

TESIS DOCTORAL

AÑO 2021

**Diagnóstico continuo del estado de una
batería mediante la medición en línea de
su resistencia interna.**

JAIME DE LA PEÑA LLERANDI

Ingeniero industrial especialidad de Electricidad
(Intensificación Automática y Electrónica)

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, CONTROL,
TELEMÁTICA Y QUÍMICA APLICADA A LA INGENIERÍA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

Dr. D. José Carpio Ibáñez

Dr. D. Carlos Sancho de Mingo



ESCUELA INTERNACIONAL DE DOCTORADO UNED
PROGRAMA DE DOCTORADO EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES
E.T.S. INGENIEROS INDUSTRIALES

**Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la
medición en línea de su resistencia interna.**

Autor:

Jaime de la Peña Llerandi.

Ingeniero industrial especialidad de Electricidad
(Intensificación Automática y Electrónica)
Universidad Politécnica de Madrid (1991).

Director:

Dr. D. José Carpio Ibáñez

Catedrático de Ingeniería Eléctrica
de la E.T.S. de Ingenieros Industriales de la UNED

Codirector:

Dr. D. Carlos Sancho de Mingo

Profesor Asociado
de la E.T.S de Ingenieros Industriales de la UNED

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Agradecimientos:

En primer lugar quisiera agradecer a mi familia, a mi mujer Blanca y a mis hijos Jaime, Miguel, Gonzalo, Adolfo y Blanca, por haberme alentado, apoyado y ayudado durante mi formación y en la realización de este trabajo de investigación.

Al Director y al Codirector de la investigación, *Dr. D. José Carpio Ibáñez* y *Dr. D. Carlos Sancho de Mingo*, por sus inestimables aportaciones en el desarrollo del trabajo de investigación, sus aportaciones y correcciones en la publicación de artículos y elaboración de esta Tesis Doctoral.

A la *Escuela Internacional de Doctorado UNED*, a la *Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales*, y en especial a todo el *Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Control, Telemática y Química Aplicada a la Ingeniería* por haberme acogido y dado la oportunidad de complementar mi formación con la formación de Doctorado.

También a *Metro de Madrid, S.A.* por el apoyo recibido y la autorización para el uso de las instalaciones y de los equipos de prueba necesarios para el desarrollo de este trabajo.

A todos mis compañeros de trabajo, y en especial a *D. Ángel Rufino Cezón Domínguez*, *D. José Luis Gayarre Moreno* y *D. Javier Andrés Ferreiro* por su ayuda durante los trabajos desarrollados en los ensayos que se han llevado a cabo dentro de esta tesis.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

RESUMEN:

Los trenes metropolitanos tienen una batería principalmente dimensionada para actuar como una reserva de energía que, en caso de pérdida de tensión de catenaria (principal suministro de energía al tren) o avería, pueda suministrar energía a los principales sistemas auxiliares encargados de mantener los parámetros de habitabilidad en los compartimentos de viajeros (principalmente iluminación, ventilación y comunicaciones).

El objeto de esta Tesis Doctoral es desarrollar un nuevo método para poder determinar el estado de salud de una batería a través de la medida del rizado de corriente producido por el rizado de tensión impuesto por su cargador, y de esta forma poder disponer de un sistema embarcado en el tren que de forma autónoma indique si una batería tiene indicios de estar deteriorada y por lo tanto es necesario una intervención del personal de mantenimiento.

PALABRAS CLAVE:

Baterías, Impedancia, Medida de impedancia, Medida de la carga de la Batería, Ingeniería de mantenimiento, Vehículos.

ABSTRACT:

The metropolitan trains have a battery mainly dimensioned to act as a reserve of energy that in case of loss of the catenary tension (main power supply of the train) can supply power to the main auxiliary systems in charge of maintaining the parameters of habitability in the traveller's compartments (mainly lighting, ventilation and communications).

The purpose of this Doctorate Thesis is to develop a new method to determine the health status of an acid lead battery through the measurement of the current ripple produced by the voltage ripple imposed by the charger. In this way, we could include a system on board that independently indicates whether a battery has any signs of deterioration and requires intervention by maintenance personnel.

KEYWORDS:

Batteries, Impedance, Impedance measurement, Battery charge measurement, Maintenance engineering, Vehicles.

