el número de muescas.	32
4.1. Generador de signatura de carga desarrollado.	34
4.2. Diagrama esquemático del circuito generador de pulsos.	36
4.3. Área de operación segura del STN2580 de ST Microelectronics.	38
4.4. Características transitorias de los pulsos de corriente.	40
4.5. Prototipo experimental para prueba de concepto.	41
4.6. Potencia total estimada y proceso de conmutación del experimento realizado con el banco de pruebas, obtenido mediante los sensores inteligentes. Cuatro lámparas incandescentes con potencia nominal de 60, 40, 100, y 25 W fueron conmutadas siguiendo una secuencia gray.	42
A.1. Diagrama de bloques del sensor inteligente o GSC.	47
A.2. Circuito de la fuente de alimentación capacitiva.	48

A.3. Diagrama del sensor de corriente de tipo resistivo.	49
A.4. Circuito detector de paso por cero mediante divisor de tensión y comparador.	49
A.5. Circuito esquemático del conformador de pulsos.	51
A.6. Módulo microcontrolador y sus señales de entrada/salida.	52
C.1. Configuración inicial del programa.	62
C.2. Adquisición de las señales.	63
C.3. Procesamiento digital de señales.	64
C.4. Panel de control con firmas obtenidas.	65
I.1. Tipos de firmas de carga eléctrica [1].	67

LISTA DE TABLAS

1.1. Resumen comparativo de la supervisión energética tradicional y no invasiva.	9
4.1. Características transitorias del pulso de corriente generado.	39
4.2. Resultados de la disgregación del modelo experimental.	43
II.1. Tabla con 9 muestras de estados, a_{ij} , y de la demanda global, b_i obtenidas de [2].	71
II.2. Tabla con los coeficientes para la regresión lineal ponderada, a partir de los datos de la tabla II.1.	73

NOMENCLATURA

A	Matriz que contiene los estados encendido/apagado de los aparatos eléctricos, tal que $A = (a_{ij})$
b	Vector que contiene M lecturas de la demanda eléctrica total
i	Índice de las muestras obtenidas en un periodo de estimación, tal que $i = 1, 2, \dots, M$
i_{cj}	Corriente que demanda el j -ésimo aparato eléctrico
I_{ef}	Valor eficaz de una señal de corriente eléctrica
i_{gj}	Señal de corriente del j -ésimo dispositivo GSC
$I_{m\acute{a}x}$	Amplitud máxima o valor pico de una señal de corriente eléctrica
I_{med}	Valor medio de una señal de corriente eléctrica rectificadas en onda completa
I_p	Amplitud de la corriente de salida del circuito conformador de pulsos
i_r	Corriente total demandada por N artefactos electrónicos conectados en paralelo a la red eléctrica
j	Índice del conjunto de aparatos eléctricos dentro del inmueble cuyo consumo es monitorizado, tal que $j = 1, 2, \dots, N$
K	Número de muestras que toma el μC de la señal v_a , durante un ciclo de CA , mediante el CAD
M	Número de muestras adquiridas por el medidor principal durante un periodo de estimación
m	Número de módulos conformadores de pulsos activos, tal que $m = 1, 2, 3, 4$
N	Número de aparatos eléctricos conectados en paralelo a la red eléctrica, pertenecientes a un circuito

n	Número de muescas en un bloque modulación de posición de pulso (MPP)
$r[k]$	Arreglo en memoria del μC que almacena K lecturas provenientes del CAD
τ	Duración o ancho de pulso de la señal rectangular $i_{gj}(t)$
T	Recíproco de la frecuencia de la red eléctrica, correspondiente a un periodo de la señal v_r
T_{est}	Período de estimación
T_s	Período de muestreo
V_{BE3}	Tensión base-emisor del transistor Q_3 del circuito conformador de pulsos
v_r	Tensión de la red eléctrica medida de fase a neutro
x	Arreglo que contiene la demanda eléctrica individual de N artefactos electrónicos.

SIGLAS

CA corriente alterna

CAD convertidor analógico digital

CD corriente directa

CFE Comisión Federal de Electricidad

DPC detector de paso por cero

EMI ElectroMagnetic Interference

GEE gestión de la eficiencia energética

GSC generador de signatura de carga

μ C microcontrolador

MCP modulación de código de pulso

MPP modulación de posición de pulso

MPPM modulación de posición de pulso múltiple

PIC Peripheral Interface Controller

PLC Power Line Communications

REDD Reference Energy Disaggregation Dataset

RF radiofrecuencia

RMS Root Mean Square

RSR relación señal a ruido

SCP Switch Continuity Principle
SEM supervisión energética mixta
SEN supervisión energética no invasiva
SER Symbol Error Rate
SET supervisión energética tradicional
TAD tarjeta de adquisición de datos
TBJ transistor bipolar de juntura

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

Las tecnologías que explotan las fuentes de energía renovables han conseguido satisfacer la escasa quinta parte de la demanda eléctrica mundial [3]. Por esto, es fundamental cambiar nuestros hábitos de consumo para disminuir la dependencia hacia los combustibles fósiles, y mitigar el cambio climático. La *gestión de la eficiencia energética* (GEE) permite optimizar el uso de la electricidad dentro de un inmueble, y es reconocida globalmente como un medio rápido, económico, y el más apropiado para reducir las emisiones de gases de efecto invernadero [4]. Mediante la GEE, es posible alcanzar un ahorro en electricidad de hasta 30% [5, 6], asociado al beneficio económico correspondiente. Esta tecnología tiene un evidente potencial para contribuir al desarrollo de nuestro país, y de asistir el alcance de sus metas en aprovechamiento energético.

La *supervisión energética* es un prerrequisito de la GEE [7, 8]. Supervisar el consumo de forma detallada consiste en medir el uso de electricidad de cada aparato eléctrico dentro de un inmueble. La información sobre consumos individuales es más útil para los usuarios que tener un solo cargo por el uso de energía eléctrica total [9]. Estas medidas permiten

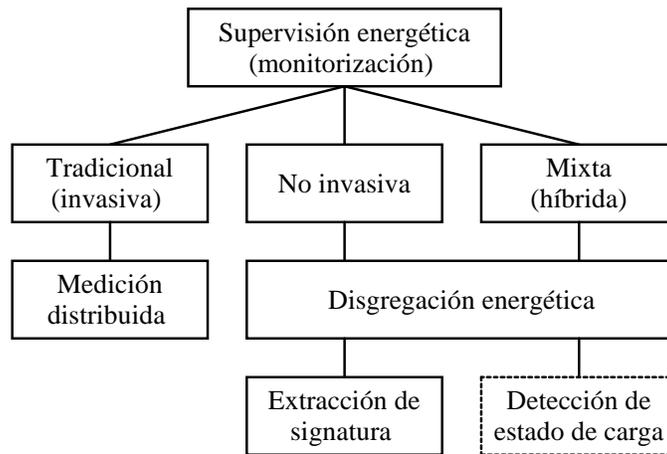


Figura 1.1: Métodos de supervisión energética. En el diagrama se identifica tres formas de monitorizar a detalle el consumo eléctrico, y sus respectivas herramientas.

clasificar el consumo por cada tipo de sistema eléctrico, así como por zonas. El usuario conocerá su carga eléctrica, identificará dónde se concentra el consumo, implementará mejoras, y alcanzará una alta eficiencia. La figura 1.1 contiene los métodos y las herramientas de supervisión energética, que se describen a continuación de forma general.

La *supervisión energética tradicional (SET)* utiliza la *medición distribuida*, que consiste en instalar un punto de monitorización por cada aparato eléctrico de interés. El conjunto de medidores emplea comunicaciones alámbricas o inalámbricas para concentrar los datos en un ordenador, donde una rutina sencilla los tabulará para generar un reporte de consumo. La figura 1.2 muestra el diagrama de un sistema que emplea la SET, en donde se transmite la información sobre las mediciones mediante una red de nodos inalámbricos. La imagen ilustra un circuito eléctrico con N aparatos eléctricos conectados en paralelo a la red eléctrica. Cada aparato está instrumentado con un medidor, que, mediante las lecturas de corriente y tensión de cada artefacto electrónico, calcula sus parámetros eléctricos de interés; e.g., tensión y corriente eficaces, potencia activa, factor de potencia, energía consumida, etc. Esta información es transferida de forma inalámbrica hacia un receptor, y

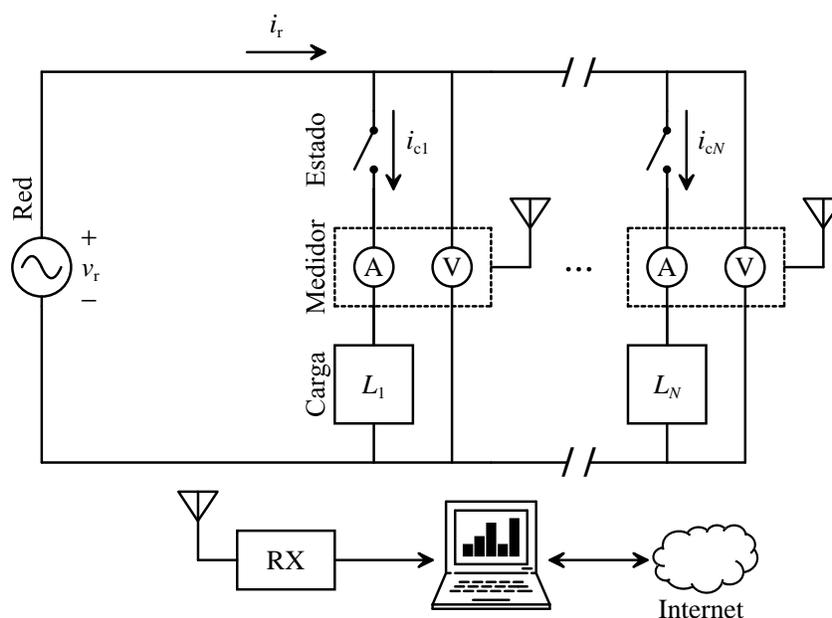


Figura 1.2: Diagrama de un sistema de supervisión energética tradicional. Este sistema realiza la medición distribuida, y transmite la información de forma inalámbrica.

procesada por una computadora con conexión a internet. Los símbolos matemáticos de la figura están descritos en la nomenclatura de esta tesis.

La **SET** emplea una instrumentación compleja, y un programa de computadora simple. La *supervisión energética no invasiva* (**SEN**) invierte este balance estableciendo sólo un punto de medición, y empleando algoritmos complejos de procesamiento de señales y análisis de datos para separar la demanda medida en sus componentes [1]. Esta descomposición del consumo total en consumos parciales se denomina *disgregación energética* [10]. Para desagregar la demanda total en sus partes, la **SEN** identifica la actividad de un artefacto electrónico mediante la detección de su *signatura* dentro de las mediciones globales. La *signatura* se define como la métrica que caracteriza el estado operativo o comportamiento transitorio de los aparatos eléctricos [11], y es obtenida por medición, paradójicamente, durante una intrusión inicial. Esta tesis contiene un anexo sobre *signaturas* y su taxonomía, donde el lector encontrará información un poco más detallada.

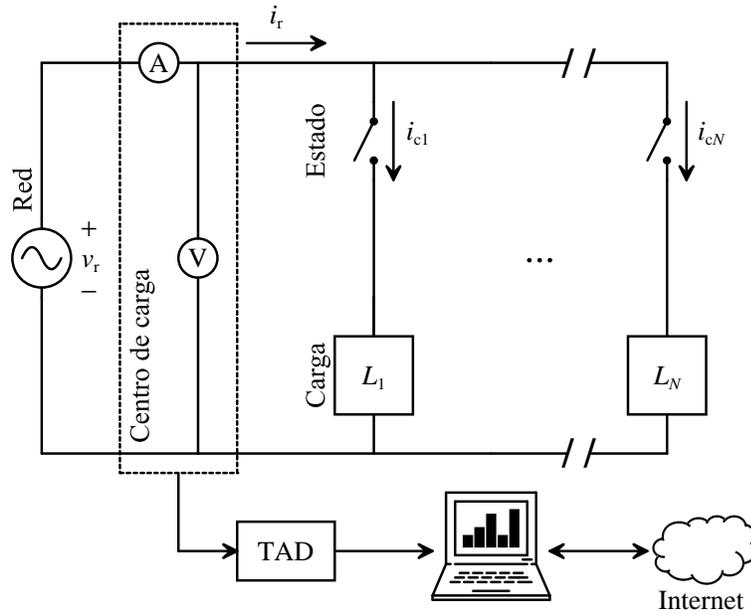


Figura 1.3: Diagrama de un sistema de supervisión energética no invasiva. El sistema calcula la demanda individual de cada carga eléctrica mediante un medidor y algoritmos complejos de disgregación energética.

La figura 1.3 contiene el esquema de un sistema que emplea la SEN. Este circuito utiliza sólo un medidor para capturar la señal de tensión general, v_r , así como la corriente total, i_r , de un circuito con N cargas eléctricas. Una tarjeta de adquisición de datos (TAD) digitaliza estas señales, y una computadora las procesa para extraer las firmas de los aparatos eléctricos activos, y desagregar el consumo en sus componentes. Independientemente de la naturaleza de la firma seleccionada, el objetivo de la disgregación energética es resolver el sistema sobredeterminado de ecuaciones lineales siguiente

$$Ax = b \tag{1.1}$$

donde $A = (a_{ij})$ es una matriz de $M \times N$ que contiene los estados binarios de la carga eléctrica en su conjunto, x es un vector con los valores de potencia eléctrica de cada uno de

los N artefactos electrónicos monitorizados, y b es un vector que consiste de M lecturas de la potencia activa total, tomadas durante un *periodo de estimación* [2], a una determinada tasa de muestreo, e.g., 1 Hz. El estado a_{ij} es respectivamente 1 o 0, si la j -ésima carga eléctrica está encendida o apagada cuando se toma la i -ésima muestra. Varios sistemas que emplean la **SEN** utilizan por signatura la potencia real que demanda cada aparato eléctrico. De esta forma, la **SEN** tiene por meta resolver la ecuación (1.1) para A , conociendo el conjunto de signaturas, x , y las mediciones globales de consumo, b . La solución satisface

$$A = \underset{a_{ij} \in \{0,1\}}{\operatorname{arg\,min}} \|b - Ax\| \quad (1.2)$$

En la práctica, resolver el problema de optimización de la ecuación (1.2) requiere de algoritmos matemáticos sofisticados, el arreglo x no es fácilmente obtenible ni actualizable y, además, dos o más cargas eléctricas iguales no son identificables, al menos no de forma sencilla. Respecto al último punto, en [1] se conceptualizó al *generador de signatura* como un dispositivo que genera una señal cada vez que la carga eléctrica, a la que está conectado, opera. Así, identificando esta señal en una de dos signaturas idénticas, se consigue diferenciar su origen.

La *supervisión energética mixta* (**SEM**) tiene por objetivo reducir tanto el costo que implica la medición distribuida de la **SET**, como la complejidad de los algoritmos de disgregación energética de la **SEN**. Un sistema que emplea la **SEM**, constituye una solución práctica e invasiva que opera como un sistema híbrido de monitorización. Este sistema utiliza la *detección de estado de carga*, que consiste de una red de sensores simples que determinan el estado binario de los artefactos electrónicos a lo largo del tiempo; i.e., *encendido* o *apagado*. Por lo general, los son transmitidos inalámbricamente hacia un dispositivo concentrador de datos. Un medidor principal es utilizado para adquirir la demanda total, con el objetivo de resolver la ecuación (1.1) para x , con los parámetros A y b conocidos. La

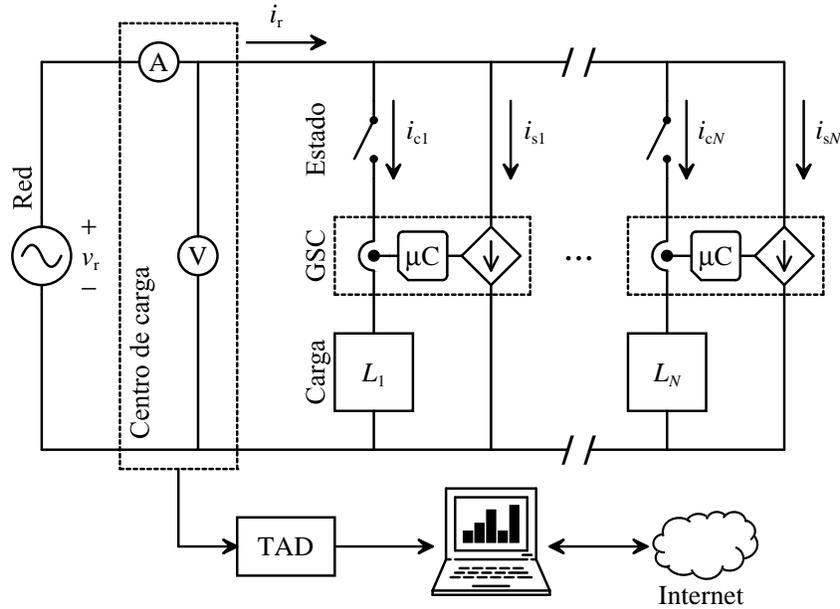


Figura 1.4: Diagrama del sistema de supervisión energética mixta propuesto. La disgregación energética se calcula empleando los estados encendido/apagado de los aparatos, y la medición de la demanda eléctrica total.

solución por mínimos cuadrados [12, 13] es explícita, dada por

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (1.3)$$

En esta tesis, se propone el sistema de SEM mostrado en la figura 1.4. En la imagen se observan N aparatos eléctricos conectados en paralelo a la red eléctrica, cada uno equipado con un *sensor inteligente*, también denominado *generador de signatura de carga (GSC)*. Cada sensor se compone básicamente por tres módulos: un *sensor de corriente*, un *conformador de pulsos*, y un *microcontrolador (μC)*. El primer módulo está conectado en serie, y el segundo, en paralelo a una carga eléctrica en particular. El j -ésimo aparato eléctrico demanda la corriente i_{c_j} , y el j -ésimo GSC superpone su signatura, contenida la señal de corriente i_{s_j} . Esta señal acarrea información sobre el estado operativo de la carga eléctrica, y es transmitida a través de la línea de potencia. El sistema cuenta con un medidor principal

que obtiene la tensión general de la red eléctrica, v_r , y la corriente global del circuito, i_r . Ambas señales son digitalizadas por una **TAD**, y procesadas por un ordenador para efectuar la recuperación de firmas, la detección de estado de carga, y la disgregación energética.