ÍNDICE

1	CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN	1
1.1	MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE ESTA TESIS.....	1
1.2	OBJETIVOS DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN.....	2
1.3	METODOLOGÍA DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN.....	3
1.4	ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	3
2	CAPÍTULO II: ESTADO DEL ARTE	5
2.1	EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LAS BATERÍAS	5
2.2	FUNDAMENTOS DE LAS BATERÍAS	9
2.3	TIPOS DE BATERÍAS	10
2.4	REACCIONES QUÍMICAS EN LAS BATERÍAS	12
2.5	USO COMERCIAL E INDUSTRIAL DE LAS BATERÍAS SECUNDARIAS	15
2.6	MODELADO DE UNA BATERÍA PLOMO-ÁCIDO	18
2.7	MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DEL SOC Y DEL SOH.....	22
2.8	MANTENIMIENTO DE BATERÍAS VLA Y VRLA	37
2.9	TÉCNICAS DE MONITORIZACIÓN REMOTA	39
3	CAPÍTULO III: METODOLOGÍA PROPUESTA	55
3.1	INTRODUCCIÓN.....	55
3.2	METODOLOGÍA PROPUESTA.....	55
3.3	ENSAYO 1: PRUEBAS SOBRE BATERÍAS VLA.	61
3.4	ENSAYO 2: LECTURA DE LOS VALORES DE RIZADO.....	73
3.5	ENSAYO 3: PRUEBAS CON EL CONVERTIDOR.....	95
3.6	ENSAYO 4: MEDIDAS EN UN TREN 2000B	107
4	CAPÍTULO IV: VALIDACIÓN Y APLICACIÓN REAL.....	113
4.1	INTRODUCCIÓN.....	113
4.2	JUSTIFICACIÓN DEL DEMOSTRADOR TECNOLÓGICO	113
4.3	CONSTRUCCIÓN DEL DEMOSTRADOR TECNOLÓGICO.....	114
4.4	ENSAYO 1: EQUIPO CAPTADOR EN EL LABORATORIO.....	133
4.5	ENSAYO 2: EQUIPO CAPTADOR EN EL TREN	143
4.6	ANÁLISIS DE LOS COSTES DE IMPLEMENTACIÓN.....	149
5	CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y APORTACIONES	153

6	CAPÍTULO VI: FUTUROS DESARROLLOS.....	155
7	BIBLIOGRAFÍA:	157

LISTA DE ABREVIATURAS Y SIGLAS

- 4G Cuarta generación de tecnologías de telefonía móvil.
- ADC (Analog to Digital Converter) Conversor analógico digital.
- AGM (Absorbed Glass Mat) Manta absorbente de vidrio.
- ANFIS (Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System) Sistemas adaptativos de inferencia neuro-difusa.
- ANNs (Artificial Neural Networks) Redes neuronales artificiales.
- ARX (Auto Regressive with external input) Modelo autorregresivo con entrada externa.
- BEV (Battery Electric Vehicles) Baterías para vehículos eléctricos.
- BMS (Battery Management Systems) Gestor de carga de baterías.
- C Capacidad, capacidad de carga o de descarga. Por ejemplo, una batería de 240 Ah C5 tiene una capacidad de suministrar 48 A durante 5 horas. Cuando se habla de descargas se suele invertir el orden y marca la corriente de descarga, por ejemplo para una batería de 240 Ah una descarga de 5C es de 1.200 A.
- CBM (Condition-Based Maintenance) Mantenimiento basado en la condición.
- DAC (Digital Analog Converter) Conversor digital analógico.
- DEKF (Dual Extended Kalman Filter) Filtro dual extendido de Kalman.
- DFT (Discrete Fourier transform) Transformada de Fourier discreta.
- DSP (Digital Signal Processor) Procesador digital de señales.
- EBP (Error Back Propagation Neural Network) Red neuronal con propagación hacia atrás de errores o retro-propagación.
- ECM (Equivalent Circuit Model) Modelo de circuito equivalente.
- ECN (Equivalent Circuit Network) Red de circuito equivalente.
- EIS (Electrochemical Impedance Spectroscopy) Espectroscopía de la impedancia electroquímica.
- EKF (Extended Kalman Filter) Filtro extendido de Kalman.
- ESR (Equivalent Series Resistance) Resistencia serie equivalente.
- EV (Electric Vehicle) Vehículo eléctrico.
- FFT (Fast Fourier Transform) Transformada rápida de Fourier.
- FNN (Fuzzy Neural Network) Redes neuronales de lógica difusa.
- GND (Ground) Masa eléctrica, punto de referencia común a 0 voltios.
- HEV (Hybrid Electric Vehicle) Vehículo eléctrico híbrido.
- HPF (High Pass Filter) Filtro paso alto.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization) Caracterización mediante un pulso híbrido de potencia.

ICA (Incremental Capacity Analysis) Análisis de capacidad incremental.

IEEE (Institute of Electric and Electronic Engineering) Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

KF (Kalman Filtering) Filtro de Kalman.

LEV (Light Electric Vehicles) Vehículos eléctricos ligeros.

LFP (Lithium Ferro Phosphate batteries) Batería litio ferro fosfato (LiFePO_4).

Li-ion (Lithium-ion batteries) Batería de iones de litio.

LMO (Lithium Manganese Oxide batteries) Litio Manganeso Oxido (LiMn_2O_4).

LPF (Low Pass Filter) Filtro de paso bajos.

MCU (Micro Controller Unit) Microcontrolador.

MIT (Massachusetts Institute of Technology) Instituto de Tecnología de Massachusetts.

NEDC (New European Driving Cycle) Nuevo ciclo de conducción europeo.

Ni-Cd (Nickel–Cadmium battery) Batería Nickel-Cadmio.

Ni-MH (Nickel–Metal Hydride battery) Batería Nickel-Metal Hidruro.

NMC (Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide batteries) Ni-Magnesio-Cobalto oxido (LiNiMnCoO_2)

NTC (Negative Temperature Coefficient) Coeficiente de temperatura negativo.

OCV (Open Circuit Voltage) Tensión de circuito abierto.

PEDS (Power Electronics and Drive Systems) Electrónica de potencia y sistemas de control.

PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicles) Vehículos eléctricos híbridos enchufables.

PHM (Prognostics and Health Management) Pronóstico y manejo del estado de salud.

pp (peak to peak) Pico a pico.

PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) Secuencia binaria pseudo aleatoria.

PSD (Phase Sensitive Detection) Detección sensible a la fase.

PWM (Pulse Width Modulation) Modulación de ancho de pulso.

RBF (Radial Basis Function Network) Redes de base radial.

RLS (Recursive Least Square) Mínimos cuadráticos recursivos.

RTC (Real-Time Clock) Reloj de tiempo real

SAE (Society of Automobile Engineers) Sociedad de ingenieros de automación.

SAI Sistema de Alimentación Ininterrumpida.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

SBS (Smart Battery System) Sistema de batería inteligente.

SD (Secure Digital) Tarjeta de memoria SD.

SEI (Solid/Electrolyte Interface) Interfaz de electrolito sólido.

SLI (Starting, Lighting, and Ignition) Arranque, iluminación e ignición.

SMBus (System Management Bus) Bus de administración del sistema.

SOC (State Of Charge) Estado de carga.

SOF (State Of-Function) Estado de funcionamiento.

SOH (State Of Health) Estado de salud.

SRAM (Static Random Access Memory) Memoria estática de acceso aleatorio.

SVM (Support Vector Machine) Máquinas de soporte vectorial, máquinas de vectores de soporte o máquinas de vector soporte.

SVR (Support Vector Regression) Regresión con Vectores de Soporte.

SW (Software) Programa.

UKF (Unscented Kalman Filter) Filtro Kalman "Unscented" (sin aroma), no hay una traducción acordada, siguiéndose usando el termino en inglés.

UNED Universidad Nacional de Educación a Distancia.

UPS (Uninterruptible Power Supply) Sistema de Alimentación Ininterrumpida (SAI).

VLA (Vented Lead Acid) Plomo ácido ventilada.

VRLA (Valve-Regulated Lead-Acid) Plomo ácido sellada regulada por válvula.

WiFi (Wireless Fidelity) Fidelidad Inalámbrica.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1: Prototipo de Henry Ford con baterías Ni-Fe de Edison.</i>	7
<i>Figura 2: Esquema de una batería.</i>	10
<i>Figura 3: Mercado de las baterías secundarias en 2003.</i>	15
<i>Figura 4: Mercado de la baterías secundarias en 2009 (Frost & Sullivan).</i>	15
<i>Figura 5: Mercado Telecom Europeo de baterías (Frost & Sullivan).</i>	16
<i>Figura 6: Modelo de E. Willihnganz 1959.</i>	18
<i>Figura 7: Modelo simplificado de I. Damlund.</i>	19
<i>Figura 8: Modelo simplificado de Huet.</i>	19
<i>Figura 9: Modelo de M. Thele.</i>	20
<i>Figura 10: Modelo de Robyn A. Jackey.</i>	20
<i>Figura 11: Modelo de una batería en entorno MathLab Simulink [92].</i>	21
<i>Figura 12: Modelo ECN IRC.</i>	21
<i>Figura 13: Modelo ECN 2RC.</i>	22
<i>Figura 14: Modelo simplificado de I. Damlund.</i>	24
<i>Figura 15: Variación de impedancia (módulo y argumento) con la frecuencia.</i>	25
<i>Figura 16: Impedancia a 50Hz versus temperatura [40].</i>	26
<i>Figura 17: Modelo de la VRLA y su impedancia Nyquist.</i>	27
<i>Figura 18: Tensión de la batería durante un pulso cuadrado.</i>	28
<i>Figura 19: Obtención de la gráfica IC en función de los datos de carga [31].</i>	30
<i>Figura 20: IC de una batería LiFePO₄ ante distintas descargas [79].</i>	30
<i>Figura 21: EBP Error back propagation neural network.</i>	31
<i>Figura 22: Medidas con media 550 y desviación 50.</i>	34
<i>Figura 23: Distribución normal de las medidas de media 550 y desviación 50.</i>	34
<i>Figura 24: Dual filtro Kalman extendido.</i>	36
<i>Figura 25: Esquema de bloques usando un amplificador de corriente.</i>	47
<i>Figura 26: Diagrama de bloques del AD5933.</i>	48
<i>Figura 27: Diagrama de bloques del cargador inteligente.</i>	50
<i>Figura 28: Inyección de una perturbación.</i>	51
<i>Figura 29: Diagrama de bloques del cargador.</i>	52