1.2. Problema de investigación e hipótesis

En sistemas que emplean la **SEM**, la tarea de evaluar el estado encendido/apagado de un aparato es simple. Consecuentemente, en este trabajo se propone un esquema de comunicación sencillo, que prescinde de la radiofrecuencia. Se diseñó un sensor inteligente que genera y transmite la firma de carga a través de la línea de potencia, análogamente, en concepto, a la tecnología **PLC** (de *Power Line Communications*). A partir del diagrama de la figura 1.4, puede observarse que la corriente total se puede calcular como

$$i_r = \sum_{j=1}^N i_{c_j} + \sum_{j=1}^N i_{s_j} \quad (1.4)$$

La **SEN** que emplea formas de onda de corriente como firma, tiene la finalidad de extraer la mayor cantidad posible de características del término $\sum i_{c_j}$. En el sistema propuesto, este término sólo es útil para calcular la demanda total e inmediatamente se convierte en *ruido*. A partir de la ecuación (1.4), se enuncia el problema de investigación siguiente: dada la señal de corriente total, i_r , de un circuito eléctrico instrumentado con dispositivos **GSC**, aislar el término que contiene las firmas generadas; i.e., señal $\sum i_{s_j}$. Se plantean las siguientes hipótesis:

- Existe una solución plausible al problema de investigación, mediante el uso de algoritmos de procesamiento sencillos, aunque no triviales. Hay varias propiedades que

pueden aprovecharse, haciendo las suposiciones de que la señal $\sum i_{cj}$ es simétrica, periódica (estacionaria en intervalos de tiempo cortos), y limitada en banda. También se supone que $\sum i_{sj}$ puede descomponerse en estados discretos que constituyen la matriz de estados, A .

- Es posible prescindir de firmas tradicionales para efectuar la disgregación energética. Esto implica generar la firma de toda carga eléctrica presente en un circuito mediante dispositivos **GSC**. Para justificar su intrusión, la metodología deberá contemplar su materialización de forma mínima, compacta y económica.
- Las firmas generadas se superponen sin interferencia. Esta es una condición necesaria para efectuar la detección de estado de carga, y una forma de conseguirlo es si, dentro del término $\sum i_{sj}$, las señales i_{sj} , para $j = 1 \dots N$, son de naturaleza transitoria, y si sus ocurrencias se hacen coincidir con los eventos en los que la carga eléctrica conmuta; i.e., cada vez que se prende o se apaga.
- La señal $\sum i_{sj}$, al ser transitoria por intervalos, contiene componentes armónicos de alta frecuencia, y como $\sum i_{cj}$ está limitada en banda, entonces existe una frecuencia de corte que permita a un filtro paso altas atenuar las señales de baja frecuencia. Aquí ocurre exactamente lo contrario al caso en el que muchas señales contienen información en su banda base, con ruido de alta frecuencia.
- Las medidas de ahorro energético son prácticamente las mismas si se cuenta con información del consumo detallada aunque ésta presente errores; e.g., un error de 20%.

Sistema de supervisión energética	tradicional	no invasiva
Costo de instrumentación	Alto	Bajo
Complejidad de programación	Baja	Alta

Tabla 1.1: Resumen comparativo de la supervisión energética tradicional y no invasiva.

1.3. Justificación

Entregar al usuario información sobre su perfil de consumo, obtenido mediante la supervisión energética de cualquier tipo, induce al consumidor un comportamiento que puede incrementar su eficiencia en 15 % [10, 6]. La tabla 1.1 compara los sistemas que emplean la SET y la SEN. Si un alto costo en instrumentación y una alta complejidad de programación adquieren los adjetivos de *inasequible* e *irresoluble*, respectivamente, se puede entender por qué los sistemas híbridos están captando mayor interés. La SEN y la SEM efectúan la disgregación energética, pero la segunda es más precisa. Entre mayor precisión, la realimentación sobre el consumo le permitirá al usuario: 1) informarse de cuánta energía consume cada aparato eléctrico, 2) realizar las acciones necesarias para ahorrar energía, y 3) adaptar su consumo en respuesta a la demanda eléctrica de la red [14].

Por tres décadas, la SEN ha sido un campo que posibilita el trabajo de investigación novedoso. Esto fue posible debido a que el problema de optimización de la ecuación (1.2) es suficientemente general, y la búsqueda de su solución se ha abordado desde diversas ópticas y metodologías. La literatura muestra que se ha hecho bastante esfuerzo por extraer, clasificar, y analizar las propiedades de firmas no invasivas de la carga eléctrica. Hoy en día, numerosas soluciones y múltiples herramientas propuestas emplean algoritmos matemáticos realmente excepcionales. Sin embargo, son muy complejos, aún se encuentran en fase de desarrollo, y su desempeño decrece significativamente a medida que se incrementa el número de aparatos eléctricos monitorizados [15].

Dentro de los sistemas que emplean la **SEM**, la mayoría de los sensores propuestos emplean módulos de radiofrecuencia para la transmisión de los estados de la carga eléctrica. El uso de una red inalámbrica implica, entre otras cuestiones, su modelado, la topología, el protocolo de comunicación, el rango de cobertura, la calibración, la interferencia, y el costo adicional del módulo de radiofrecuencia (**RF**). Además, en el modelo generalmente pasa por alto que 1) la red no se implementa en planos perfectos, 2) el área de cobertura de un nodo no es circular, 3) no todos los nodos tienen el mismo alcance, 4) si un nodo capta la señal de otro, el último no necesariamente captará la señal del primero, 5) si un nodo capta la señal de otro, la recepción no queda libre de error, y 6) la intensidad de la señal no es una función simple de la distancia [16].

Este trabajo propone reemplazar la comunicación inalámbrica por comunicación mediante la línea de potencia, empleando señales de corriente eléctrica. A diferencia de la primera, la segunda sí puede asegurar que todos los *mensajes* llegarán a su destino: el centro de carga donde se ubica el receptor. Esto es resultado de que las señales de corriente no se atenúan a lo largo de un circuito. El esquema de comunicación descrito es en realidad un procedimiento de generación de signatura. Esta idea se propuso para la **SEN**, con otros fines diferentes a la detección de estado de carga. Conceptualizada hace un par de décadas, la generación de signatura ha permanecido sin explorarse hasta ahora. Consecuentemente, este trabajo es pertinente, en el sentido de que presenta los primeros métodos y resultados de esta práctica, que tiene el potencial de hacer prescindibles las signaturas tradicionales, y sus métodos invasivos de extracción.

1.4. Metodología

A partir del diagrama de la figura 1.4, a continuación se describen los procedimientos del sistema que tienen por fin último efectuar la disgregación energética. Las señales i_{cj} e i_{sj} corresponden a la corriente eléctrica que demanda el j -ésimo artefacto electrónico, y a la señal originada por el j -ésimo sensor inteligente, respectivamente. Cuando el j -ésimo aparato eléctrico conmuta, el j -ésimo GSC detecta un cambio en el flujo de la corriente i_{cj} . En este instante, el sensor está listo para generar la señal i_{sj} , que consiste de uno o más pulsos rectangulares de corriente eléctrica, que codifican la signatura del aparato correspondiente. Uno o más pulsos pueden codificar la información mediante *modulación de posición de pulso* (MPP), o *modulación de código de pulso* (MCP). En este trabajo de tesis, se seleccionó por simplicidad MPP, que emplea pulsos de amplitud y ancho fijos, pero de posición variable en el tiempo.

El receptor o medidor principal realiza la adquisición de la tensión de la red eléctrica, v_r , y de la corriente total del circuito, i_r . Con ambas señales se puede obtener la demanda global o potencia activa total [17], que, para una tasa de muestreo máxima de 60 Hz, y en su forma más elemental, se calcula mediante

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_r(\omega t) i_r(\omega t) d\omega t \quad (1.5)$$

donde ω es la frecuencia angular de la señal v_r , cuyo valor en México es 377 rad/s. Como resultado, se obtiene una señal de demanda, que es la que se busca desagregar en sus componentes mediante el empleo de signaturas.

La signatura generada se compone de un identificador y, opcionalmente, de un estado binario encendido/apagado. El identificador del j -ésimo artefacto electrónico es un número; el

más simple es su propio índice; i.e., j . Retomando el problema de investigación planteado, el objetivo es extraer la señal $\sum i_{sj}$, a partir de la señal i_t . Si existe alguna solución satisfactoria a este problema, entonces un programa de ordenador podrá manipular esta señal, decodificar los pulsos, comparar sus ocurrencias con los cambios en la señal de la potencia activa total, y descomponerla en estados discretos. Idealmente, un flanco positivo en la señal de la demanda global implica que algún aparato fue encendido, y un flanco negativo, que fue apagado. Entonces, si el estado no es incluido en la signatura, éste puede ser inferido a partir de las lecturas de la demanda global. Los estados binarios de toda la carga eléctrica y las mediciones de la demanda son empleados para construir los arreglos A y b , para finalmente desagregar el consumo eléctrico mediante el empleo de la ecuación (1.3), o su versión optimizada descrita en [18, 2].

La validación de la generación de signatura como herramienta para asistir la disgregación energética consiste de dos partes: la simulación numérica del esquema de comunicación, y su materialización en un prototipo para experimentación. Para realizar la simulación, se requiere describir matemáticamente la signatura, realizar la superposición de ésta a un conjunto formas de onda de corriente reales, obtenidas de una base de datos, diseñar algoritmos de procesamiento de señales para extraer las signaturas, y ejecutar rutinas de recepción y decodificación de información para obtener su tasa de error. El prototipo experimental implica el desarrollo electrónico de cada uno de los módulos que componen el dispositivo **GSC**, con especial atención en el conformador de pulsos. Este módulo opera a la tensión de la red, genera una corriente de algunos amperes, conmuta rápidamente, y debe ser compacto. Como medidor principal, se utilizaron por instrumentos una punta de corriente y una tarjeta de adquisición de datos. El prototipo experimental será utilizado para poner a prueba el sistema propuesto, desde el punto de concepto.

1.5. Alcances y limitaciones

El presente estudio propone un modelo de supervisión energética para edificios residenciales, institucionales o comercios pequeños. No es aplicable complejos industriales con máquinas eléctricas de alto consumo, ni a otros tipos de energía que no sea la eléctrica. El sistema propuesto tiene por salida los componentes desagregados de energía consumida, y deja fuera de su alcance las posibles medidas de optimización y ahorro que puedan incrementar la eficiencia energética. La validación del sistema contempla la realización de la simulación numérica del esquema de comunicación mediante la línea de potencia, y la prueba de concepto mediante un prototipo experimental o maqueta eléctrica. Se plantea como trabajo a futuro implementar el sistema de supervisión y la red de sensores que emplea en inmuebles físicos, que no constituyan un ambiente controlado. La generación de signatura se realizó mediante la conformación de pulsos rectangulares de corriente eléctrica, haciendo indispensable la existencia del dispositivo **GSC** conceptualizado. Así delimitada, se hace patente que la generación de signatura tiene un carácter general, cuyo universo y taxonomía no es abordado por este trabajo. Tampoco se realizó un estudio sobre la interferencia electromagnética o **EMI** (de *ElectroMagnetic Interference*). Sin embargo es posible conjeturar, mediante la experiencia, que el ruido introducido en la red eléctrica por el **GSC** es muy pequeño.

Para la simulación por computadora, se empleó una base de datos que contiene formas de onda de corriente medidas en dos residencias. Los resultados quedan limitados por la particularidad de las casas, de la naturaleza de sus aparatos eléctricos, del comportamiento de los usuarios durante el periodo de medición, y por las técnicas de adquisición de datos así como la frecuencia de muestreo fijada. Además, la simulación empleó señales ideales que generaría el dispositivo **GSC**. La tasa de transmisión de información mediante la línea de potencia queda limitada por la frecuencia de muestreo de la tarjeta de adquisición de

datos. La tensión y corriente que el **GSC** opera dependen directamente de la selección de los semiconductores que componen el módulo conformador de pulsos. En consecuencia, el sensor es utilizable en circuitos con tensiones de red como la nuestra; i.e., 127 V, sin ser aplicable en localidades con tensiones de 220 V, 230 V, etc. Por último, cabe mencionar que toda tecnología de supervisión energética está limitada en uso y penetración por cuestionamientos que pueden suscitarse en los usuarios cuestiones de privacidad, en cuanto a los usos y costumbres para con sus artefactos electrónicos.

1.6. Organización de la tesis

La organización del presente trabajo se describe a continuación. El capítulo 2 contiene la revisión de la literatura, donde se exponen algunos trabajos afines correspondientes a los tres tipos de supervisión energética descritos. Los algoritmos de procesamiento de digital de señales y la simulación numérica del esquema de comunicación de los sensores se presenta en el capítulo 3, así como sus resultados. El capítulo 4 presenta el prototipo experimental para la prueba de concepto del sistema, que emplea una red de sensores inteligentes, cuyo diseño electrónico se expone en el mismo capítulo, así como los resultados del experimento. El capítulo 5 concluye esta tesis. Los anexos tienen por objetivo ampliar los contenidos de los capítulos.

1.7. Conclusión

Este capítulo presentó las bases de este trabajo de tesis. Se describieron tres tipos de supervisión energética: la tradicional, la no invasiva, y la mixta. Mientras la primera es precisa,

las dos restantes efectúan aproximaciones, con el compromiso de reducir el costo y complejidad de la supervisión energética. Asimismo, se perfiló la **SEM** como la opción más práctica de monitorización.

Se introdujo el problema de investigación e hipótesis. Se hizo un planteamiento matemático novedoso, que conjunta dos tareas aparentemente sin relación: la detección de estado de carga y la generación de signatura. Cualquier solución plausible del problema formulado, permitirá que la supervisión energética pueda prescindir de redes de nodos inalámbricos y de signaturas tradicionales.

Se justificó la investigación, estableciendo que la generación de signatura, si bien no es una idea nueva, ha permanecido sin investigarse. Seguido, se describió brevemente la metodología abordada, se fijaron las limitaciones, y se esquematizó el presente reporte.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

La supervisión energética consiste en medir a detalle los consumos eléctricos en un inmueble, de forma directa o indirecta. En [19] se puntualiza que la supervisión energética posibilita: 1) realizar el cobro de electricidad por áreas o departamentos en edificios, y realizar estudios comparativos; 2) evaluar la energía consumida por unidad de producción o de servicio para la toma de acciones correctivas; 3) determinar la eficiencia y utilidad real de equipos y sistemas; 4) proporcionar información para auditorías energéticas, requeridas cada vez con más frecuencia; 5) reportar a la administración las posibles fallas para realizar trabajos de mantenimiento; y 6) identificar futuras oportunidades de ahorro energético.

Con la información obtenida, se tomarán las acciones correspondientes para ahorrar electricidad. Las prácticas de conservación se establecen a partir de un diagnóstico energético, cuyas pautas y métodos quedan fuera del objeto de estudio de la presente tesis. No obstante, a manera de ejemplo, a continuación se mencionan algunas técnicas para minimizar el consumo, obtenidas de [20, 21]: informar a los usuarios sobre su consumo en electricidad, ponderar la importancia de ser amigables con el ambiente, automatizar el funcionamiento de la carga eléctrica doméstica, disminuir la cantidad de luminarias y tomar ventaja de

la luz natural, adquirir artefactos electrónicos altamente eficientes, reducir la cantidad de aparatos eléctricos usados en periodos pico, optimizar el uso de calefacción y aire acondicionado, auditar periódicamente el uso energético en los edificios, apagar o hibernar los equipos de cómputo que no estén en uso, etc.

2.1. Supervisión energética tradicional

El desarrollo de un *contacto inteligente* multifuncional puede consultarse en [22, 23]. Cualquier aparato eléctrico conectado a este artilugio es controlado y supervisado a través de internet. Se monitoriza principalmente su comportamiento multiestado, mediante la adquisición de diez características a partir de su señal de corriente eléctrica; e.g., corriente eficaz, corriente pico, factor de cresta, etc. En [24] se desarrolló la *unidad de comunicación y medición de energía*, que emplea módulos inalámbricos para establecer una red de medidores. Estos dispositivos se conectan en los tomacorrientes. El sistema no sólo supervisa la energía consumida, sino también la generada por sistemas de energía renovable, que utilizan módems PLC para integrarse a la red. Un *multicontacto inteligente* que muestrea corriente y tensión de cuatro artefactos electrónicos para calcular su demanda, provisto de un transceptor inalámbrico para comunicación, es presentado en [25]. El dispositivo orientado a la monitorización de consumo emplea un resistor como transductor de corriente.

Sistemas que emplean la SET mediante redes de sensores inalámbricos fueron presentados en [6, 26, 27, 28, 29]. Estas redes realizaron tareas de medición y control de un conjunto de aparatos eléctricos dentro de casas inteligentes. Las redes constituyen una plataforma de medición y control para aparatos eléctricos en edificios. En general, cada nodo cuenta con un módulo de medición, un módulo actuador, y conectividad inalámbrica con protocolos Wifi, ZigBee, Bluetooth, etc. Este tipo de sistemas agrega sofisticación innecesaria a una

tarea de supervisión energética que requiere de una pequeña cantidad de datos y una baja velocidad de transmisión. Además, el costo de cada dispositivo dificulta la implementación del sistema a larga escala.

2.2. Supervisión energética no invasiva

La **SEN** emplea como herramienta a la disgregación energética, cuyo desempeño depende directamente de la selección de la signatura. La investigación en sistemas de supervisión no invasiva se ha enfocado principalmente en la extracción de dichas signaturas a partir de características existentes en los artefactos electrónicos. Por ejemplo, perfiles de potencia activa [30], trayectorias V-I [11], formas de onda de corriente [5, 31], distorsiones transitorias en la señal de tensión de la red [32], etc.

Estos trabajos han dado como resultado el desarrollo de brillantes algoritmos de clasificación. Sin embargo, son bastante complejos y limitados en términos de desempeño a medida que el número de aparatos monitorizados se incrementa. Por lo tanto, este enfoque funciona bien cuando la disgregación se enfoca en artefactos de interés; i.e., aquéllos con elevada demanda de electricidad [33]. La etapa de entrenamiento de la **SEN** es bastante intrusiva y laboriosa en el sentido de que alguien debe proveer al sistema de signatura, patrones, para que le sistema pueda inferir qué sucede con base en la signatura [8]. En consecuencia de lo anterior, el uso de sensores se ha hecho más frecuente en recientes implementaciones.

2.3. Supervisión energética mixta

La detección de estado de carga eléctrica tiene por objetivo identificar la condición de *encendido* o *apagado* de los artefactos electrónicos. Esto reduce en gran medida la comple-

alidad del hardware del sensor, sus costos asociados, y simplifica la monitorización. Dentro de este esquema, en [8] se introdujo la *detección indirecta (indirect sensing)* de estados. Esta práctica utiliza sensores de bajo costo que capturan señales ambientales; e.g., magnéticas, acústicas, ópticas, etc., que colocados cerca de determinados aparatos, y después de ser cuidadosamente calibrados, permiten determinar el estado binario de la carga. Así, por ejemplo, un sensor óptico basta para averiguar si una lámpara está encendida o apagada. Cada sensor emplea un módulo inalámbrico para transmitir esta información, que podrá ser procesada posteriormente en conjunto. El método más simple e intuitivo para determinar el estado encendido/apagado, es observar si existe una demanda de corriente eléctrica mediante un componente resistivo conectado en serie con la carga. Este transductor resistivo fue integrado en el sensor desarrollado en [34], para ser conectado entre el contacto eléctrico y el artefacto a monitorizar. Este dispositivo emplea un transmisor de RF que, junto con los demás dispositivos de la red, transmite el estado binario de la carga de forma unidireccional o *simplex*. Ante a una posible pérdida de información, estos sensores retransmiten los datos de forma automática. La corriente demandada por cada aparato genera un campo magnético alrededor de su cable de conexión. Este campo puede ser utilizado para generar y almacenar energía en supercapacitores o baterías, proporcionando autonomía a un conjunto de pequeños dispositivos electrónicos. Este proceso de *microgeneración de energía* fue implementado en [35, 36] para la red de sensores. Cada dispositivo cuenta con un módulo inalámbrico cuya frecuencia de activación es proporcional a la demanda eléctrica de la carga asociada. La información es codificada por un tren de pulsos de RF que, después de ser transmitidos, captados, y decodificados, permiten obtener el consumo eléctrico desagregado. Una vez adquiridos el proceso de conmutación, A , y la demanda global, b , se puede utilizar la ecuación (1.3) para disgregar el consumo. En [2, 18] se diseñó e investigó una serie de coeficientes para emplear una versión ponderada de la ecuación (1.3). El objetivo es dar más peso a un grupo de estados que refleje una menor cantidad de aparatos en opera-

ción, así como reducir el efecto de las variaciones de la demanda en el *error de estimación*. El estudio asume la existencia de un subsistema de bajo nivel que adquiere correctamente los estados binarios de la carga en su conjunto. Este tipo de subsistema es propuesto por el presente trabajo, y fue publicado en [37].