<i>Figura 30: Inyección de las perturbaciones.</i>	53
<i>Figura 31: Inyección de una perturbación pulsante en el lazo de control.</i>	54
<i>Figura 32: Diagrama de bloques del convertidor 60kAV SEPSA.</i>	56
<i>Figura 33: Patron de modulación PWM.</i>	57
<i>Figura 34: Tensión de salida RST del transformador y rizado de corriente.</i>	57
<i>Figura 35: Rizados de tensión y de corriente con carga resistiva.</i>	58
<i>Figura 36: Batería de los coches 5000-4^a.</i>	61
<i>Figura 37: Gráfica de descargas.</i>	65
<i>Figura 38: Batería de los coches 2000B.</i>	67
<i>Figura 39: Gráfica de descargas de la batería 2000B.</i>	70
<i>Figura 40: Diagrama de bloques del amplificador Lock-in de doble fase.</i>	74
<i>Figura 41: Implementación del amplificador Lock-in en MathLab-Simulink.</i>	75
<i>Figura 42: De arriba abajo, señales de los dos osciladores y de la señal a medir.</i>	75
<i>Figura 43: Señal a medir original y señal resultante de su suma con el ruido blanco.</i>	76
<i>Figura 44: Resultado de la medida del amplificador Lock-in.</i>	76
<i>Figura 45: Detalle de los resultados del amplificador Lock-in.</i>	77
<i>Figura 46: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 1,273$ Hz.</i>	78
<i>Figura 47: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,637$ Hz.</i>	79
<i>Figura 48: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,318$ Hz.</i>	79
<i>Figura 49: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,079$ Hz.</i>	80
<i>Figura 50: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,040$ Hz.</i>	80
<i>Figura 51: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,159$ Hz y polo doble.</i>	81
<i>Figura 52: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,159$ Hz y triple polo.</i>	81
<i>Figura 53: Disparidad del 0,1% entre la frecuencia de la señal y los osciladores.</i>	82
<i>Figura 54: Disparidad del 0,01% entre la frecuencia de la señal y los osciladores.</i> ...	83
<i>Figura 55: Disparidad del 1% entre la frecuencia de un osciladores y el resto.</i>	83
<i>Figura 56: Transformada de Fourier de la función sincronizada de 305 Hz.</i>	86
<i>Figura 57: Transformada de Fourier función no sincronizada de 300 Hz.</i>	87
<i>Figura 58: Transformada de Fourier función no sincronizada de 295 Hz.</i>	88
<i>Figura 59: Convertidor de 60kVA de los coches 2000B.</i>	95

<i>Figura 60: Señales de corriente y tensión del MEGGER BITE 2.</i>	96
<i>Figura 61: Medida del rizado de corriente en vacío.</i>	96
<i>Figura 62: Medida del rizado de tensión de un vaso en vacío.</i>	97
<i>Figura 63: Medida del rizado de tensión de un puente en vacío.</i>	97
<i>Figura 64: Medida del rizado de corriente a plena carga (45 A).</i>	98
<i>Figura 65: Medida del rizado de tensión de un vaso a plena carga (45 A).</i>	98
<i>Figura 66: Medida del rizado de tensión de un puente a plena carga (45 A).</i>	99
<i>Figura 67: Medidas de los rizados de tensión y de corriente en el vaso 1.</i>	100
<i>Figura 68: Armónicos de corriente y de tensión del vaso 1.</i>	100
<i>Figura 69: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión del vaso 1.</i>	101
<i>Figura 70: Muestras en la medida del shunt.</i>	104
<i>Figura 71: Transformada FFT de la medida del shunt.</i>	104
<i>Figura 72: Tren de la serie 2000B de Metro de Madrid.</i>	107
<i>Figura 73: Batería de un coche 2000B.</i>	107
<i>Figura 74: Valores de tensión y corriente capturados durante la carga.</i>	108
<i>Figura 75: Valores de tensión y corriente capturados durante la flotación.</i>	108
<i>Figura 76: 8192 Valores de tensión y corriente capturados durante la carga.</i>	109
<i>Figura 77: 8192 Valores de tensión y corriente capturados durante la flotación.</i>	109
<i>Figura 78: FFT de corriente y de tensión en flotación.</i>	110
<i>Figura 79: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión en flotación.</i>	110
<i>Figura 80: FFT de corriente y de tensión en carga.</i>	111
<i>Figura 81: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión en carga.</i>	112
<i>Figura 82: Cableado de la Unidad Captadora.</i>	115
<i>Figura 83: Flujograma de la unidad Máster.</i>	118
<i>Figura 84: Flujograma del proceso de captura de la unidad Máster.</i>	119
<i>Figura 85: Flujograma de la unidad Captadora.</i>	120
<i>Figura 86: Etapa conformadora y amplificadora de la tensión de los vasos.</i>	122
<i>Figura 87: Etapa conformadora y amplificadora de la tensión de los puentes.</i>	123
<i>Figura 88: Etapa conformadora y amplificadora de la medida de corriente.</i>	125
<i>Figura 89: (a) Unidad Captadora, (b) Unidad Máster</i>	127

<i>Figura 90: Configuración de prueba para las medidas de tensión de los vasos.</i>	128
<i>Figura 91: Configuración de prueba para las medidas de tensión de los puentes.</i>	129
<i>Figura 92: Circuito generador de corriente para la medida de la unidad Máster.</i>	130
<i>Figura 93: Sistema captador en 1º Celda.....</i>	133
<i>Figura 94: Convertidor 60kVA 2000B.</i>	133
<i>Figura 95: Conexión en los tornillos.....</i>	133
<i>Figura 96: Medidas con el sistema Captador.</i>	134
<i>Figura 97: Gráficas de resultados de la primera sesión de pruebas.</i>	135
<i>Figura 98: Rizado de tensión en extremos de los puentes.....</i>	137
<i>Figura 99: Rizado de tensión de los puentes en el conector del equipo.....</i>	138
<i>Figura 100: Gráfica de las medidas con el convertidor encendido.</i>	139
<i>Figura 101: Gráfica de las medidas con el convertidor apagado.....</i>	140
<i>Figura 102: Sistema captador en la 1º Celda de la batería del coche 2711.....</i>	143
<i>Figura 103: Gráficas de las medidas del coche 2711.</i>	144
<i>Figura 104: Impedancias vs Temperatura.</i>	146
<i>Figura 105: Implementación del módulo ESP32.....</i>	148
<i>Figura 106: Montaje en el coche 2711.....</i>	148
<i>Figura 107: Visor de los datos web phpMyAdmin.</i>	149

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1: Historia de la evolución de las baterías.....</i>	9
<i>Tabla 2: Comparativas de las propiedades de distintos tipos de baterías.</i>	11
<i>Tabla 3: Influencia de las condiciones en el estado de la batería.....</i>	26
<i>Tabla 4: Resumen de medidas con el MEGGER BITE 2.....</i>	62
<i>Tabla 5: Medidas de todos los vasos y puentes con el BITE 2.</i>	63
<i>Tabla 6: Resumen de la prueba de descarga.</i>	64
<i>Tabla 7: Comparativa ordenando por impedancia vs tensión de flotación.</i>	66
<i>Tabla 8: Resumen de medidas con el MEGGER BITE 2.....</i>	67
<i>Tabla 9: Medidas con el MEGGER BITE 2, Batería 2000B.</i>	68
<i>Tabla 10: Resultado de la descarga parcial a 24 A.</i>	71
<i>Tabla 11: Comparativa ordenando por impedancia vs tensión de flotación.</i>	71
<i>Tabla 12: Resumen de los resultados con distintos filtros.</i>	78
<i>Tabla 13: Comparativa de los recursos necesarios DFT vs FFT.</i>	90
<i>Tabla 14: Medidas con el MEGGER BITE 2 vs medidas con el Graphtec.</i>	102
<i>Tabla 15: Comparativa BITTE vs Registrador.....</i>	103
<i>Tabla 16: Resolución ADC en la medida de tensión.</i>	122
<i>Tabla 17: Resolución del ADC para los rizados de tensión de los vasos.....</i>	123
<i>Tabla 18: Resolución del ADC para los rizados de tensión de los puentes.</i>	124
<i>Tabla 19: Resolución ADC en la medida de corriente media.</i>	126
<i>Tabla 20: Resolución del ADC para los rizados de corriente.....</i>	126
<i>Tabla 21: Depuración de la medida del rizado de tensión de los vasos.</i>	128
<i>Tabla 22: Depuración de la medida del rizado de tensión de los puentes.</i>	129
<i>Tabla 23: Depuración de la medida de la corriente media.</i>	130
<i>Tabla 24: Depuración de la medida de rizado de corriente.....</i>	131
<i>Tabla 25: Comparativa BITE con Módulo Captador.....</i>	136
<i>Tabla 26: Comparativa BITE vs Captador ordenando por impedancia creciente.</i>	137
<i>Tabla 27: Impedancias de los vasos frente a la temperatura.</i>	145