Por otra parte, en [1] se define como *generador de signatura* a un dispositivo que genera una señal cada vez que la carga eléctrica a la que corresponde, opera. El sensor inteligente desarrollado genera la signatura de la carga eléctrica modificando su forma de onda de corriente de forma temporal. Por ello, constituye un *generador de signatura de carga* o **GSC**, físicamente invasivo y de característica transitoria. Los términos sensor inteligente y **GSC** serán utilizados como sinónimos en lo subsecuente.

CAPÍTULO 3

SIMULACIÓN NUMÉRICA

En este estudio se simuló la recepción de datos codificados mediante **MPP** para validar el esquema de comunicación propuesto. Para esto, se empleó una base datos con las lecturas de formas de onda de corriente eléctrica, medidas en el centro de carga de inmuebles.

Retomando el planteamiento del problema que busca aislar el término $\sum i_{sj}$ a partir de la ecuación (1.4), una forma intuitiva de atenuar el término $\sum i_{cj}$ es la de evaluar las observaciones diferenciales $i_r(t) - i_r(t - T)$. Esta metodología explota la dispersión de los pulsos en el tiempo, y la periodicidad de la señal de corriente total, i_r . Sin embargo, este procedimiento introduce una gran cantidad de ruido de alta frecuencia. Por este motivo, se procesó la señal i_r con un *filtro paso altas* y un *filtro adaptado*, ambos lineales y, por añadidura, una operación no lineal, como se describe a continuación.

3.1. Modulación de pulso

Dentro del esquema de modulación por posición de pulso, cada **GSC** genera un pulso ubicado en una de un mínimo de N muescas disponibles en el intervalo $T/2$, dando origen a

cada símbolo **MPP**. Por consiguiente, el ancho del pulso es $\tau = T/2N$, y el ancho de banda de la transmisión **MPP** es su recíproco [38]. Cada símbolo acarrea, en general, $\log_2 N$ bits de información. Por ejemplo, si se fija el ancho del pulso en 1 ms, un máximo de 8 muescas podrán distribuirse en el intervalo válido de $8.\bar{3}$ ms. Como resultado, tres bits codificarán el identificador de cada carga eléctrica. Sea un conjunto de firmas tales que el identificador del j -ésimo aparato es un pulso en la j -ésima posición. De esta manera, un pulso que ocupa la primera muesca indica que la carga núm. 1 cambió su estado; un pulso en la segunda muesca, que la carga núm. 2 conmutó; y así sucesivamente. No obstante, el estado actual del aparato eléctrico se desconoce y debe ser inferido a partir de su estado previo; i.e., si el dispositivo estaba *apagado*, su nuevo estado es *encendido*, y viceversa. Los cambios en la señal de la potencia total también proporcionan información para inferir el estado, como se explicó con anterioridad. Si el estado del artefacto electrónico también es transmitido, se requieren $2N$ muescas y la cantidad de bits transmitidos serían $1 + \log_2 N$. Esto no es precisamente información redundante y da lugar a un sistema más robusto. Así, por ejemplo, un pulso ubicado en la primera muesca indicaría que la carga núm. 1 fue encendida, y un pulso en la segunda, que la misma fue apagada; otro pulso ocupando la tercera posición correspondería con el encendido de la carga núm. 3, y así sucesivamente. Cada bit extra de información duplica el ancho de banda de la transmisión, y, en consecuencia, la frecuencia de muestreo del medidor principal también debe incrementarse. **MCP** y la modulación de posición de pulso múltiple (**MPPM**) [39] pueden mejorar el aprovechamiento del ancho de banda disponible. El primero tiene la ventaja de poseer técnicas de detección y corrección de errores, y el segundo comparte el buen desempeño y simplicidad de **MPP**.

3.2. Desarrollo del modelo de signatura

Se busca derivar una ecuación matemática para la signatura de carga del j -ésimo aparato eléctrico. Para hacer más sencillo el procedimiento, la signatura consistirá únicamente del identificador de la carga: su índice, j . Esto no imposibilita la obtención de su estado encendido/apagado, que puede determinarse a partir de los cambios de la señal de la demanda global. El siguiente modelo también supone que sólo el j -ésimo artefacto electrónico cambia de estado durante un periodo de estimación y, en particular, que se prende en un instante arbitrario t_1 . Esto es plausible de suponer de acuerdo con el acSCP [1]. Asimismo, mediante el dispositivo detector de paso por cero (DPC), se cuenta con una señal cuadrada, sincronizada a la tensión de la red. Al derivar esta señal y manipulándola, se obtienen los cruces por cero de la tensión v_r , consistente en una señal de impulsos unitarios, dada por

$$f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (3.1)$$

donde $\delta(t)$ es la función Delta de Dirac. Durante el periodo de estimación, la j -ésima carga eléctrica se enciende en el instante t_1 , por lo que su proceso de conmutación se puede escribir como

$$a_j(t) = u(t - t_1) \quad (3.2)$$

donde $u(t)$ es la señal escalón unitario o función de Heaviside, definida por

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

El dispositivo **GSC** está sincronizado a los cruces por cero de la tensión de red, y sólo determinará que la carga se encendió en instantes múltiplos del periodo T . Este instante es sólo uno de los impulsos de la señal $f(t)$, que puede ser obtenido mediante

$$f(t) (a_j(t) - a_j(t - T)) \quad (3.4)$$

El proceso de conmutación síncrono $\alpha_j(t)$, se obtiene integrando la ecuación anterior; entonces:

$$\alpha_j(t) = \int f(t) (a_j(t) - a_j(t - T)) dt \quad (3.5)$$

El resultado es una función escalón unitario, ubicada en el siguiente cruce por cero al instante t_1 , es decir, el instante t_2 , tal que $t_2 - t_1 < T$. El pulso $\pi(t)$ generado por el **GSC** tiene una duración τ , y puede obtenerse a partir de $\alpha_j(t)$ mediante:

$$\pi(t) = \alpha_j(t) - \alpha_j(t - \tau) \quad (3.6)$$

Este pulso tiene su flanco positivo en $t = t_2$, y ubica la primera muesca de las N posiciones disponibles en el intervalo $T/2$. Por lo tanto, su posición en el tiempo debe ser la j -ésima. Esto se obtiene desplazando el pulso a la derecha j veces τ , y la signatura se escribe como

$$i_{sj}(t) = I_p \pi(t - (j - 1)\tau) = \alpha_j(t - (j - 1)\tau) - \alpha_j(t - j\tau) \quad (3.7)$$

3.3. Procesamiento digital

La corriente total y los pulsos generados constituyen señales de alta y baja potencia, respectivamente. Para la detección de pulsos, se empleó dos filtros lineales, con, y sin un operador no lineal. El filtro paso-altas atenúa las componentes de alta potencia de i_r . El filtro adaptado incrementa la relación señal a ruido (**RSR**), y un operador lineal debe aprovechar que la amplitud del pulso, su duración, y su posición discreta en el tiempo, son datos conocidos por diseño. Se proponen dos algoritmos numéricos para procesar la corriente total. El primero es

$$y_m = \frac{1}{4} \frac{\nabla^2 i_r}{I_p} * \nabla^2 \pi \quad (3.8)$$

donde y_m es la salida del filtro, i_r es la corriente total discretizada, I_p es la amplitud del pulso, ∇^2 es el operador que calcula las diferencias *hacia atrás* de una señal, de segundo orden; e.g., $\nabla^2 \pi[k] = \pi[k] - 2\pi[k-1] + \pi[k-2]$, para $k > 2$, y π es un pulso rectangular discreto, de ancho L , definido por

$$\pi[k] = \begin{cases} 1 & 0 \leq k < L \\ 0 & k < 0 \\ 0 & k \geq L \end{cases} \quad (3.9)$$

Los filtros no lineales son óptimos para la detección de señales que contienen ruido de tipo *no-gaussiano*. Se aplicó una operación no lineal de *recorte* a la ecuación (3.8), que aprovecha únicamente que el dato de amplitud de los pulsos de corriente se conoce a priori. Así, el segundo algoritmo resulta en

$$y_m = \frac{1}{4} \text{rec} \left(\frac{\nabla^2 i_r}{I_p} \right) * \nabla^2 \pi \quad (3.10)$$

donde y_c es la salida del filtro, y la función de recorte, $\text{rec}(v)$, se define como

$$\text{rec}(v) = \begin{cases} v & -1 < v < 1 \\ 1 & v \geq 1 \\ -1 & v \leq -1 \end{cases} \quad (3.11)$$

3.4. Decodificación de signatura

La figura 3.1 muestra un ejemplo de la generación y decodificación de una signatura modulada por posición de pulso. Se presenta una secuencia de eventos con intervalos estrechos con fines ilustrativos. La forma de onda de la señal de corriente en la segunda gráfica se obtuvo de la base de datos de referencia para disgregación energética: REDD (de *Reference Energy Disaggregation Dataset*) [10]. Primero, un aparato eléctrico fue prendido (*switched on*) en el instante t_{SW} , y exhibió el comportamiento transitorio que se refleja en el gráfico de i_g , indicado por la flecha. Luego, después de muestrear la señal i_{aj} , el microcontrolador determinó que el j -ésimo artefacto electrónico fue encendido en el instante t_{ON} . Enseguida, el μC esperó el próximo cruce por cero de la señal v_g , mismo que ocurrió en t_{ZC} , y generó el pulso de corriente de la primera gráfica, con una amplitud y ancho de 1 A y 1 ms, respectivamente. El tercer gráfico de la misma figura presenta el resultado de procesar la señal i_g con el algoritmo de la ecuación (3.10). Después de evaluar la convolución, un umbral de 90% resolvió una coincidencia o *match* en el instante t_{PP} . Finalmente, la diferencia $t_{\text{PP}} - t_{\text{ZC}}$ contiene la signatura de la carga eléctrica en cuestión.

3.5. Colisión de mensajes

La línea de potencia tiene buenas propiedades como canal de comunicación, tales como un buen calibre y una baja tasa de transmisión de información. Sin embargo, es un canal de múltiple acceso, y varios sensores **GSC** podrían enviar información de forma simultánea. La transmisión ocurre justo después de que un cambio de estado encendido/apagado en cualquier aparato eléctrico es detectado. El principio de continuidad de conmutación, o **SCP** (de *Switch Continuity Principle*), establece que en un circuito eléctrico tradicional, se espera que un número muy pequeño de artefactos electrónicos cambien de estado, siempre y cuando se observe un lapso de tiempo corto [1]. Modelando del proceso de conmutación de la carga eléctrica mediante una distribución de *Poisson*, como igual se hace en [28], también se comprenden los eventos en los que los **GSC** transmiten. La probabilidad de dos o más ocurrencias es

$$P[k \geq 2] = 1 - (1 + \lambda)e^{-\lambda} \quad (3.12)$$

donde k es el número de eventos y λ es el número de ocurrencias promedio en un intervalo conocido. Un promedio típico de 20 a 30 conmutaciones por hora fue observado en pruebas de campo [1, 28]. Este número se incrementa con eventos separados por 22 segundos, con una actividad pico de 20 a 30 eventos por minuto. Asumiendo que en el peor de los casos los artefactos electrónicos cambian de estado cada segundo, y estando al tanto de que los dispositivos **GSC** pueden transmitir mensajes como máximo cada $16.6\bar{6}$ ms, entonces $\lambda = 16.6 \times 10^{-3}$, y la probabilidad de colisión resulta de 0.014 % al sustituir estos datos en la ecuación (3.12). Por consiguiente, se puede concluir que la probabilidad de colisión de mensajes es bastante baja. Más aún, si el esquema **MPP** de pulso único es empleado, los pulsos en diferentes posiciones no se traslaparían y su decodificación sería posible aunque

exista la colisión. Cabe notar que, si se usa la modulación **MCP**, o si se implementa algún esquema de retransmisión, la probabilidad de error debida a colisiones se incrementaría naturalmente.

3.6. Base de datos de formas de onda

Las distorsiones en la señal de corriente total inducen los errores de recepción en el canal de transmisión. Se procesaron las señales contenidas en **REDD** para investigar cómo la extracción de los pulsos es afectada por una forma de onda distorsionada. La base de datos empleada proporciona señales de corriente y tensión tomadas en el centro de carga para cada uno de los dos circuitos eléctricos de dos residencias. La adquisición de datos se realizó durante varias semanas, a una tasa de 16.5 kHz [10]. La información fue comprimida utilizando un método llamado *regularización de variación total*. En consecuencia, sólo un ciclo único de corriente alterna (**CA**) fue reportado por cada conjunto de señales con alta *similitud*. La base de datos contiene 148,109 ciclos completos de formas de onda de corriente, con referencia en el cruce por cero de la señal de tensión en la red.

3.7. Procedimiento de simulación

La base de datos entera fue importada en LabVIEW, y almacenada en arreglos que contienen ciclos individuales de la señal de corriente total. Cada ciclo contiene $16.6\text{ms} \times 16.5\text{kHz} = 275$. Luego, se superpusieron a cada señal pulsos rectangulares de diferentes amplitudes, ubicados en diferentes posiciones en el tiempo. Las amplitudes fueron 1, 2, 3, y 4 A, y el número de muescas fue 8, 16, 32, y 64, que corresponden a símbolos **MPP** de 3, 4, 5, y 6 bit, respectivamente. Así, por ejemplo, si se dispone de 16 muescas, el ancho de pulso

se calcula como $8.\bar{3}\text{ms} \div 16 \approx 0.5\text{ms}$, y el número de muestras contenidas en este semiperiodo es $0.5\text{ms} \times 16.5\text{kHz} \approx 8$. Posteriormente, a cada señal compuesta se le aplicaron los dos filtros digitales de las ecuaciones (3.8) y (3.10), y un umbral de 90% para encontrar una coincidencia. Cada señal de REDD fue procesada 992 veces y, en consecuencia, se obtuvieron 147 millones de resultados binarios de decodificación *correcta/incorrecta*, a partir de los cuales se calculó la tasa de error de símbolo o **SER** (de *Symbol Error Rate*). Por último, se generaron histogramas del **SER** contra la **RSR**, contra el valor **RMS** de la corriente, y contra el ángulo de disparo del pulso. Ninguna de estas distribuciones mostró correlación significativa alguna. Esto sugiere que el error es causado principalmente por el *perfil* de la forma de onda; i.e., corrientes transitorias y los ciclos con cambios abruptos son una importante fuente de falsas coincidencias o detecciones. La distorsión armónica total de la corriente no describe *per se* la forma de onda característica de cualquier carga eléctrica. Por ello, tampoco se reportaron variaciones del **SER** respecto a este parámetro.

3.8. Resultados de procesamiento

La tasa de error obtenida se tabuló respecto a dos variables de interés: la amplitud del pulso de corriente, I_p , y el número de muescas dentro del semiperiodo positivo de la señal v_r . El último parámetro representa el número máximo de aparatos eléctricos a los que se les puede asignar un identificador. La variación del **SER** contra estas dos variables sugiere presentar un gráfico tridimensional. En su lugar, se presentan dos gráficos bidimensionales en la figura 3.2. Cada gráfico presenta el promedio del **SER** a lo largo de la variable faltante con cada uno de los algoritmos, y la tendencia media de estos datos para una fácil visualización. Los dos gráficos presentan un comportamiento congruente con lo esperado, como se describe a continuación. Si la amplitud del pulso se incrementa, esta señal se vuelve más *visible* dentro de la señal de alta potencia i_r . Consecuentemente, el **SER** en el primer gráfico

decrece de forma no lineal por debajo de 0.25 % si la amplitud llega a 4 A.

Para el experimento descrito en particular, puede observarse que una amplitud de pulso de 2 A resulta óptima para generar la signatura de la carga. Este valor de amplitud corresponde al codo del primer gráfico de la figura 3.2, correspondiente a un valor del SER de aproximadamente 1 %. El codo en una curva hace referencia a un punto a partir del cual un rendimiento decreciente ya no justifica el costo y esfuerzo de incrementar algún parámetro [40]. Aunado a esto, el algoritmo no lineal es más efectivo que el lineal cuando la amplitud del pulso supera 2 A. Entonces, en lugar de incrementar la amplitud del pulso de corriente, que no ofrece un beneficio sustancial, debe buscarse un algoritmo más robusto para decodificar los pulsos entrantes y para disminuir la tasa de error. En el segundo gráfico, el SER se incrementa si se aumenta el número de muescas disponibles en un semiperiodo del ciclo de CA. Esto ocurre porque el ancho de banda de transmisión está limitado por la tasa de muestreo del medidor principal o receptor. Para esta simulación numérica, se mantuvo fija en 16.5 kHz.