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

1 CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

Todos los sistemas de respaldo de energía eléctrica, subestaciones, centros de comunicación y, en general, todos los servicios fundamentales cuentan con un Sistema de Alimentación Ininterrumpida (SAI) para mantener operativos los equipos críticos ante una falta de suministro eléctrico de tensión alterna de entrada.

Un caso particular es el de los SAI de los trenes metropolitanos, donde la batería está principalmente dimensionada para actuar como una reserva de energía que, en el caso de pérdida de tensión de catenaria (principal suministro de energía al tren) o avería, ésta pueda suministrar energía a los principales sistemas auxiliares encargados de mantener los parámetros de habitabilidad en los compartimentos de viajeros (principalmente iluminación, ventilación y comunicaciones) hasta que se reponga la tensión de catenaria o se arregle la avería. Otra función de la batería es “despertar al tren” dando la energía necesaria para subir el pantógrafo y energizar el tren.

Las baterías son los componentes más críticos en los sistemas donde se emplean puesto que tienen que dar la energía almacenada cuando ésta es requerida por el sistema, incluso cuando la batería ha estado durante largos periodos de tiempo en flotación sin actividad. Conociéndose que las baterías sufren un proceso de degeneración con el tiempo y por las condiciones de uso, es fundamental hacer un mantenimiento adecuado para asegurar que la batería sea capaz de entregar la energía almacenada cuando sea requerida por el sistema SAI.

Para poder hacer un mantenimiento preventivo optimizado basado en la condición (CBM, Condition Base Maintenance) de la batería es crucial conocer el proceso de degradación de las baterías, cuánta energía tienen almacenada y cuánta va a ser capaz de devolver, cuántos años le quedan de vida o si tiene algún vaso defectuoso. Estos conceptos quedan resumidos por el estado de carga (SOC, State Of Charge) y el estado de salud (SOH, State Of Health) de la batería.

1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE ESTA TESIS

Los mantenedores, desde el comienzo del uso de las baterías, demandan técnicas para determinar el estado de salud de las baterías, reduciendo los tiempos de prueba, simplificando los procedimientos y permitiendo la monitorización remota, con el objeto de aumentar su fiabilidad y la reducción de costes [35]. Las técnicas predictivas de estado (PHM, Prognostics and Health Management) han tenido una evolución pareja al conocimiento del funcionamiento interno de las baterías, sus reacciones químicas y el proceso de degradación de sus componentes.

El mantenimiento de las baterías de los SAI requiere muchos recursos humanos y materiales. Se requiere que periódicamente se desplace un técnico al lugar donde se encuentre el SAI para realizar distintas labores de mantenimiento [2] y [3]. Una de las comprobaciones habituales consiste en medir la resistencia interna de la batería, para lo cual el técnico tiene que transportar la instrumentación necesaria que habitualmente es pesada, por ejemplo, el equipo Megger BITTE 2P pesa 13,72 kg [78]. Dicho equipo mide la impedancia de la batería a 50 Hz y para realizar las medidas es necesario desconectar ésta del SAI, por lo que transitoriamente se pierde la protección del sistema o se requiere la utilización de dos bancos de baterías. A los costes derivados de las

operaciones anteriores, se tienen que añadir para el caso ferroviario los incurridos por la paralización del tren durante el tiempo que dure las operaciones de mantenimiento de sus baterías.

El objetivo del trabajo de investigación de esta tesis es buscar una solución que facilite el mantenimiento de las baterías de los SAI ferroviarios, automatizando las medidas de tal forma que se pueda hacer un mantenimiento basado en la condición (CBM) de forma remota y así disminuir tanto los recursos humanos como los materiales.