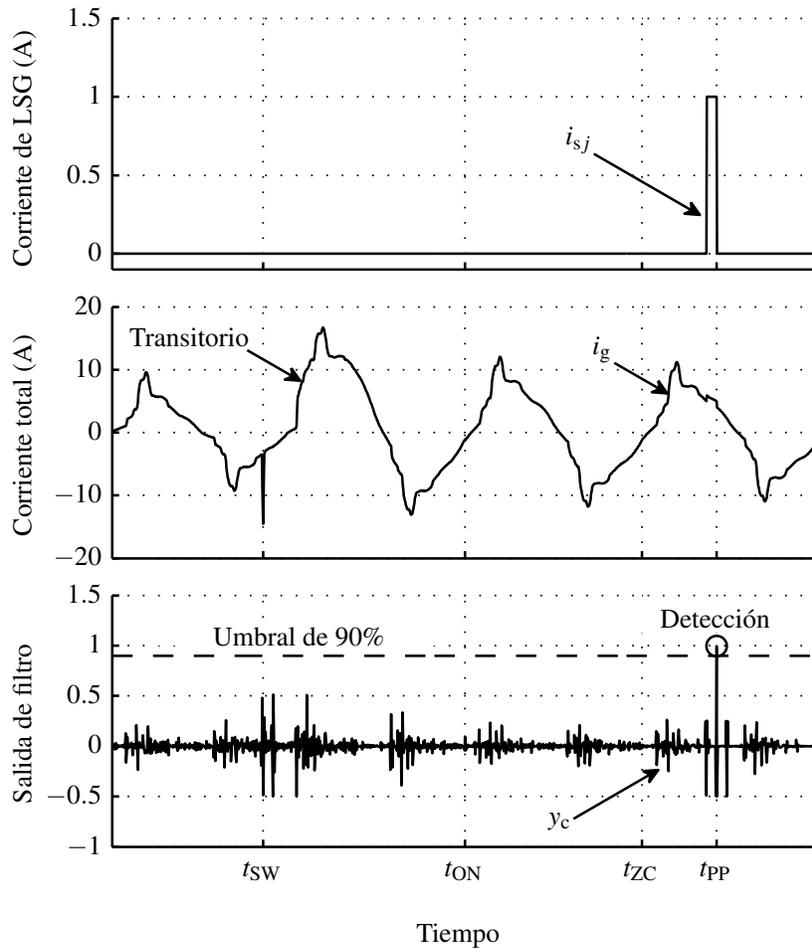


Figura 3.1: Secuencia de eventos de la recepción de la signatura de carga. La señal de corriente total se obtuvo de REDD, se le superpuso un pulso, y la señal compuesta fue procesada con el algoritmo de la ecuación (3.10). Una coincidencia fue encontrada en la señal de salida del filtro, cuya posición en el tiempo codifica la signatura original.

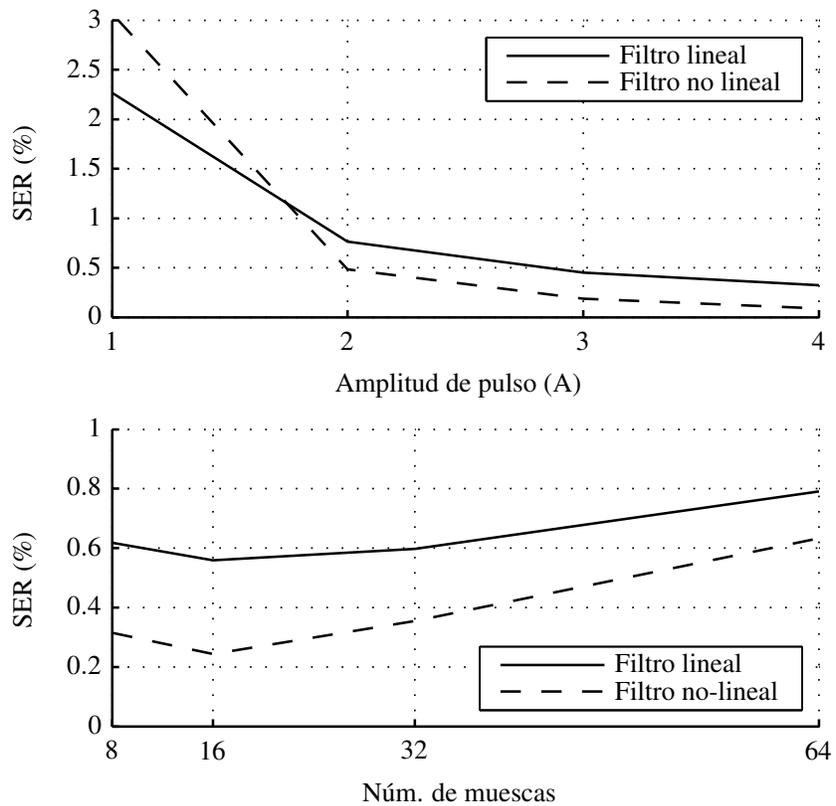


Figura 3.2: Tasa de error contra amplitud de pulso, y contra el número de muescas **MPP**. Para las mediciones efectuadas en [10], sensores inteligentes que generen pulsos de 2 A o más de amplitud pueden transmitir signaturas con un **SER** menor a 1 %, para supervisar un máximo de 64 cargas eléctricas.

CAPÍTULO 4

PRUEBA DE CONCEPTO

4.1. Generador de signatura

La figura 4.1 muestra el dispositivo **GSC** en su implementación física. El sensor inteligente comprende conectores, un microcontrolador, una fuente de alimentación lineal, un **DPC**, un sensor de corriente, y cuatro módulos conformadores de pulsos. Se adoptó como chip microcontrolador un **PIC** (de *Peripheral Interface Controller*) de la gama media de Microchip, con núm. de parte PIC12F615. La fuente de alimentación es un convertidor **CA-CD** sin transformador [41, 42]. Este convertidor proporciona energía a todos los componentes activos del **GSC**. La fuente cuenta con un capacitor que provoca una caída de tensión significativa. Esto permite convertir la magnitud de la tensión de la red eléctrica a un valor que puede ser regulado a 5 V, 10 mA de **CD**.

4.2. Detección de estado

El **GSC** determina el estado encendido/apagado de cualquier artefacto electrónico aplicando un umbral de 5 V A de potencia aparente, con una pequeña banda de histéresis. La

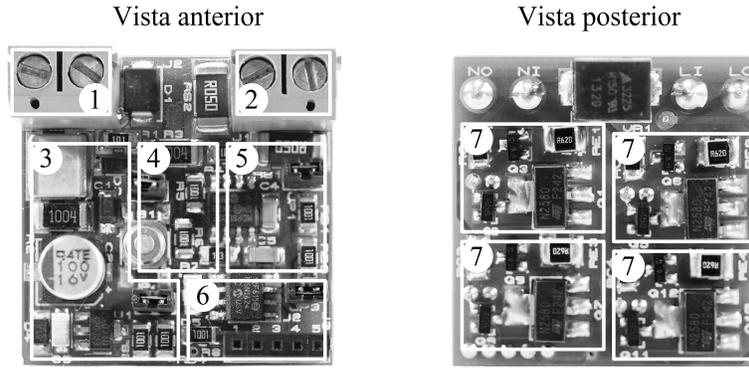


Figura 4.1: Generador de signatura de carga desarrollado. La tarjeta de circuito impreso tiene forma cuadrada de 1.25 3.14 cm de lado. Consta de 1) conexión a línea; 2) conexión a carga; 3) fuente de alimentación; 4) detector de cruce por cero; 5) sensor de corriente; 6) microcontrolador; y 7) generador de pulsos $\times 4$.

potencia aparente es proporcional a la corriente eficaz o **RMS** (de *Root Mean Square*) de la carga, asumiendo que la tensión eficaz de la red es constante. El **GSC** emplea el sensor de corriente para obtener este valor y evaluar el estado de la carga por comparación. Se utilizó un resistor como transductor de corrientes de hasta 10 A. La tensión en las terminales de dicho resistor es amplificada e introducida al convertidor analógico digital (**CAD**) del μC . El **DPC** permite localizar los instantes en que la señal tensión de la red, v_g , es 0 V. Consiste de un divisor de tensión resistivo, y de un comparador cuya salida está conectada a un terminal digital de entrada del μC . Si los conductores *fase* y *neutro* se conectan correctamente al sensor, el flanco positivo de la salida del comparador coincide con 0° del ciclo de **CA**. La señal del **DPC** inicia el periférico **CAD**, para obtener K muestras dentro de un ciclo completo de **CA**. En [43], el valor eficaz de la corriente eléctrica fue estimado como

$$I_{\text{ef}} \approx 0.22I_{\text{máx}} + 0.766I_{\text{med}} \quad (4.1)$$

donde I_{ef} es la corriente **RMS** de la carga, $I_{\text{máx}}$ es su amplitud máxima, e I_{med} , su valor medio, si dicha señal fuese rectificada en onda completa. De la ecuación (4.1), se derivó

que I_{ef} es proporcional a

$$\frac{2K}{7} \text{máx}(r) + \sum_{n=1}^K r_n \quad (4.2)$$

donde r_n es un vector con elementos de tipo entero que contiene las K lecturas realizadas por el módulo **CAD**. El coeficiente de proporcionalidad es calculado a partir del valor del resistor transductor de corriente, de la ganancia del amplificador, del número de muestras, de la resolución de la conversión analógica digital, y de su voltaje de referencia. El procedimiento típico para el cálculo del valor eficaz de una señal implica K multiplicaciones, seguido de K sumas. Esta rutina ocuparía una gran cantidad de recursos del chip PIC12F615, de 8 bit y 1.75 kB de memoria flash. El **GSC** computa sólo $K + 1$ sumas y una operación de corrimiento, como se explica enseguida: si se elige K tal que $2^{K/7}$ (o $K/7$ para una señal de corriente rectificadas en media onda) es potencia de 2, la multiplicación en la ecuación (4.2) puede efectuarse mediante un corrimiento lógico. El *firmware* del sensor inteligente construido tiene la instrucción de adquirir 112 muestras en un periodo de $16.\bar{6}$ ms; i.e., $K/7 = 16$. Esto corresponde a una frecuencia de muestreo de 6.7 kHz. La resolución del **CAD** fue 8 bits, con niveles de 13 mV entre 0 y 3.3 V. En consecuencia, el resultado de evaluar la ecuación (4.2) puede ser almacenado en una variable entera de 2 bytes. Adicionalmente, rutinas eficientes de filtro promedio y filtro mediano previenen que las muestras atípicas introduzcan errores en la estimación de la corriente eficaz.

4.3. Conformador de pulsos

El generador de pulsos del dispositivo **GSC** consiste en el arreglo de *transistores bipolares de juntura* (**TBJ**) mostrado en la figura 4.2. Este módulo genera pulsos rectangulares de

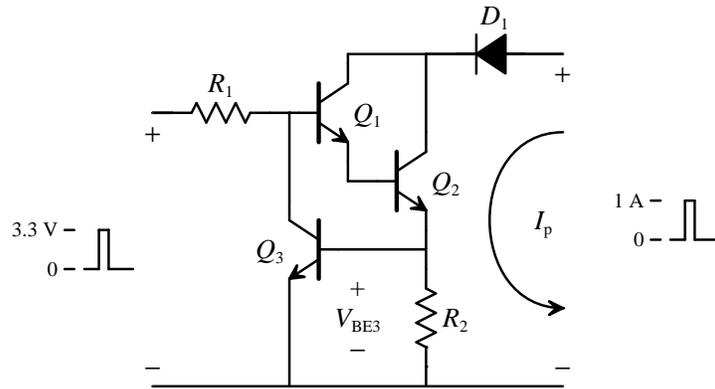


Figura 4.2: Diagrama esquemático del circuito generador de pulsos de amplitud constante. Los elementos Q_1 y Q_2 en configuración *Darlington* proporcionan una alta ganancia de corriente. Los componentes R_2 y Q_3 operan como una realimentación que limita la corriente de salida.

corriente de amplitud y duración constantes, y en sincronía con la red eléctrica. La posición variable en el tiempo de los pulsos toma por referencia los cruces por cero de la señal v_r . Esta tensión varía de 0 a $\pm 180\text{V}$ en México, cuyo valor eficaz es de 127V por regulación de **CFE**. La amplitud del pulso es independiente del valor de tensión aplicada al generador de pulsos. Esto se consigue mediante la realimentación a través del transistor Q_3 , cuya función es limitar la corriente a través de R_2 . La corriente de salida, I_o se calcula como

$$I_o = \frac{V_{BE3}}{R_2} \quad (4.3)$$

donde V_{BE3} es la tensión base-emisor del transistor Q_3 . Este voltaje es 0.7V y el valor del resistor R_2 es $0.7\ \Omega$, con el objeto de aproximar la amplitud de la corriente salida a 1A . Combinando cuatro módulos generadores con pulsos en un **GSC**, se pueden obtener pulsos de magnitudes de $1, 2, 3, \text{ y } 4\text{A}$. El flujo de la corriente de salida sólo ocurre durante el semi-periodo positivo del ciclo de **CA** de la tensión de la red, debido a la inclusión del diodo D_1 . Para polarizar en directa la unión base-emisor de los tres transistores bipolares de juntura,

se requiere de un voltaje cercano a 2.1 V de **CD**. Esta tensión es suministrada por el μC a través del resistor R_1 de la figura 4.2. Los transistores Q_1 y Q_2 en configuración *Darlington* aseguran que el microcontrolador sólo suministre una pequeña cantidad de corriente cada vez que el arreglo de **TBJ** es activado. Se seleccionó el componente electrónico STN2580 de ST Microelectronics para el transistor Q_2 . Este dispositivo semiconductor tiene un encapsulado pequeño, una rapidez de conmutación alta, y una elevada potencia nominal. En el peor de los escenarios, el transistor Q_2 debe sustentar la corriente de salida a 90° del ciclo de **CA**, que corresponde con el instante en el que la tensión en la red es máxima. El STN2580 puede mantener una corriente de 1 A a 200 V durante un aproximado de 0.5 ms, como se muestra en la figura 4.3 [44]. Por consiguiente, si τ es el ancho del pulso, entonces $\tau \leq 0.5 \text{ ms}$ es una restricción de diseño particular. Sea T el periodo de la tensión de la red, que es $16.\bar{6} \text{ ms}$ a una frecuencia de 60 Hz. Es deseable que $\tau \ll T/2$ para disponer de una mayor cantidad de posiciones o *muescas* posibles para los pulsos de corriente en el semiperiodo válido. Existe un compromiso entre el número de posiciones disponibles y la frecuencia de muestreo máxima del receptor.

Se construyó un **GSC** y se puso a prueba el disparo de pulsos de corriente eléctrica en diferentes posiciones del ciclo de **CA**. La amplitud se observó prácticamente constante. La figura 4.4 muestra las características transitorias de cuatro pulsos disparados a 30° . En el gráfico superior se observa el pulso digital de referencia originado por el microcontrolador. Los pulsos generados se observan en el segundo gráfico a una tasa de muestreo de 5 MHz. Las mediciones se realizaron con un osciloscopio de 60 MHz, modelo TDS 2012B, y una punta de corriente de 100 kHz, modelo A622, ambos de Tektronix. Las características eléctricas de los pulsos se extrajeron de acuerdo con el estándar 181-2003 de IEEE [45], y se enlistan en la tabla 4.1. Estos efectos transitorios no son observables a menores frecuencias de muestreo.

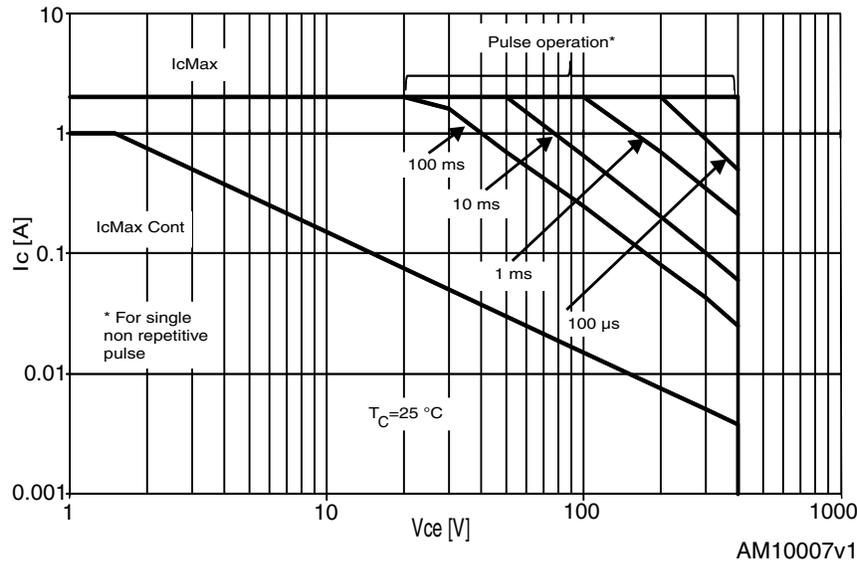


Figura 4.3: Área de operación segura del **TBJ** STN2580 de ST Microelectronics. Este transistor de montaje superficial SOT-223 puede soportar un pulso de corriente no repetitivo de 1 A a 200 V cerca de 0.5 ms, como encierra el círculo de la figura.

4.4. Prototipo experimental

Los sensores inteligentes descritos en este trabajo fueron construidos y puestos a prueba. Algunos experimentos básicos fueron conducidos utilizando el prototipo del sistema mostrado en la figura 4.5. El objetivo de este banco de pruebas y su manipulación es la realización de la *prueba de concepto* de la generación de firmas por medio de un sensor inteligente e invasivo.

4.5. Banco de pruebas

La maqueta electrónica de la figura 4.5 consiste de cuatro cargas eléctricas intercambiables, conectadas en paralelo a la red eléctrica. Un sensor **GSC** fue conectado a cada dispositivo eléctrico con la firma correspondiente programada en el **μC** del sensor. Para simular el

Tabla 4.1: Características transitorias del pulso de corriente generado.

Núm. de generadores de pulsos activados	1	2	3	4
Sobreelongación positiva pretransitoria (%)	47.1	46.2	40.8	37.2
Subelongación positiva pretransitoria (%)	41.9	35.4	31.3	23.9
Sobreelongación positiva postransitoria (%)	-6.5	1.5	7.6	21
Tiempo de subida (μs)	2.29	2.33	1.55	1.68
Tiempo de bajada (μs)	3.95	3.94	3.87	3.75
Ancho de pulso (μs)	102.9	102.9	103.0	102.8

comportamiento del usuario, se programó una tarjeta de *Arduino* optoacoplada a un arreglo de cuatro relevadores de estado sólido. Con esta herramienta se puede generar una secuencia controlada de eventos de encendido/apagado de los cuatro artefactos electrónicos conectados en la maqueta. Como medidor principal, se empleó una punta de corriente de 100 kHz, modelo A622 de Tektronix, una tarjeta de adquisición de datos o **TAD** (de *tarjeta de adquisición de datos*) de 400 kHz modelo USB-6212 de National Instruments, y un detector de cruce por cero de la señal v_r , con aislamiento óptico. El elemento **DPC** inicia la adquisición de cada semiperiodo de la señal de corriente total, i_r . Una computadora ejecuta la rutina de LabVIEW y procesa las señales digitalizadas, estima la potencia activa demandada por toda la carga eléctrica, y disgrega el consumo energético con los métodos descritos.

4.6. El experimento conducido

Se describe enseguida un procedimiento experimental en el que se utilizaron lámparas incandescentes de diferentes capacidades nominales. Su potencia fue de 60, 40, 100, y 25 W. Estos focos corresponden respectivamente con las cargas eléctricas L_1 , L_2 , L_3 , y L_4 . El

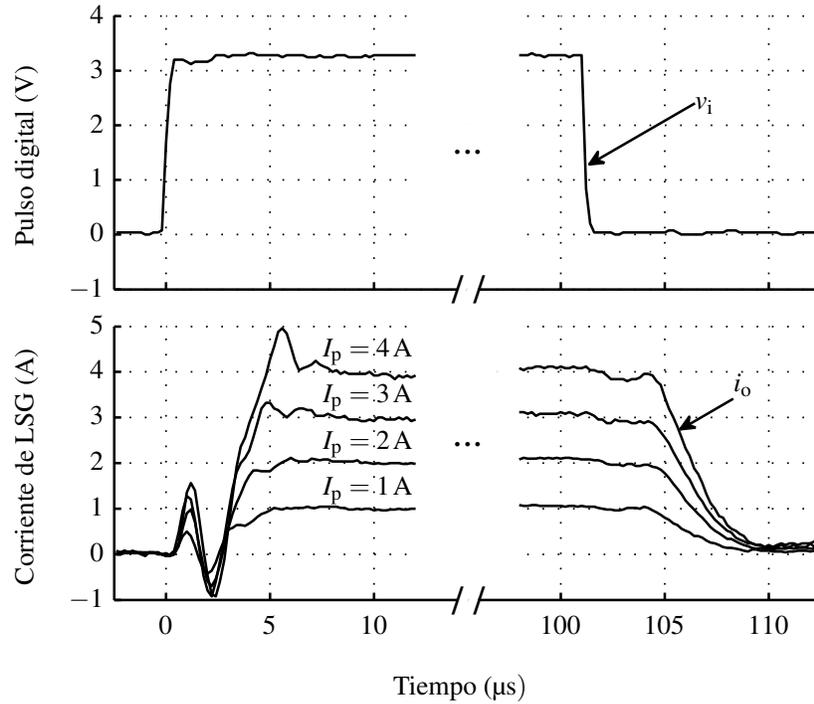


Figura 4.4: Características transitorias de los pulsos de corriente del GSC. El μC genera un pulso digital de 3.3 V de amplitud y 101 μs de duraci3n, a 30° del ciclo de CA, mostrado en la primera gr1fica. Los pulsos de corriente de salida son de 1, 2, 3, y 4 A, y exhiben las curvas del segundo gr1fico.

proceso de conmutaci3n sigui3 a un contador binario de tipo *gray* de 4 bits, programado en el Arduino. La cuenta de $a_{i4}a_{i3}a_{i2}a_{i1}$ sigue la secuencia 0000, 0001, 0011, 0010, 0110, etc. Consecuentemente, solo una carga el3ctrica cambia su estado cada vez que la cuenta se incrementa, haciendo un total de 16 conmutaciones en un periodo de estimaci3n de 16 segundos. N3tese que esto no ocurre con la secuencia binaria t3pica 0000, 0001, 0010, 0011, etc. Para codificar las signaturas, se emple3 MPP con 32 muescas. Cada signatura contiene el identificador j , y el estado a_{ij} , por lo que se usaron 8 muescas de las 32 disponibles. El mapeo del binomio j , a_{ij} a posici3n de pulso fue de selecci3n arbitraria. La frecuencia de muestreo de la tarjeta TAD se configur3 en 12 kHz para la adquisici3n de i_r . El procesamiento de cada semiperiodo de CA result3 en una muestra de los estados de la

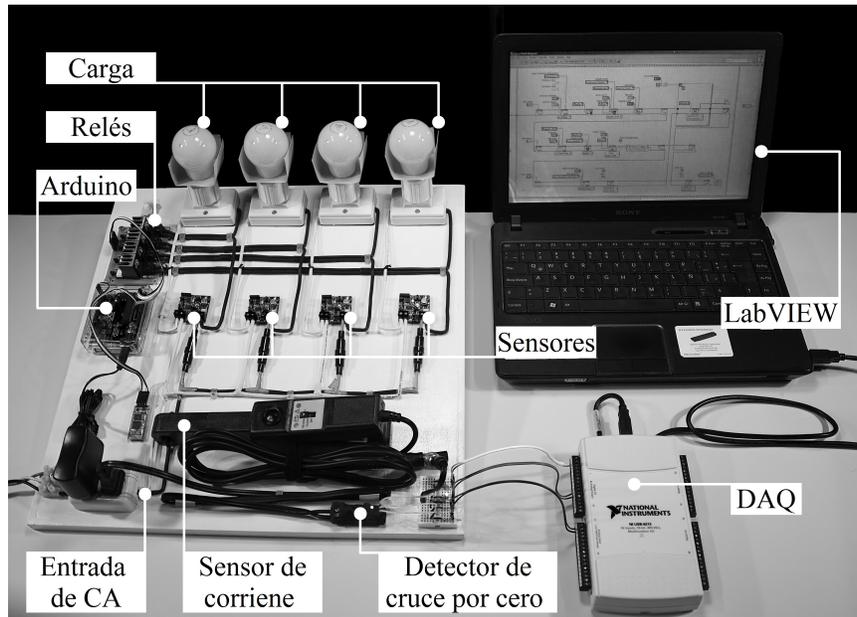


Figura 4.5: Prototipo experimental para prueba de concepto. Consta de cuatro cargas eléctricas intercambiables, equipadas con cuatro LSG. Una tarjeta Arduino simula el proceso de conmutación y un ordenador procesa las señales obtenidas mediante una punta de corriente y una tarjeta de adquisición de datos.

carga en su conjunto, y de la potencia activa total demandada. Entonces, la tasa de muestreo para la tarea de disgregación fue de 60 Hz. Asumiendo que la tensión en la red se mantuvo constante, se pudo estimar la potencia activa global mediante la evaluación del promedio de la señal $180 \sin(377t) \cdot i_r(t)$.

4.7. Resultados de la disgregación

La longitud del vector b que cuenta con las muestras de potencia activa, y el número de filas del proceso de conmutación, A , fue $16s \times 60\text{Hz} \approx 960$. La señal de potencia se muestra en el gráfico superior de la figura 4.6. Se decodificaron con éxito todas las firmas con el algoritmo de la ecuación (3.8), y un umbral para obtener coincidencias de 80 %. Los identificadores y estados obtenidos fueron convertidos en las secuencias lógicas mostradas

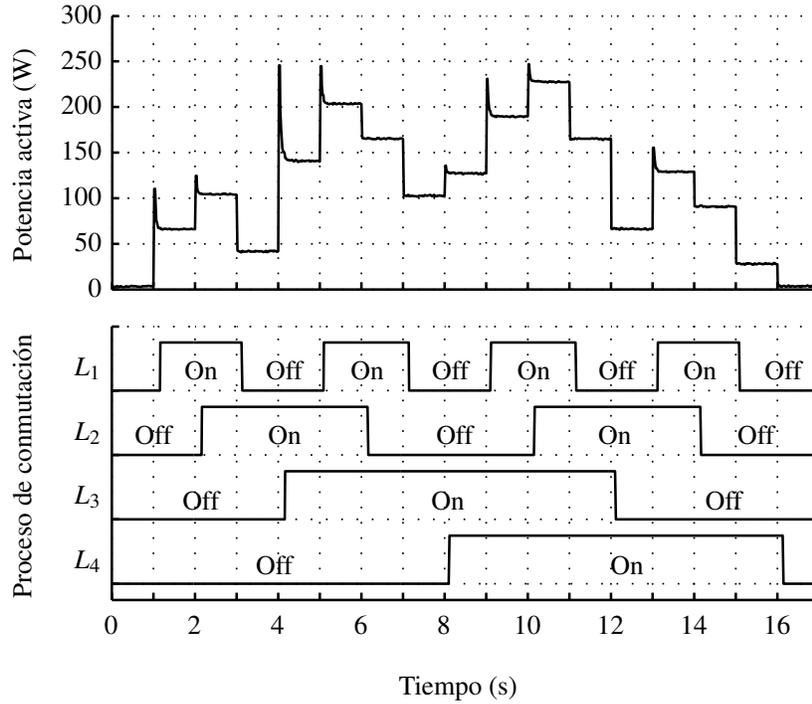


Figura 4.6: Potencia total estimada y proceso de conmutación del experimento realizado con el banco de pruebas, obtenido mediante los sensores inteligentes. Cuatro lámparas incandescentes con potencia nominal de 60, 40, 100, y 25 W fueron conmutadas siguiendo una secuencia gray.

en el gráfico inferior de la misma figura. Cada flanco en la señal de demanda eléctrica no coincide exactamente con algún flanco de las señales de estados. Esto se debe a que en promedio cada GSC tarda 150 ms para generar la signatura. Este tiempo se mide a partir del instante en el que el sensor inteligente detecta que la carga, a la que éste corresponde, conmutó, y corresponde con la diferencia $t_{PP} - t_{SW}$. La solución de la ecuación (1.3) establece la disgregación energética. El resultado se reporta en la tabla 4.2. Las lecturas de potencia activa en la segunda fila de la tabla se realizaron con un medidor Kill-A-Watt, P3. La potencia desconsolidada en sus componentes corresponde con el vector x . Se observó en promedio un error de 8 % en la disgregación.

Tabla 4.2: Resultados de la disgregación del modelo experimental.

Carga	L_1	L_2	L_3	L_4
Potencia nominal (W)	60	40	100	25
Potencia medida (W)	61.1	36.6	96.2	23.7
Potencia disgregada (W)	59.2	41.8	100.9	25.8
Error porcentual (%)	3.1	14.2	4.9	8.9

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este estudio se investigó la generación de firmas de carga eléctrica por medio del diseño y construcción de un dispositivo electrónico invasivo de bajo costo. Aunque ésta no es una idea nueva, ha permanecido si explorarse hasta ahora. La firma empleada se compone del identificador de un aparato eléctrico particular, y, opcionalmente, su estado lógico encendido/apagado. El sensor inteligente desarrollado genera pulsos rectangulares de corriente que acarrean dicha firma y la transmiten mediante la línea de potencia. Estas señales se obtienen mediante su adquisición en el centro de carga del circuito eléctrico. Se planteó matemáticamente la extracción de la firma generada como un problema de optimización novedoso. Se ensayó resolver este problema mediante algoritmos de convolución sencillos y bastante estudiados, mediante una simulación por computadora, en la que se utilizaron las formas de onda de señales de corriente disponibles en REDD para ejecutar los algoritmos de procesamiento digital propuestos. Como resultado, se recuperaron de forma exitosa más del 99% de las firmas, validando el esquema de comunicación utilizado. Además, se validó el diseño electrónico del sensor mediante la construcción un banco de pruebas, en el que se realizaron experimentos básicos con resultados satisfactorios. Con este esquema sencillo de comunicación, los componentes electrónicos del generador de firma pueden ser embebidos en los tomacorrientes y apagadores para futuras

implementaciones, o adaptarse a los ya existentes, resultando en una instalación invisible.

Como trabajo futuro, se contempla realizar experimentos en alguna residencia o edificio pequeño con el **GSC** construido, desarrollar filtros no lineales *ad hoc* para la decodificación de firmas, optimizar el uso del ancho de banda mediante el empleo de otros esquemas de modulación de pulso, encontrar una tasa de muestreo óptima para un número particular de muescas **MPP**, reemplazar el umbral estricto por técnicas que empleen herramientas de inteligencia artificial para la detección de coincidencias, y evaluar la interferencia electromagnética introducida en la red eléctrica por la inclusión de estos sensores inteligentes. Adicionalmente, para detectar si un sensor está dañado, se busca diseñar un esquema de retransmisiones periódicas que no incrementen demasiado la probabilidad de colisiones de mensajes. El mismo sensor es susceptible de mejoras; e.g., el reemplazo de un transductor resistivo por un sensor de corriente de efecto Hall, etc. Un diseño más profesional podría incluir únicamente componentes analógicos, reduciendo el precio del sensor a menos de un dólar por cada punto instrumentado.

La instalación de los sensores inteligentes puede resultar en una tarea laboriosa de readaptación de la instalación eléctrica existente. Sin embargo, a diferencia de la **SEN**, el sistema que emplea la **SEM** no requiere de la ardua e invasiva construcción de una base de firmas. Además, ofrece soporte para cualquier conjunto de artefactos electrónicos idénticos, así como para la integración de los recién comprados, con muy poco o ningún esfuerzo. En un futuro, los dispositivos **GSC** pueden ser embebidos en tomacorrientes y apagadores, similarmente a los que incorporan circuitos de recarga USB de 5 V. Bajo estas condiciones, el usuario puede adquirir opcionalmente hardware y software extra para efectuar la disgregación energética.

APÉNDICE A

DIAGRAMAS ELECTRÓNICOS

Los módulos funcionales del **GSC** son su fuente de alimentación capacitiva, el detector de paso por cero, el sensor de corriente, el conformador de pulsos, y el microcontrolador. La figura **A.1** muestra los elementos mencionados en el diagrama de bloques del dispositivo generador de signatura. El objetivo del diseño electrónico fue reducir al mínimo la cantidad, costo, y tamaño de los componentes electrónicos empleados. Esta sección describe brevemente el circuito esquemático de cada bloque.

A.1. Fuente de alimentación

Tradicionalmente, la conversión **CA-CD** se efectúa mediante transformador, rectificador, filtro, y regulador. Diseños más eficientes y sofisticados emplean semiconductores de alta frecuencia e inductores; i.e., fuentes conmutadas. Algunas aplicaciones requieren energizar dispositivos de bajo consumo, y buscan evitar usar transformadores e inductores por ser voluminosos y costosos. El sensor inteligente empleó la fuente de alimentación capacitiva de la figura **A.2**. Esta fuente no ofrece aislamiento galvánico, sin embargo es pequeña, práctica, y económica.

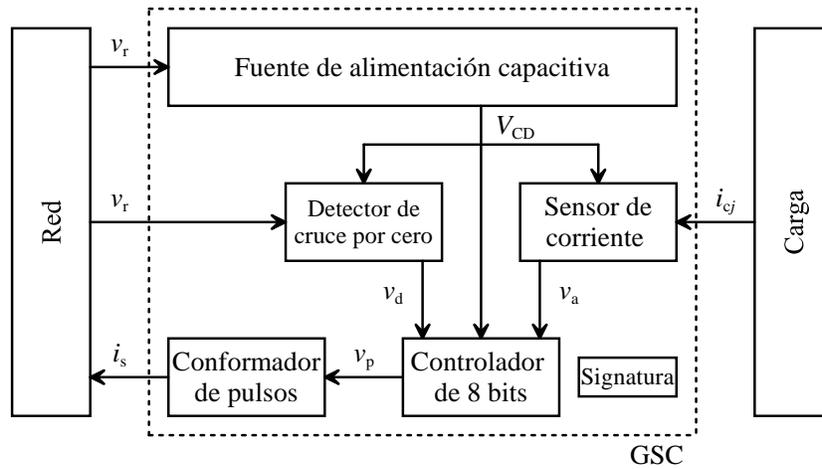


Figura A.1: Diagrama de bloques del sensor inteligente o **GSC**. Cinco módulos principales componen el dispositivo generador de signatura.

Para su análisis, se ignoran los resistores del circuito, bajo el supuesto de que R_1 tiene una resistencia muy pequeña, y R_2 , una muy grande. La función de estos resistores, así como el funcionamiento del circuito se detalla en [41]. Supóngase también que la reactancia del capacitor C_1 es muy alta, y que el valor eficaz de v_r es mucho mayor que la tensión V_{CD} . Estos valores son 127 V y 3.3 V, respectivamente. La frecuencia de red es 60 Hz; entonces la corriente eficaz que entra a la fuente es aproximadamente

$$\frac{127}{2\pi(60)C_1} \approx 48 \text{ mA}/\mu\text{F}$$

Este resultado indica que, por cada μF de capacitancia, la fuente puede suministrar 48 mA, si se emplea un rectificador de onda completa, o 24 mA, si se rectifica en media onda. El elemento C_1 es cerámico, de alta tensión, y su capacitancia es $0.56 \mu\text{F}$. Entonces, la corriente máxima de salida resulta de 13.4 mA. La salida regulada es, nominalmente, de 3.3 V, 10 mA de **CD**.

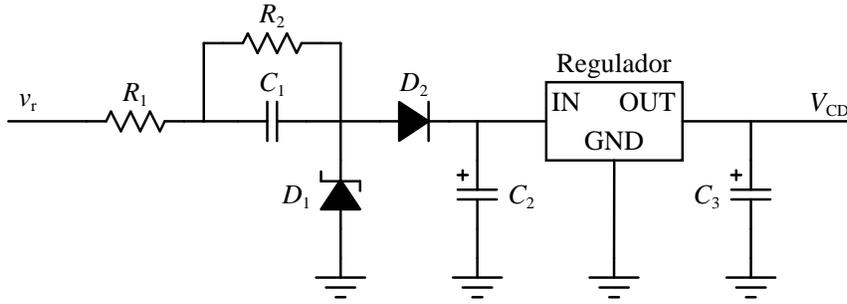


Figura A.2: Fuente de alimentación capacitiva. Este circuito emplea componentes electrónicos de bajo costo y dimensiones pequeñas. Sin embargo, no ofrece el aislamiento galvánico de las fuentes con transformador.

A.2. Sensor de corriente

La detección de estado de carga emplea dispositivos cuya tarea es determinar si los artefactos electrónicos están encendidos o apagados. La carga eléctrica puede estar completamente apagada, en *standby*, o encendida, con un consumo bajo, medio o alto según demande el usuario. En [15] se sugiere medir la demanda de la carga y si ésta supera un umbral de 5 W, entonces la carga está encendida, y en caso contrario, apagada. Por simplicidad, el GSC emplea un umbral de 5 V A. Se asume que la potencia aparente es es proporcional a la corriente eficaz que demanda el aparato eléctrico. El μC adquiere la señal i_{cj} con el circuito de la figura A.3 y calcula su valor RMS. El resistor R_s , de 25 m Ω , 6 W, funciona como transductor de corriente. Para esto, se conecta en serie con el artefacto electrónico a monitorizar, desde el cable neutro de la instalación eléctrica. La tensión en R_s se amplifica con el circuito integrado MCP6L02 de Microchip. Este es un amplificador operacional *rail to rail*, en configuración de amplificador *no inversor* compensado (figura A.3), cuya ganancia se calcula como

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{A.1})$$

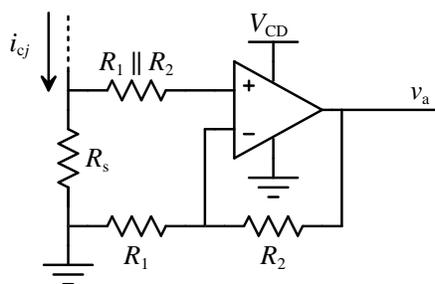


Figura A.3: Diagrama del sensor de corriente. Este circuito amplifica la tensión a través del resistor R_s . Esta tensión es proporcional a la corriente, i_{cj} . Posteriormente, el μC calcula su valor eficaz y determina el estado encendido/apagado de la carga.

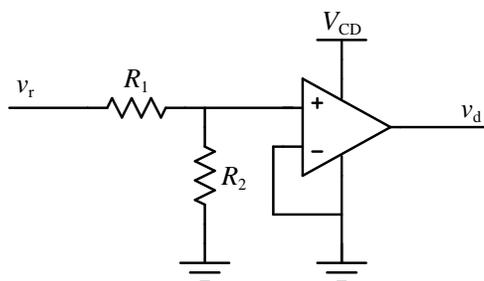


Figura A.4: Circuito detector de paso por cero mediante divisor de tensión y comparador. El divisor reduce mil veces la tensión de la red eléctrica. El amplificador operacional tolera tensiones negativas de entrada muy pequeñas, y conmuta su salida cuando la tensión dicha entrada es cero.