Si se hace una búsqueda de documentación sobre la monitorización del estado de salud de una batería (criterio de búsqueda "battery" & "SOH") en la base de datos IEEE Xplore se obtienen 500 resultados. Uno de los sistemas empleados (151 resultados con el criterio de búsqueda "battery" & "Coulomb") se basan en hacer un balance entre la corriente de carga y la corriente suministrada por la batería (técnica conocida como Cuenta Culombios, como se analizará posteriormente). Este sistema introduce errores al ser la batería un sistema complejo en el que influyen muchos factores, como el estado de salud, la temperatura, la velocidad de carga, etc. Para mejorar esta técnica los investigadores emplean las redes neuronales, que aprenden a base de monitorizar baterías durante los ciclos de carga y descarga (1.192 resultados con el criterio de búsqueda "battery"&"Neural Network"). Por los requerimientos de tiempo de cálculo y necesidades hardware de las redes neuronales, los investigadores están trabajando en otras líneas de investigación utilizando filtros matemáticos recursivos como el filtro Kalman (775 resultados con el criterio de búsqueda "battery"& "Kalman").

En el caso particular de las baterías de los SAI, estas baterías están en flotación, sin sufrir cargas ni descargas, y por lo tanto no se pueden usar las técnicas predictivas anteriormente mencionadas, que se basen en dichas medidas. Algunos sistemas de monitorización remota de baterías SAI, que se pueden encontrar en el estado del arte, se basan en la medida de la tensión de flotación de cada vaso y corriente de flotación, pero este sistema solo detecta los vasos que ya están muy degradados. Otros autores añaden la medida de la resistencia interna, para lo cual introducen una perturbación en la batería para poderla caracterizar. Por ejemplo, [103] se basa en introducir una sobrecarga de muy corta duración (Técnica conocida como HPPC (Hybrid Pulse Power Characterization), como se analizará posteriormente) mientras que en [71] y [109] se basan en modificar el control de la potencia del cargador del SAI para introducir una perturbación a distintas frecuencias (técnica conocida como EIS (Electrochemical Impedance Spectroscopy), como se analizará posteriormente).

1.2 OBJETIVOS DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN

El objetivo de la presente investigación y de la técnica original que se propone en esta tesis es proporcionar un sistema alternativo para poder medir la resistencia interna de la batería, basándose en las condiciones de contorno durante su funcionamiento normal, cuando está en flotación a la salida del SAI, sin necesidad de introducir ninguna perturbación adicional al sistema.

En los grandes SAI es común cargar la batería con la tensión rectificada de una salida del transformador, estando la batería conectada en flotación a la salida del cargador. En el caso ferroviario metropolitano el cargador de la batería se alimenta de la tensión continua de catenaria y típicamente dispone de dos salidas, una salida de tensión alterna trifásica para alimentar todos los motores que necesita el tren, distintos de los de tracción, como son el motor que mueve el

compresor de aire comprimido, los motores de los ventiladores, etc., y otra salida trifásica que es rectificadora para obtener la tensión continua que alimenta a todas las cargas de continua del tren y mantiene en flotación a la batería.

El objetivo de la presente tesis es demostrar que es factible poder medir la resistencia interna de una batería a través de la medida del rizado de corriente producido por el rizado de tensión impuesto por el cargador sobre la batería.

En el caso de verificarse la hipótesis se podría disponer de un sistema embarcado en el tren que monitorice la batería continuamente y envíe los parámetros de la batería de forma inalámbrica al centro de mantenimiento para hacer un mantenimiento basado en la condición. De esta forma se podrá detectar si algún vaso tiene indicios de estar deteriorado y si es necesaria la intervención del personal de mantenimiento para su sustitución.

1.3 METODOLOGÍA DEL TRABAJO DE INVESTIGACIÓN

La metodología empleada para confirmar la hipótesis de trabajo se dividió en varios estudios y trabajos. El primer trabajo consistió en recabar y estudiar el estado del arte en las técnicas de monitorización remota de baterías que no están sometidas a ciclos de carga y descarga, como son las correspondientes a los SAI.

El segundo trabajo consistió en caracterizar los rizados de tensión impuestos por el convertidor y los rizados de corriente de la batería. Estas medidas se tienen que realizar durante el funcionamiento del convertidor y por lo tanto del tren. Esto provoca que se tenga un ambiente eléctricamente ruidoso que dificulta la medida de señales de muy baja amplitud, ya que se pretende medir impedancias del orden de $1\text{ m}\Omega$ con precisiones de $\mu\Omega$ en dicho ambiente ruidoso. Parte de los trabajos incluirán la búsqueda del método óptimo de la lectura de los rizados y la extracción del armónico necesario para calcular la impedancia de la batería.