La señal amplificada se conecta al convertidor analógico-digital del μC . Es preferible establecer la ganancia del amplificador de forma que, cuando la demanda coincida con el umbral, la lectura del CAD se encuentre a la mitad de su rango.

A.3. Detector de paso por cero

La detección de paso por cero es el método más común para medir la frecuencia o el período de una señal, o bien, para obtener su fase y operar en sincronía. En ambos casos, las fuentes de error son las mismas. Cuando el objetivo es la sincronización con una señal

de referencia, se requieren mediciones rápidas y precisas [46]. Esto se traduce en una baja distorsión de fase, que ocurre generalmente por el filtrado de frecuencia y por los retardos de medición. El dispositivo GSC empleó el DPC de la figura A.4, cuyo diagrama esquemático ostenta una configuración sencilla y eficaz; i.e., un divisor de tensión y un comparador. El divisor reduce la tensión de 127 V a una tensión de 127 mV. El comparador consiste en el amplificador operacional MCP6L02 sin realimentación. El *slew rate* de este circuito integrado no introduce ningún retraso notable después de los pasos por cero de v_r . La señal de salida es una señal cuadrada, de 3.3 V de amplitud, 60 Hz de frecuencia, y 50 % de ciclo de trabajo, cuya ley de variación es

$$v_d = V_{CD} \frac{\text{sig}(v_r) + 1}{2} \quad (\text{A.2})$$

donde $\text{sig}(v)$ es la función *signo* definida por

$$\text{sig}(v) = \begin{cases} 1 & v > 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & v < 0 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

La señal v_d es aplicada a una terminal digital de entrada del μC . Dentro del generador de signatura, la señal del DPC tiene dos funciones: iniciar la adquisición de un periodo completo de la señal de corriente de carga, y establecer la referencia para la generación de pulsos de corriente.

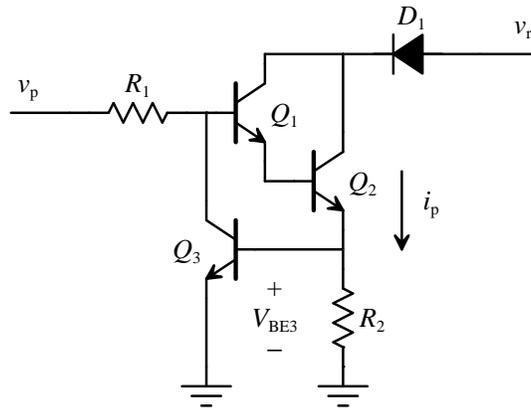


Figura A.5: Circuito esquemático del conformador de pulsos. Consiste de tres transistores en configuración de fuente de corriente realimentada. Cada dispositivo **GSC** contiene cuatro módulos conformadores de pulso, cuya corriente de salida puede ser de 1, 2, 3, o 4 A.

A.4. Conformador de pulsos

Los pulsos de corriente generados codifican información acerca de la carga eléctrica, como se expuso previamente. Por esto, el conformador de pulsos es un módulo esencial del **GSC**. Su diagrama electrónico se presenta en la figura **A.5**. Este circuito se usa generalmente como fuente de corriente en otras aplicaciones; e.g., como polarización y carga activa en etapas amplificadoras de circuitos integrados. El circuito de la figura permite activar el arreglo de tres **TBJ** tipo NPN con tensiones pequeñas; i.e., 2.1 V, obtener una alta ganancia en corriente por la conexión Darlington, disminuir el *efecto Early* de Q_2 mediante la realimentación a través de Q_3 , asegurar flujo de corriente sólo cuando la tensión aplicada a la salida es positiva, y controlar la magnitud de la corriente de salida mediante el resistor R_2 . Asimismo, la selección cuidadosa de Q_2 permitió una alta velocidad de conmutación, la tolerancia de tensiones de hasta 200 V, y un diseño compacto gracias al encapsulado SOT223 cuya longitud no supera 7 mm. Los pulsos de corriente generados toman por referencia la salida del **DPC**, y viajan a través de la línea de potencia de la instalación eléctrica para ser adquiridos en el centro de carga del inmueble.

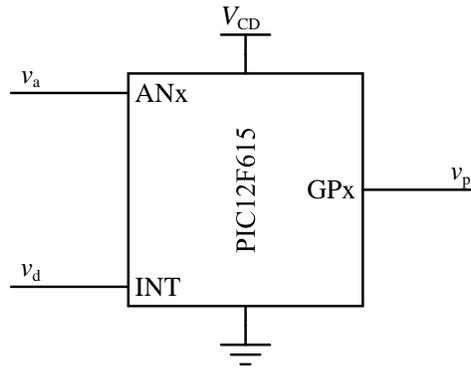


Figura A.6: Módulo microcontrolador y sus señales de entrada/salida. Se basa en el circuito integrado PIC12F615 de Microchip. Una señal analógica proporcional a la corriente de la carga eléctrica, y una señal digital cuadrada sincronizada a la red, son sus señales de entrada. Su salida activa el conformador de pulsos.

A.5. Microcontrolador

El μC tiene por propósito determinar el estado encendido/apagado de un artefacto electrónico, y de hacer llegar esta información hasta una computadora, mediante el esquema de transmisión ya descrito. Para lograr esto, realiza las siguientes funciones: Tomar lecturas de la corriente de carga mediante el **CAD**, eliminar ruido mediante los filtros mediano y promedio, calcular su valor **RMS** mediante la ecuación (4.2), obtener el estado de la carga mediante comparación de umbral con histéresis, y sincronizar la generación de pulsos con la red eléctrica, cuya posición en el tiempo tiene por referencia el paso por cero de v_r . La figura A.6 muestra el microcontrolador PIC12F615 de Microchip, y sus señales de entrada/salida. Las entradas v_a y v_d provienen del sensor de corriente y del **DPC**, respectivamente. La salida v_p activa el conformador de pulsos, y su forma de onda obedece a una signatura que se ubica en su memoria de programa.

APÉNDICE B

DERIVACIÓN DE ECUACIONES

El desarrollo que sigue tiene por objetivo mostrar con un poco más de detalle la obtención de las ecuaciones (4.2) y (3.12). La primera cuantifica la probabilidad de ocurrencia simultánea de dos eventos o más, cuando el fenómeno de estudio puede modelarse mediante un proceso de Poisson, y la segunda, es la aproximación de un valor proporcional a la corriente eficaz que demanda el j -ésimo artefacto electrónico de un circuito.

B.1. Probabilidad de dos o más eventos

La *distribución de Poisson* es una distribución discreta de probabilidad, empleada cuando el número posible de eventos es mucho mayor que el promedio de sus ocurrencias, en un intervalo determinado de tiempo o espacio [47]. Por lo general, la cantidad posible de eventos no se conoce con exactitud, y estos deben ocurrir de forma completamente aleatoria e independiente. Aunque se pueden contar los eventos ocurridos, e.g., los truenos durante una tormenta, no pueden contarse las correspondientes no ocurrencias; i.e., no pueden contarse los “no-truenos”. La cantidad de colisiones de automóviles en una intersección determinada, el número de llamadas recibidas en una oficina, y las veces que conmutan los

aparatos eléctricos en una residencia, son algunos ejemplos en los que se puede aplicar la distribución de Poisson. La probabilidad P de exactamente n ocurrencias es

$$P[n] = \frac{\lambda^n e^{-\lambda}}{n!} \quad (\text{B.1})$$

donde λ es el número de veces que se espera que ocurra el evento durante un intervalo dado. La distribución de Poisson es una función de probabilidad genuina [48]. Esto se comprueba como sigue

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\lambda^n e^{-\lambda}}{n!} = e^{-\lambda} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\lambda^k}{k!} = e^{-\lambda} e^{\lambda} = 1$$

La probabilidad de dos o más ocurrencias es

$$\begin{aligned} P[n \geq 2] &= 1 - P[0] - P[1] \\ &= 1 - \frac{\lambda^0 e^{-\lambda}}{0!} - \frac{\lambda^1 e^{-\lambda}}{1!} \\ &= 1 - e^{-\lambda} - \lambda e^{-\lambda} \end{aligned}$$

o bien

$$P[n \geq 2] = 1 - (1 + \lambda) e^{-\lambda} \quad (\text{B.2})$$

B.2. Procesamiento de la corriente total

Esta sección tiene a fin derivar el algoritmo con el que se procesó la señal de corriente i_r , dada por la ecuación (3.8). El algoritmo calcula la segunda derivada de una señal rectan-

gular, y calcula su autocorrelación normalizada. Esto constituye un filtro adaptativo para el reconocimiento de patrones.

Sea $f(t)$ es una función real y de simetría par, entonces la correlación y la convolución realizan la misma operación. La convolución se denota por el operador $*$. Por consiguiente, la autocorrelación normalizada [49, 50] de $f(t)$ se puede escribir como

$$y(t) = \frac{(f * f)(t)}{\int_{-\infty}^{\infty} f(t)^2 dt} \quad (\text{B.3})$$

donde el denominador corresponde a la energía de $f(t)$. Ahora se calcula la primera derivada de una señal rectangular, $\pi(t)$, de amplitud unitaria, y de duración τ .

$$\begin{aligned} \pi'(t) &= \frac{d}{dt} \pi(t) \\ &= \frac{d}{dt} (u(t) - u(t - \tau)) \\ &= \delta(t) - \delta(t - \tau) \end{aligned}$$

Es posible aproximar un impulso unitario mediante una función rectangular de área unitaria. Sea T_m el periodo de muestreo de la señal i_r , entonces

$$\frac{1}{T_m} \pi \left(\frac{t}{T_m} \right) \rightarrow \delta(t), \text{ a medida que } T_m \rightarrow 0 \quad (\text{B.4})$$

Por consiguiente, la primera derivada de $\pi(t)$ se puede aproximar como sigue

$$\pi'(t) = \frac{1}{T_m} \pi \left(\frac{t}{T_m} \right) - \frac{1}{T_m} \pi \left(\frac{t - \tau}{T_m} \right) \quad (\text{B.5})$$

Se procede a calcular la segunda derivada de la señal rectangular:

$$\begin{aligned}
\pi''(t) &= \frac{d}{dt} \pi'(t) \\
&= \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{T_m} \pi \left(\frac{t}{T_m} \right) - \frac{1}{T_m} \pi \left(\frac{t-\tau}{T_m} \right) \right] \\
&= \frac{1}{T_m} \frac{d}{dt} (u(t) - u(t-T_m) - u(t-\tau) + u(t-\tau-T_m)) \\
&= \frac{1}{T_m} (\delta(t) - \delta(t-T_m) - \delta(t-\tau) + \delta(t-\tau-T_m))
\end{aligned}$$

y, aproximando los impulsos unitarios mediante señales rectangulares

$$\pi''(t) = \frac{1}{T_m^2} \left[\pi \left(\frac{t}{T_m} \right) - \pi \left(\frac{t-T_m}{T_m} \right) - \pi \left(\frac{t-\tau}{T_m} \right) + \pi \left(\frac{t-\tau-T_m}{T_m} \right) \right] \quad (\text{B.6})$$

Se define el patrón $f(t)$, como

$$f(t) = T_m^2 \pi''(t) \quad (\text{B.7})$$

entonces

$$f(t) = \pi \left(\frac{t}{T_m} \right) - \pi \left(\frac{t-T_m}{T_m} \right) - \pi \left(\frac{t-\tau}{T_m} \right) + \pi \left(\frac{t-\tau-T_m}{T_m} \right) \quad (\text{B.8})$$

y su energía es

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)^2 dt = 4T_m \quad (\text{B.9})$$

Para detectar el patrón dado por $f(t)$ en la señal $i_r(t)$, ésta también debe ser derivada dos veces con respecto al tiempo. Primero se escribe la corriente total como la suma de la

corriente demandada por N aparatos eléctricos, y de la signatura generada por el j -ésimo **GSC**.

$$i_r(t) = \sum_{j=1}^N i_{c_j} + i_{s_j} \quad (\text{B.10})$$

El término $\sum i_{c_j}$ constituye una corriente no sinusoidal, y puede sustituirse por su Serie de Fourier obtenida de [51]. La signatura es una señal cuadrada de **MPP**, dada por la ecuación (XXX). Entonces

$$i_r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \theta_k) + I_p \pi \left(\frac{t - t_{PP}}{\tau} \right) \quad (\text{B.11})$$

Luego, la segunda derivada de i_r es

$$i_r''(t) = - \sum_{k=1}^{\infty} k^2 \omega^2 I_k \sin(k\omega t + \theta_k) + \frac{I_p}{T_m^2} f(t - t_{PP}) \quad (\text{B.12})$$

de donde se obtiene que

$$\frac{T_m^2}{I_p} i_r''(t) = - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k^2 \omega^2 I_k}{f_m^2 I_p} \sin(k\omega t + \theta_k) + f(t - t_{PP}) \quad (\text{B.13})$$

De este resultado se observa que, si bien la amplitud de $f(t)$ es unitaria, las amplitudes de los términos sinusoides son muy pequeños. Por ejemplo, si la componente fundamental tiene un valor pico de 30 A, el **GSC** genera pulsos de 2 A, y se muestrea i_r a una frecuencia f_m de 12 kHz, la senoide de 60 Hz tiene una amplitud de 0.015. Por consiguiente, se considera válido suponer que la energía de $\frac{T_m^2}{I_p} i_r''(t)$ es la misma que la de la señal $f(t)$.

Esta ecuación ha logrado atenuar el término $\sum i_{cj}$, pero no es una solución perfecta. Nótese que si la corriente total tiene componentes armónicas de alta frecuencia, éstas influirán en gran medida en la detección de $f(t)$. Se vuelve evidente la necesidad de aplicar un filtro no lineal. Finalmente, sustituyendo (B.7), (B.9), y (B.13) en (B.3)

$$y(t) = \frac{T_m^3}{4I_p} (i_r'' * \pi'')(t) \quad (\text{B.14})$$

La ecuación (3.8) contiene la versión discreta de este algoritmo.

B.3. Aproximación de la corriente eficaz

El dispositivo **GSC**, busca obtener el valor eficaz de la corriente i_{cj} para determinar el estado del j -ésimo aparato eléctrico. La ecuación (4.1), obtenida de [43], aproxima el valor eficaz de la corriente en función de su valor pico y su valor medio. Ésta se puede reescribir como

$$I_{ef} \approx 2(0.766) \left(\frac{I_{\text{máx}}}{7} + \frac{I_{\text{med}}}{2} \right) \quad (\text{B.15})$$

La figura A.3 contiene el diagrama esquemático del sensor de corriente. Como el amplificador sólo tiene polarización positiva, la señal i_{cj} es rectificadora, y la salida, v_a , se puede expresar mediante

$$v_a = \begin{cases} GR_s i_{cj} & i_{cj} > 0 \\ 0 & i_{cj} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{B.16})$$

El arreglo r contiene K resultados del periférico CAD para la señal v_a . Si las tensiones de referencia positiva y negativa del convertidor son respectivamente V_{CD} y 0 V , y su resolución en bits es B , entonces se cumple la siguiente igualdad

$$r = \frac{(2^B - 1)}{V_{CD}} v_a \quad (\text{B.17})$$

De las ecuaciones (B.16) y (B.17), el factor de proporcionalidad α entre los valores del registro del CAD dentro del μC , y la corriente eléctrica, es

$$\alpha = \frac{GR_s (2^B - 1)}{V_{CD}} \quad (\text{B.18})$$

Entonces, los parámetros I_{med} e $I_{\text{máx}}$, se pueden calcular mediante

$$I_{\text{med}} = \frac{2}{\alpha} \left(\frac{1}{K} \sum_{n=1}^K r[n] \right) \quad (\text{B.19})$$

e

$$I_{\text{máx}} = \frac{1}{\alpha} \text{máx}(r) \quad (\text{B.20})$$

Sustituyendo las ecuaciones (B.18), (B.19), y (B.20) en (B.15), se obtiene

$$\begin{aligned} I_{\text{ef}} &\approx 2(0.766) \left(\frac{\text{máx}(r)}{7\alpha} + \frac{1}{\alpha} \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K r[n] \right) \\ &\approx \frac{1}{\alpha} \frac{2(0.766)}{K} \left(\frac{K}{7} \text{máx}(r) + \sum_{n=1}^K r[n] \right) \end{aligned}$$

Sea β el factor constante calculado como

$$\beta = \frac{K}{2(0.766)} \quad (\text{B.21})$$

Entonces, la corriente eficaz se aproxima con la siguiente ecuación

$$I_{\text{ef}} \approx \frac{1}{\alpha\beta} \left(\frac{K}{7} \text{máx}(r) + \sum_{n=1}^K r[n] \right) \quad (\text{B.22})$$

La ecuación (4.2) es calcula $2\alpha\beta I_{\text{ef}}$, para el caso en que la señal $R_{s i_c j}$ sea rectificadada en onda completa.

APÉNDICE C

SIMULACIÓN EN LABVIEW

Se muestran a continuación los diagramas de bloques y el panel de control del programa de LabView utilizado para simular la transmisión de firmas, empleando la base de datos **REDD**. El diagrama de bloques consiste de tres etapas. La primera realiza la configuración de algunos parámetros. La segunda se encarga de hacer la adquisición de señales durante el tiempo especificado en el panel de control, y la tercera, aplica los algoritmos de procesamiento digital y de disgregación energética.

C.1. Diagrama de bloques

C.2. Panel de control

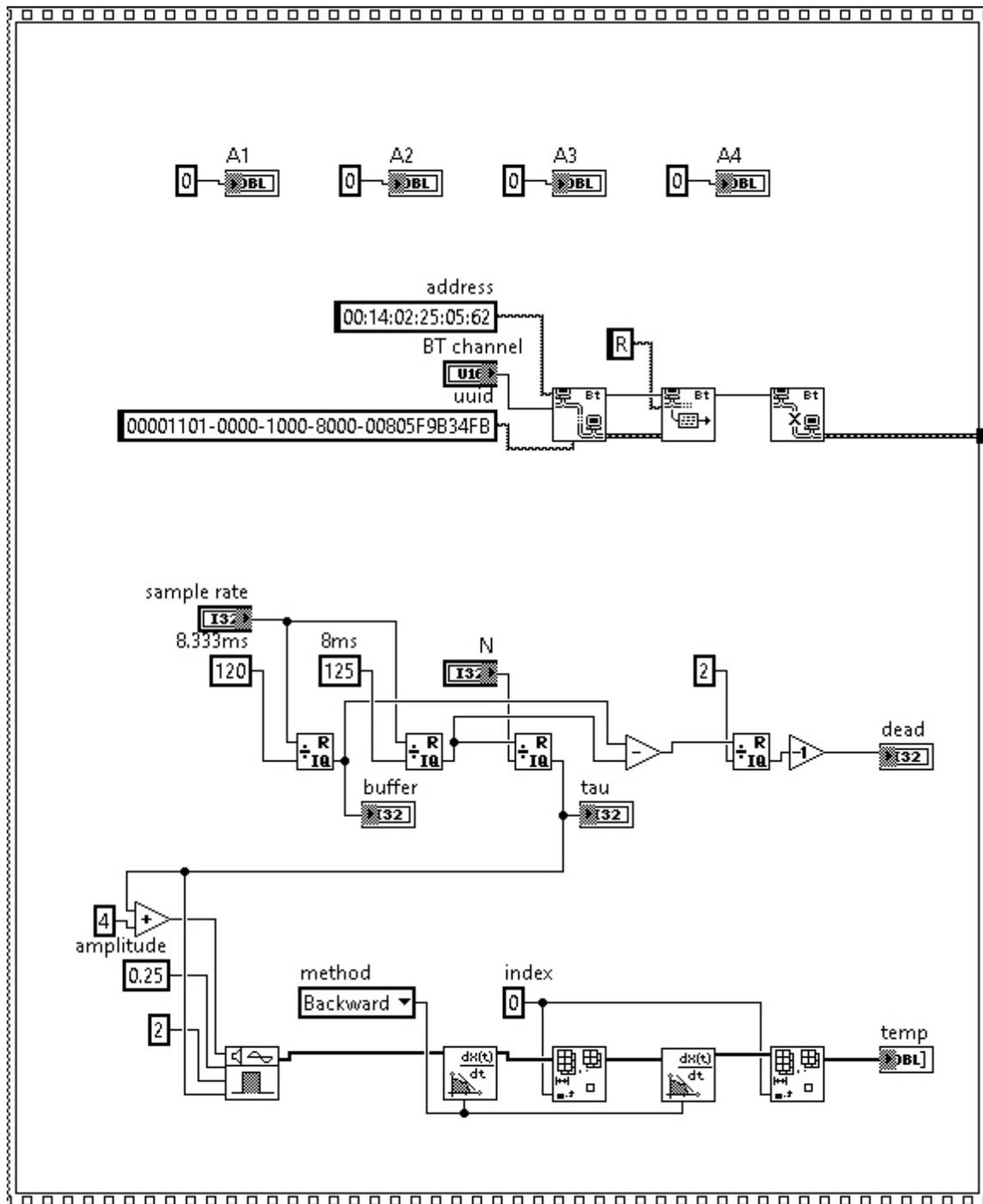


Figura C.1: Configuración inicial del programa. Principalmente se calcula la segunda derivada de la función rectangular, que servirá de plantilla para aplicar el filtro adaptativo.

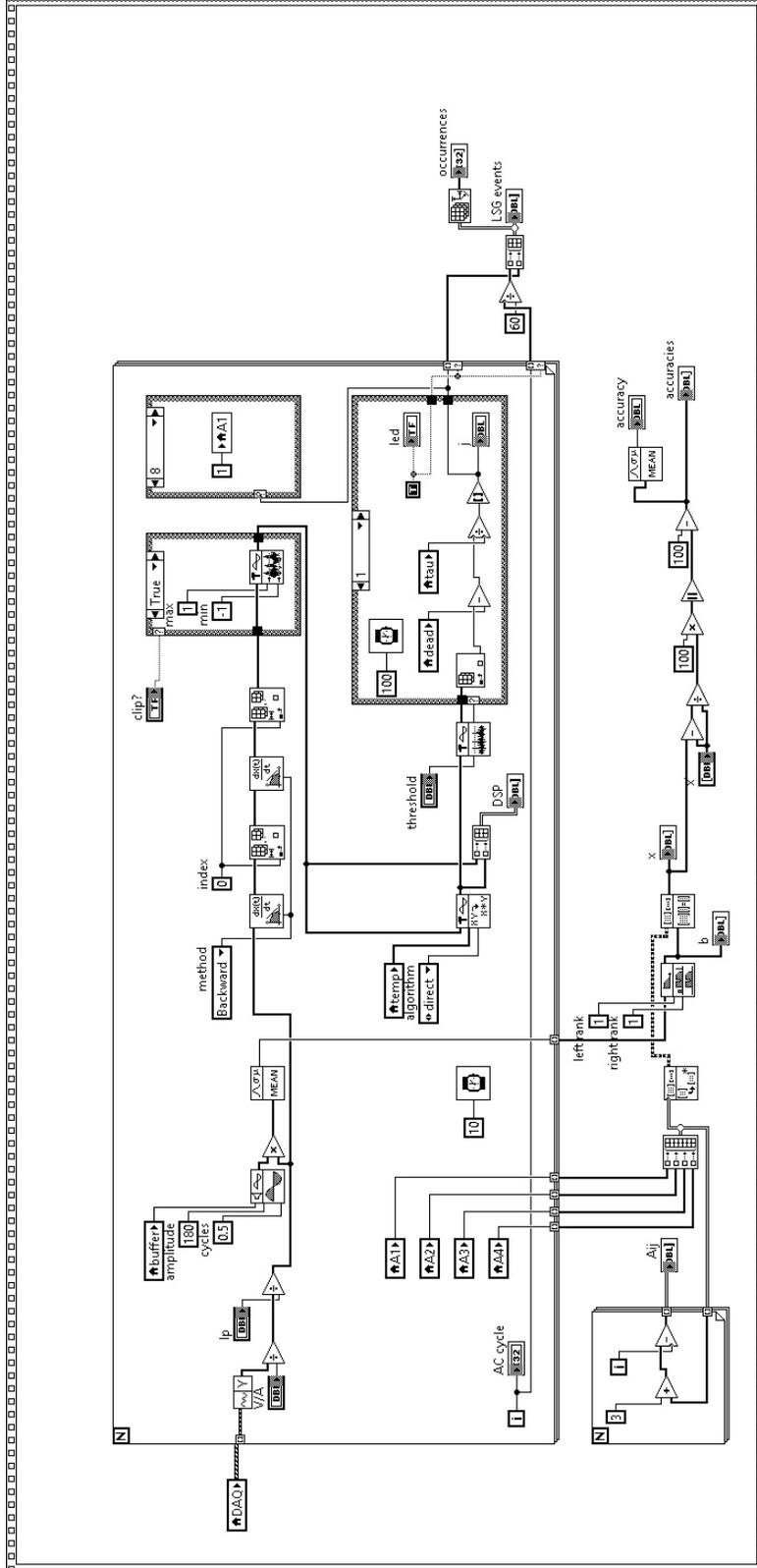


Figura C.3: Procesamiento digital de señales y disgregación energética. Puede observarse que principalmente se calcula la segunda derivada de la señal de corriente y se aplica la convolución con la señal patrón.

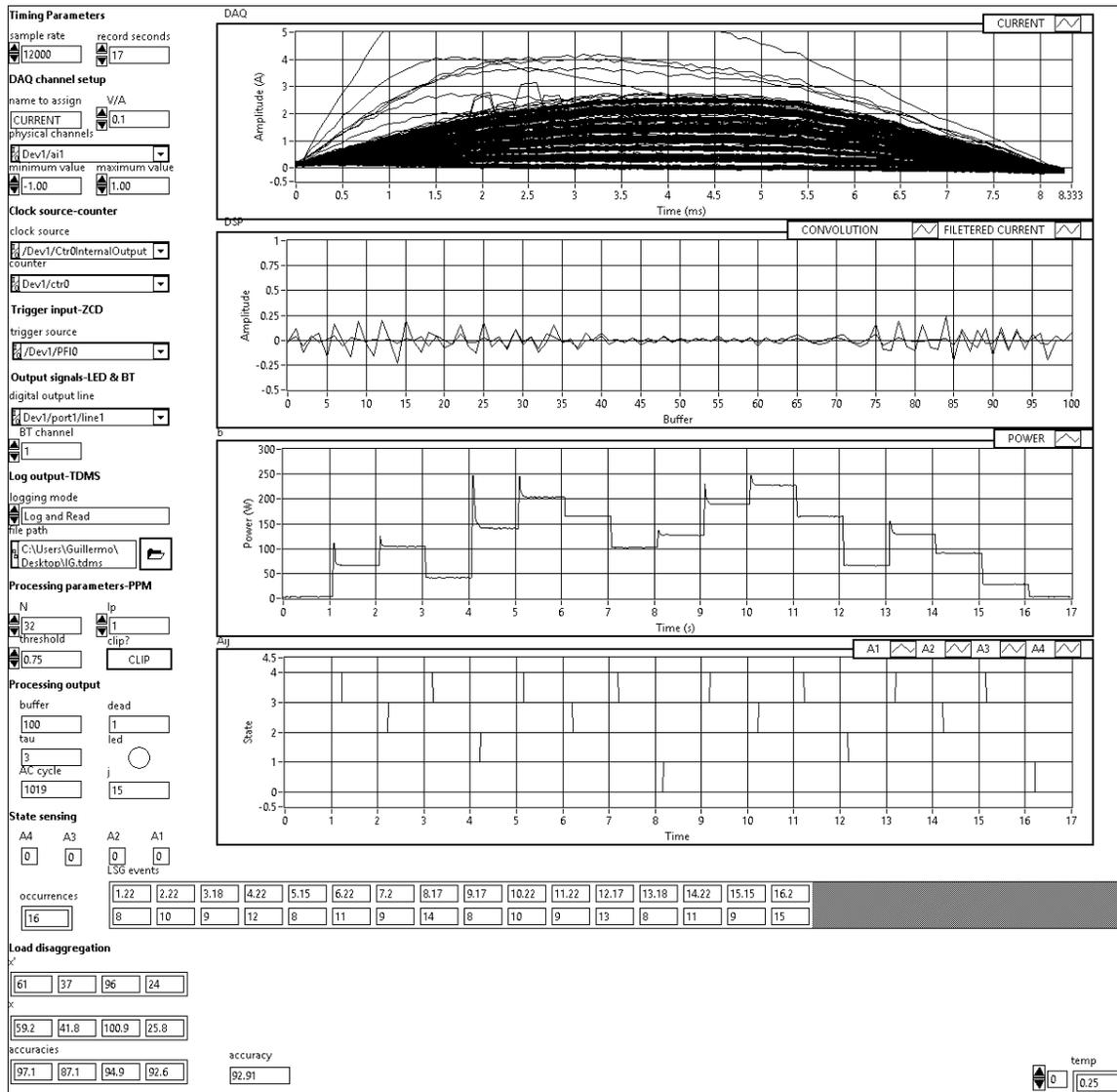


Figura C.4: Panel de control con firmas obtenidas. Se muestran los semiciclos de la corriente total, y su procesamiento digital, así como la salida de la disgregación energética.

ANEXO I

SIGNATURA DE CARGA

Signatura, según el diccionario, es una marca o nota puesta en una cosa para distinguirla de otras. La signatura de carga puede ser definida como un parámetro que proporciona información acerca del estado de operación de los aparatos eléctricos. Debe ser detectable en el punto donde se realiza la medición del consumo global, puesto que la signatura es fundamental para realizar la disgregación energética. La signatura puede extraerse de los aparatos eléctricos, o bien, puede ser generada mediante algún dispositivo electrónico. Esto permite clasificar las signaturas en invasiva y no invasiva. La figura I.1 muestra una clasificación detallada. La fuente es [1].

I.1. Signaturas no invasivas

Estas signaturas son adquiridas mediante una intrusión inicial que consiste en hacer mediciones de alguna característica de cada aparato eléctrico. Las signaturas de estado estable están presentes durante el tiempo en el que el artefacto se encuentra en operación, y las signaturas transitorias ocurren brevemente durante las transiciones entre estados. La mayoría de aparatos generan señales transitorias únicamente al encenderse, y ésto también puede

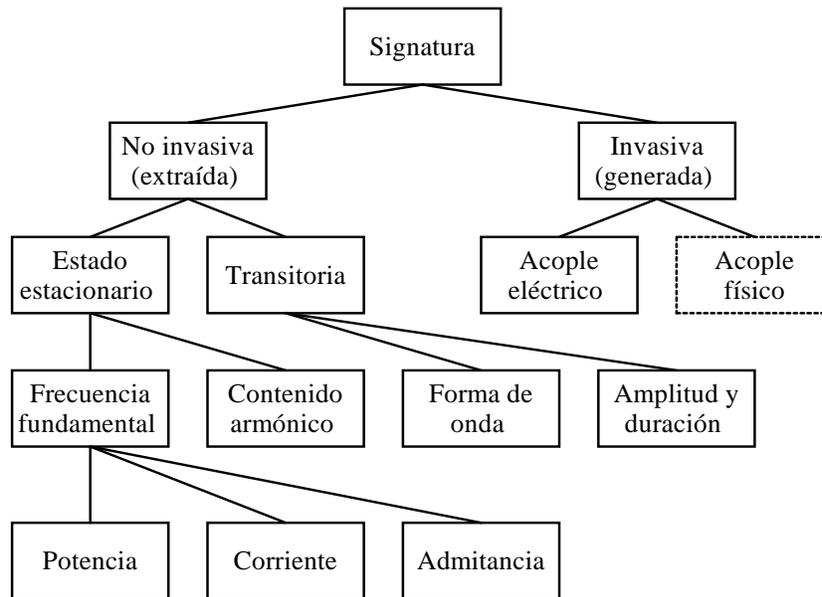


Figura I.1: Tipos de signaturas de carga eléctrica. La signatura puede proceder de alguna característica existente en la carga eléctrica, o puede ser generada mediante un dispositivo electrónico.

tomarse como signatura. La tasa de muestreo y la capacidad de procesamiento necesarios para detectar un cambio de tipo escalón en la potencia son mucho menores y menos demandantes ante los requerimientos para capturar y analizar un pico de corriente transitorio. Signaturas que consideran los armónicos de corriente son útiles para identificar pequeños aparatos, frecuentemente difíciles de distinguir observando sólo su componente fundamental. Algunos parámetros para clasificar las señales transitorias tienen que ver con forma de onda observada; e.g., magnitud, duración, constante de tiempo, etc.

I.2. Signaturas invasivas

Las signaturas generadas requieren alguna forma de intrusión física o eléctrica. Pueden ser necesarias en situaciones donde las técnicas pasivas no son suficientemente informativas.

Varios dispositivos pueden ser contruidos e incorporados a un conjunto de aparatos eléctricos, con el objetivo de generar una señal cuando éstos se encuentren en operación. Estos dispositivos se denominan etiquetas o *tags* [1]. Por ejemplo, un circuito puede ser construido con el fin de generar un cierto componente armónico de corriente, o que inyecte una señal de radiofrecuencia en la línea de potencia, siempre que la carga demande energía. Esto podría hacerse de pequeño tamaño e integrarse en el cable de conexión de artefactos electrónicos portátiles, y así indicar su actividad sin importar dónde estén conectados. Las etiquetas también pueden ser utilizadas para distinguir entre dos cualesquiera aparatos idénticos. La intrusión eléctrica, en concepto, hace referencia a la generación de una perturbación en el circuito, y, al recoger la respuesta del sistema, detectar sus componentes. Esta idea sin explorar tiene analogía con el radar.

I.3. Modelo de comunicaciones

Los aparatos eléctricos pueden ser concebidos como *transmisores* que difunden información de manera inadvertida como producto de su operación. El *canal* de comunicación es el cableado de la instalación eléctrica, y cualquiera de las *signaturas* descritas *codifica* los mensajes. Un sistema de monitorización **NALM!** (**NALM!**) tiene por tarea diseñar un *receptor* que pueda interpretar los mensajes en términos de los estados de la carga eléctrica [1].

El canal de comunicación cuenta con ciertas ventajas; e.g., dispone de un cable de cobre de grueso calibre, los mensajes ocurren a una baja velocidad de transmisión, y, dependiendo de la *signatura*, la potencia de transmisión puede ser suficientemente alta. Sin embargo, no se cuenta con la tabla de códigos de los transmisores; i.e., cuando la *signatura* no es generada, no se conoce a priori qué mensajes habrá, cuántos códigos distintos existen, ni

cómo interpretarlos. La línea de potencia es un canal de múltiple acceso, lo que implica varias transmisiones simultáneas. Además, el sistema debe operar con cierta tolerancia al ruido debido a las diversas fuentes de corrupción de datos.

ANEXO II

DISGREGACIÓN ENERGÉTICA

El problema de la disgregación energética consiste en el cálculo del consumo eléctrico de todos los aparatos eléctricos en un circuito de forma individual. En un sistema de monitorización de consumo mediante la detección de estado de carga, se plantea de la siguiente forma: dados un conjunto de estados binarios encendido/apagado de la carga eléctrica en su conjunto, así como su potencia activa total, estimar la demanda media de cada artefacto electrónico durante un intervalo de tiempo determinado [2]. Para resolver este problema de optimización, se hacen las siguientes suposiciones:

1. El intervalo de muestreo T_s es bastante menor que el período de estimación T_{est} .
2. Los estados encendido/apagado de todos los dispositivos eléctricos se detectan sin error.
3. La demanda en modo de espera o *stand by* de los artefactos electrónicos es constante.
4. La demanda de los aparatos eléctricos encendidos es mucho mayor que su demanda en modo de espera.
5. La varianza de la potencia real de cada carga eléctrica es inferior a su media.
6. Las conmutaciones de los aparatos eléctricos no son simultáneas de forma exacta.

i	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	b_i (W)
1	0	0	1	62
2	0	0	1	60
3	1	0	0	120
4	0	1	1	380
5	1	0	1	160
6	0	1	1	371
7	1	1	1	469
8	0	0	1	56
9	0	1	1	357

Tabla II.1: Tabla con 9 muestras de estados, a_{ij} , y de la demanda global, b_i obtenidas de [2].

II.1. Solución por mínimos cuadrados

La tabla II.1 muestra un conjunto de lecturas que representan el consumo eléctrico de tres aparatos eléctricos, tomados de [18]. El objetivo es demostrar mediante un ejemplo cómo se efectúa, en parte, la disgregación energética. Para construir la tabla, se asume el correcto funcionamiento de tres sensores binarios para la adquisición de los estados a_{ij} , y de un medidor principal, para la medición de la potencia total, b_i . Se busca obtener la potencia activa media de los tres aparatos eléctricos, x_1 , x_2 , y x_3 , mediante el método de mínimos cuadrados. La desconsolidación del consumo eléctrico consiste en estimar la energía consumida de cada aparato eléctrico. La energía consumida por el j -ésimo dispositivo eléctrico, durante un periodo de estimación dado, es proporcional a

$$\sum_i a_{ij}x_j \tag{II.1}$$

La integración numérica de la ecuación (II.1) queda fuera del objetivo del ejemplo. Sustituyendo los valores de la tabla II.1 en la ecuación (1.3)

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b$$

$$x = \left[\begin{array}{c} \left(\begin{array}{ccc} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{array} \right)^T \cdot \left(\begin{array}{ccc} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{array} \right) \end{array} \right]^{-1} \cdot \left(\begin{array}{ccc} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{array} \right)^T \cdot \left(\begin{array}{c} 62 \\ 60 \\ 120 \\ 380 \\ 160 \\ 371 \\ 469 \\ 56 \\ 357 \end{array} \right)$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 108.1 \\ 309.8 \\ 57.5 \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.2. Regresión lineal ponderada

Las muestras de la tabla II.1 se pueden representar de una forma más sintética si se agrupan las filas con los mismos estados. Por ejemplo, la fila 1 se puede combinar con las filas 2 y 8; la fila 4, con la 9, etc. Esto tendrá como resultado una tabla que tiene un máximo de 2^N filas, para N aparatos eléctricos. Las lecturas de potencia se promedian en muestras repetidas, y el índice i se sustituye por k , tal y como se muestra en la tabla II.2.

k	a_{k1}	a_{k2}	a_{k3}	$b_k(W)$	n_k	$\sum_j a_{kj}$	w_k
1	0	0	1	59.3	3	1	3/1
2	0	1	1	369.3	3	2	3/2
3	1	0	0	120	1	1	1/1
4	1	0	1	160	1	2	1/2
5	1	1	1	469	1	3	1/3

Tabla II.2: Tabla con los coeficientes para la regresión lineal ponderada, a partir de los datos de la tabla II.1.

El algoritmo de disgregación ponderado asigna un mayor peso en la estimación, primero, a las muestras observadas con mayor frecuencia, y, segundo, a las filas que tienen un menor número de aparatos encendidos, porque éstas proporcionan información más desconsolidada. Con este criterio, si una muestra se repite n_k veces, y su correspondiente número de aparatos encendidos es $\sum_j a_{kj}$, el peso se calcula como

$$w_k = \frac{n_k}{\sum_j a_{kj}} \quad (\text{II.3})$$

Para disgregar el consumo, se resuelve la versión ponderada de la ecuación (1.3) [2], dada por

$$x = (A^T W A)^{-1} A^T W b \quad (\text{II.4})$$

donde W es una matriz diagonal con los pesos w_k , y para el ejemplo de la tabla II.2, es

$$W = \begin{pmatrix} w_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & w_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_5 \end{pmatrix}^D \quad (\text{II.5})$$

La tabla II.2 también registra el número de estados repetidos, el número de aparatos encendidos, y el peso de cada muestra. Utilizando la ecuación II.4 con los datos de dicha tabla, se tiene que

$$x = \left[\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 3 \\ 1.5 \\ 1 \\ 0.5 \\ 0.3 \end{pmatrix}^D \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 3 \\ 1.5 \\ 1 \\ 0.5 \\ 0.3 \end{pmatrix}^D \cdot \begin{pmatrix} 59.3 \\ 369.3 \\ 120 \\ 160 \\ 469 \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 111.9 \\ 309.4 \\ 57.7 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.3. Varianza

El coeficiente diseñado contemple la diversidad de los estados binarios de la carga eléctrica, No obstante, no toma en cuenta las variaciones en la potencia activa de cada aparato. De hecho, un amplio rango dinámico de la potencia activa de la carga contribuye en mayor medida en el error de estimación, a comparación de un estado binario ruidoso [18].

ANEXO III

CÓDIGO C DEL μ C DEL GSC

III.1. Medición del periodo T de la señal v_r .

```
//RED ELÉCTRICA
#define Vr 127 //Tensión de la red [V]
#define T 16650 //Periodo de la red [us]
#define Tmax T+222 //Periodo mínimo [us]
#define Tmin T-222 //Periodo máximo [us]
long periodo; //Por norma 59.2[Hz]<fr <60.8[Hz]

...

//PROTOTIPO DE FUNCIONES
...

short comprobar_per(); //Comprueba si T está en rango

...

//COMPROBAR PERIODO DE RED
//Retorna TRUE (en rango) o FALSE (fuera de rango)
short comprobar_per(){

    //Habilitar periférico de captura
    setup_ccp1(CCP_CAPTURE_RE);
```

```

//Capurar dos flancos positivos del DPC
clear_interrupt(INT_CCP1);
while(interrupt_active(INT_CCP1)==FALSE);
periodo=-CCP_1;
clear_interrupt(INT_CCP1);
while(interrupt_active(INT_CCP1)==FALSE);
periodo+=CCP_1;

//Inhabilitar periférico de captura
setup_ccp1(CCP_OFF);

//Comprobar si periodo en rango
if(periodo>Tmin&&periodo<Tmax){
    return TRUE;
}
return FALSE;
}

```

III.2. Estimación de potencia aparente (corriente eficaz)

```

//SENSOR DE CORRIENTE
#define Rs    0.025    //Resistencia del sensor [ohm]
#define G    16       //Ganancia del amplificador

//PERIFÉRICO CAD
#define B    8        //Resolución [bit]
#define Vcd  3.3     //Tensión de referencia [V]
#define K    112     //Número de muestras
#define Tm   16666/K-1 //Periodo de muestreo
long      Ief;      //Corriente eficaz

...

//PROTOTIPO DE FUNCIONES
...
short detectar_edo(long);    //Detección de estado de carga

```

```

...

//CALCULAR CORRIENTE RMS DE CARGA
//Retorna un valor proporcional a la corriente rms de carga
long calcular_rms(){

    //Variables
    long suma=0,pico=0;
    char a=0,w=0,c=0;
    char x=0,y=0,z=0;

    //Esperar flanco positivo del DPC
    clear_interrupt(INT_EXT);
    while(interrupt_active(INT_EXT)==FALSE);

    //Habilitar periférico de comparación
    CCP_1=Tm; //Periodo de muestreo
    set_timer1(0); //Reinicia temporizador
    setup_ccp1(CCP_COMPARE_RESET_TIMER); //Inicia CAD automáticamente

    //Tomar K muestras y procesar en tiempo real
    for(char i=0;i<K;i++){

        //Esperar resultado de conversión AD
        clear_interrupt(INT_AD);
        while(interrupt_active(INT_AD)==FALSE);

        //Tomar muestra //led_tgl(); //SAMPLE RATE TEST
        a=read_adc(ADC_READ_ONLY);

        //Filtro mediano (3 elementos)
        x=a<b?(b<c?b:(a<c?c:a)):(a<c?a:(b<c?c:b));
        c=b;
        w=a;

        //Filtro promedio (2 elementos)
        z=(x/2)+(y/2)+(x%2)+(y%2); //Sin desbordamiento
        y=x;

        //Suma y valor máximo
        suma+=x;
        if(z>pico)

```

```

        pico=z;
    }
    //Inhabilita periférico de comparación
    setup_ccp1 (CCP_OFF);

    //Resultado
    return suma+16*pico; // Ief=(suma+16*pico)/FAC_12
}

```

III.3. Detección de estado de carga

```

//FACTORES DE CONVERSIÓN
#define alfa (Rs*G*((1<<B) - 1))/Vcd //Alpha [1/A]
#define beta K/2/0.766 //Beta

//UMBRAL E HISTÉRESIS
#define S 5 //Potencia aparente [VA]
#define H 20 //Histéresis [%]
#define Uref (long)( alfa*beta*S/Vr) //Umbral
#define Umin Uref-Uref*H/100/2 //Umbral superior
#define Umax Uref+Uref*H/100/2 //Umbral inferior
short estado; //Estado de carga on/off (1/0)

...

short detectar_edo(long); //Detección de estado de carga
//DETECTAR ESTADO DE CARGA
//Retorna TRUE o FALSE si hay o no un cambio de estado
short detectar_edo(long Ief){

    //La carga se enciende
    if (Ief>Umax&&estado==FALSE){
        estado=TRUE;
        return TRUE;
    }
    //La carga se apaga
    if (Ief<Umin&&estado==TRUE){

```

```

    estado=FALSE;
    return TRUE;
}
//Sin cambio
return 0;
}

```

III.4. Generación de signatura

```

//SIGNATURA 0-31
#define LSG_TAG      13          //CHANGE ONLY HERE
#define ON_TAG      LSG_TAG     // *
#define OFF_TAG     ON_TAG+1    // *

//TERMINALES
#define PIN_TX      PIN_A1     //Transmisor RS232
#define PIN_VP      PIN_A0     //Salida a conformador de pulsos
#define PIN_LED     PIN_A5     //Terminal a LED

//MODULACIÓN DE POSICIÓN DE PULSO
#define n           32         //Número de muescas
#define MPP_LIM_us  333/2     //Extremos del semiperiodo sin uso (4.17%)
#define MPP_BLQ_us  8000      //8ms centrales es un bloque MPP
#define tau         MPP_BLQ_us/n //Ancho de pulso
#define MPP_RET_us  -186      //Retardo de ajuste por OSC impreciso
#define MPP_ON_us   MPP_RET_us+MPP_LIM_us+tau*ON_TAG
#define MPP_OFF_us  MPP_ON_us+tau
#define MPP_RET_ms  50        //Retardo por transitorio <WDT_TIMEOUT*
#define vp_on()     output_high(PIN_VP)
#define vp_off()    output_low(PIN_VP)

long    posicion;
...
//PROTOTIPO DE FUNCIONES
...
void    generar_mpp();        //Conforma un símbolo de MPP
...

```

```

//GENERAR SIGNATURA MPP
void generar_mpp(){

    //Posición de pulso
    if(estado==TRUE){
        posicion=MPP_ON_us;
    } else {
        posicion=MPP_OFF_us;
    }

    //Retardo por transitorio
    delay_ms(MPP_RET_ms);

    //Esperar flanco positivo del DPC
    clear_interrupt(INT_EXT);
    while(interrupt_active(INT_EXT)==FALSE);

    //Conformar pulso MPP
    delay_us(posicion);
    vp_on();
    delay_us(tau);
    vp_off();
}

```

REFERENCIAS

- [1] G. W. Hart, “Nonintrusive appliance load monitoring,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, núm. 12, pp. 1870–1891, diciembre 1992.
- [2] D. Jung y A. Savvides, “Theory and algorithm of estimating energy consumption breakdowns using on/off state sensing,” *ACM Transactions on Sensor Networks*, vol. 11, núm. 1, pp. 5:1–5:36, septiembre 2014.
- [3] “International energy outlook 2017,” U.S. Energy Information Administration, reporte técnico DOE/EIA-0484, septiembre 2017.
- [4] P. Fox-Penner, *Smart Power: Climate Change, the Smart Grid, and the Future of Electric Utilities*, 1.^a ed. Washington D. C.: Island Press, 2010.
- [5] H. Dawei, D. Liang, Y. Yi, R. G. Harley, y T. G. Habetler, “Front-end electronic circuit topology analysis for model-driven classification and monitoring of appliance loads in smart buildings,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, núm. 4, pp. 2286–2293, diciembre 2012.
- [6] M. Collotta y G. Pau, “A novel energy management approach for smart homes using bluetooth low energy,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, núm. 12, pp. 2988–2996, diciembre 2015.

- [7] S. Kong, Y. Kim, R. Ko, y S.-K. Joo, “Home appliance load disaggregation using cepstrum-smoothing-based method,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 61, núm. 1, pp. 24–30, febrero 2015.
- [8] Y. Kim, T. Schmid, Z. M. Charbiwala, y M. B. Srivastava, “Viridiscop: Design and implementation of a fine grained power monitoring system for homes,” en *Proceedings of the 11th International Conference on Ubiquitous Computing (UbiComp '09)*. Nueva York, EE. UU.: ACM, octubre 2009, pp. 245–254.
- [9] F. J. Cárcel y J. Grau, “Supervisión energética para monitorización y control de consumo eléctrico. un caso práctico,” *3C Tecnología*, vol. 4, núm. 1, pp. 19–31, marzo 2015.
- [10] J. Z. Kolter y M. J. Johnson, “REDD: A public data set for energy disaggregation research,” en *Proceedings of the workshop on Data Mining Applications in Sustainability (SustKDD 2011)*, agosto 2011.
- [11] T. Hassan, F. Javed, y N. Arshad, “An empirical investigation of V-I trajectory based load signatures for non-intrusive load monitoring,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, núm. 2, pp. 870–878, marzo 2014.
- [12] L. Elden, *Matrix Methods in Data Mining and Pattern Recognition*. Filadelfia, EE. UU.: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2007.
- [13] I. C. F. Ipsen, *Numerical Matrix Analysis*. Filadelfia, EE. UU.: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2009.
- [14] G. Tang, K. Wu, J. Lei, y J. Tang, “Plug and play! A simple, universal model for energy disaggregation,” *CoRR*, vol. abs/1404.1884, 2014.

- [15] T. Wu, “Low-cost appliance state sensing for energy disaggregation,” tesis de maestría en Ing. Eléctrica, Universidad de California, EE. UU., junio 2012.
- [16] D. Kotz, C. Newport, y C. Elliott, “The mistaken axioms of wireless-network research,” Dartmouth Computer Science, reporte técnico TR2003-467, julio 2003.
- [17] “IEEE standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions,” *IEEE Std 1459-2010*, pp. 1–50, marzo 2010.
- [18] D. Jung y A. Savvides, “Estimating building consumption breakdowns using on/off state sensing and incremental sub-meter deployment,” en *Proceedings of the 8th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys '10)*. Nueva York, EE. UU.: ACM, noviembre 2010, pp. 225–238.
- [19] “IEEE recommended practice for energy management in industrial and commercial facilities,” *IEEE Std 739-1995*, pp. 1–372, noviembre 1996.
- [20] I. Abubakar, S. Khalid, M. Mustafa, H. Shareef, y M. Mustapha, “Application of load monitoring in appliances energy management - a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 235–245, 2017.
- [21] F. Kreith y D. Y. Goswami, *Energy Management and Conservation Handbook*, 2.^a ed., ser. Mechanical and Aerospace Engineering. CRC Press, 2016.
- [22] T. Saitoh, T. Osaki, R. Konishi, y K. Sugahara, “Current sensor based home appliance and state of appliance recognition,” *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, vol. 3, núm. 2, pp. 86–93, marzo 2010.
- [23] T. Saitoh, Y. Aota, T. Osaki, R. Konishi, y K. Sugahara, “Current sensor based non-intrusive appliance recognition for intelligent outlet,” en *The 23rd International Tech-*

- nical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2008)*, julio 2008, pp. 349–352.
- [24] J. Han, C.-S. Choi, W.-K. Park, I. Lee, y S.-H. Kim, “Smart home energy management system including renewable energy based on ZigBee and PLC,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 60, núm. 2, pp. 198–202, mayo 2014.
- [25] S. Kon, Y. Kasai, M. Murakawa, y T. Higuchi, “Visualization system for electrical power consumption and its evaluation,” *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 7, núm. S1, pp. S14–S18, 2012.
- [26] G. Peretti, S. H. Gallina, L. Depetris, H. Pipino, y M. Cervetto, “Red de nodos sensores y actuadores para control y supervisión de consumo de energía en dispositivos electrodomésticos,” en *XV Workshop de Investigadores en Ciencias de la Computación (WICC 2013)*. Red de Universidades con Carreras en Informática, abril 2013, pp. 705–709.
- [27] M. Erol-Kantarci y H. T. Mouftah, “Wireless sensor networks for cost-efficient residential energy management in the smart grid,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, núm. 2, pp. 314–325, June 2011.
- [28] S. W. Lai, G. G. Messier, H. Zareipour, y C. H. Wai, “Wireless network performance for residential demand-side participation,” en *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, octubre 2010, pp. 1–4.
- [29] X. Jiang, S. Dawson-Haggerty, P. Dutta, y D. E. Culler, “Design and implementation of a high-fidelity AC metering network,” en *Proceedings of the 8th International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN '09)*. ACM, 2009, pp. 253–264.

- [30] G. C. Koutitas y L. Tassiulas, “Low cost disaggregation of smart meter sensor data,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, núm. 6, pp. 1665–1673, marzo 2016.
- [31] Y. Wang, A. Filippi, R. Rietman, y G. Leus, “Compressive sampling for non-intrusive appliance load monitoring (NALM) using current waveforms (iasted 2012),” en *Signal Processing, Pattern Recognition and Applications*, junio 2012.
- [32] S. B. Leeb, S. R. Shaw, y J. L. Kirtley, “Transient event detection in spectral envelope estimates for nonintrusive load monitoring,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, núm. 3, pp. 1200–1210, julio 1995.
- [33] Z. Guo, Z. J. Wang, y A. Kashani, “Home appliance load modeling from aggregated smart meter data,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, núm. 1, pp. 254–262, enero 2015.
- [34] T. Wu y M. Srivastava, “Low-cost appliance state sensing for energy disaggregation,” en *Proceedings of the Fourth ACM Workshop on Embedded Sensing Systems for Energy-Efficiency in Buildings (BuildSys '12)*. Nueva York, EE. UU.: ACM, noviembre 2012, pp. 53–55.
- [35] S. DeBruin, B. Campbell, y P. Dutta, “Monjolo: An energy-harvesting energy meter architecture,” en *Proceedings of the 11th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys '13)*. New York, NY, USA: ACM, noviembre 2013, pp. 18:1–18:14.
- [36] M. Clark, B. Campbell, y P. Dutta, “Deltaflow: Submetering by synthesizing uncalibrated pulse sensor streams,” en *Proceedings of the 5th International Conference on Future Energy Systems (e-Energy '14)*. Nueva York, EE. UU.: ACM, 2014, pp. 301–311.

- [37] G. Sovero, N. C. Kemper, y E. Kussul, “Load signature generator for appliance state sensing and energy disaggregation,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, núm. 14, pp. 4587–4594, julio 2017.
- [38] W. M. Siebert, *Circuits, Signals, and Systems*, ser. MIT electrical engineering and computer science series. McGraw-Hill, 1986, vol. 2.
- [39] H. Sugiyama y K. Nosu, “MPPM: A method for improving the band-utilization efficiency in optical PPM,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, núm. 3, pp. 465–472, marzo 1989.
- [40] V. Satopaa, J. Albrecht, D. Irwin, y B. Raghavan, “Finding a “kneedle” in a haystack: Detecting knee points in system behavior,” en *31st International Conference on Distributed Computing Systems Workshops (ICDCSW 2011)*, junio 2011, pp. 166–171.
- [41] S. D’Souza, *Transformerless Power Supply*, ser. Tech Bulletin TB008. Microchip Technology Inc., 2000.
- [42] L. Gonthier y A. Passal, “Standby consumption reduction for capacitive power supplies,” en *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, abril 2013, pp. 1236–1240.
- [43] T. B. Phillips y A. D. Stentz, “Method and apparatus for RMS current approximation,” EE. UU. Pat. 5 450 268A, 1995, US Patent 5450268.
- [44] STMicroelectronics, “STN2580-high voltage fast switching NPN power transistor,” enero 2013.
- [45] “IEEE standard on transitions, pulses, and related waveforms,” *IEEE Std 181-2003*, pp. 1–54, julio 2003.

- [46] R. W. Wall, “Simple methods for detecting zero crossing,” en *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '03)*, vol. 3, noviembre 2003, pp. 2477–2481.
- [47] W. DeCoursey, *Statistics and Probability for Engineering Applications with Microsoft Excel*. EE. UU.: Elsevier Science, 2003.
- [48] W. J. Stewart, *Probability, Markov Chains, Queues, and Simulation: The Mathematical Basis of Performance Modeling*, 1.^a ed. EE. UU.: Princeton University Press, 2009.
- [49] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, ser. Electrical engineering series. McGraw Hill, 2000.
- [50] J. Canny, “A computational approach to edge detection,” *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. PAMI-8, núm. 6, pp. 679–698, noviembre 1986.
- [51] J. C. Das, *Power System Harmonics and Passive Filter Designs*, ser. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley, 2015.