Otro de los trabajos recogidos es el diseño y construcción de un equipo *ad hoc* que permita automatizar la medida de impedancia de la batería, basado en la técnica original que se defiende en esta tesis.

Por último se realizarán medidas con el equipo tanto en banco como embarcado en tren para comprobar las bondades que pueda presentar el método propuesto con el fin de poder hacer un sistema que permita un mantenimiento bajo condición CBM.

1.4 ESTRUCTURA DE LA TESIS

El presente documento se divide en varios capítulos:

El primer capítulo recoge la motivación, el objetivo y la metodología empleada en esta tesis doctoral.

El segundo capítulo hace un recorrido sobre el estado del arte de las baterías, como base de partida al trabajo de investigación de la presente tesis doctoral. Se incluye en este apartado un resumen sobre los fundamentos de las baterías, su historia, los tipos de baterías, su modelado, los métodos actuales de evaluación de su estado y las labores habituales para su mantenimiento.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

El tercer capítulo recoge en detalle los ensayos realizados con objeto de validar la hipótesis original presentada en esta tesis doctoral. Los ensayos se han realizado tanto en el laboratorio, en banco de pruebas, como en campo, en un tren. Para cada uno de los ensayos realizados se presentan los resultados obtenidos y las conclusiones que se pueden deducir de dichos resultados.

En el cuarto capítulo se presentan los resultados obtenidos con un demostrador tecnológico que utiliza el método de medida propuesto en esta tesis. Se valida el sistema de medida y el equipo construido mediante medidas en el laboratorio y con medidas del equipo embarcado en tren.

Los últimos capítulos contienen las conclusiones, los futuros retos para continuar con esta línea de investigación y las referencias usadas en esta tesis.

2 CAPÍTULO II: ESTADO DEL ARTE

Como base para desarrollar posteriormente la línea de investigación original, que se propone en esta tesis, se hace una recopilación y análisis del estado del arte actual, ahondando en el conocimiento de las baterías de plomo ácido, en las herramientas empleadas para su mantenimiento, las técnicas usadas para predecir el estado de salud (SOH) y carga (SOC) y las técnicas de monitorización remota.

2.1 EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LAS BATERÍAS

El descubrimiento de la batería, su posterior evolución y conocimiento ha sido un trabajo de investigación continuo durante muchos años en el que varios investigadores, con sus aportaciones, han ido andando el camino paso a paso [13].

Se considera que los primeros trabajos sobre electricidad se deben a William Gilbert (UK, 1544-1603) quien en 1600 publicó su trabajo “De Magnete”, donde introdujo el concepto de electricidad a partir de sus estudios sobre electrostática.

El siguiente paso se debe a Ewald Jürgen Von Kleist (NL, 1700-1748), miembro de la Academia Prusiana de Ciencias, que en 1745 descubrió, por casualidad, la forma de almacenar la electricidad electrostática en un recipiente, llamado “botella de Leyden” (considerado el primer condensador).

A Luigi Galvani (IT, 1737-1798) se debe el descubrimiento de la relación de la electricidad con el sistema nervioso, en 1791 publicó su libro “De viribus electricitatis in motu musculari commentarius” sobre sus trabajos de estimulación muscular en animales muertos. Observó que al poner dos metales diferentes en contacto con el músculo de una rana, este se contraía, fenómeno que achacó a la aparición de una corriente eléctrica.

Interesado en los trabajos de Galvani, Alessandro Volta (IT, 1745-1827) comenzó a estudiar la producción de energía eléctrica por la combinación de distintos metales. En 1800 consiguió una fuente estable de tensión mediante el apilamiento alterno de discos de plata y zinc, separados por discos de cartón embebidos en salmuera, lo que se conoce como “Pila de Volta”.

Continuando los trabajos de Volta, William Cruickshank (UK, 1745?-1810?) realizó varios estudios con distintas soluciones y metales, descubriendo la electrólisis. También propuso una disposición horizontal para la pila de Volta colocando placas cuadradas dentro de una artesa de madera, al estilo de las actuales baterías.

André-Marie Ampère (FR, 1775-1836) estudió la relación entre magnetismo y electricidad, popularizando los términos de corriente eléctrica y tensión eléctrica.

Continuador de los trabajos de sus antecesores, Michael Faraday (UK, 1791-1867) profundizó en el estudio del electromagnetismo, la electroquímica y la electrolisis. Descubrió la inducción mutua entre dos solenoides bobinados sobre un aro de hierro, que es la base de todos los transformadores actuales, y el fenómeno de generar una corriente cuando se desplazaba un imán dentro de una espira de alambre, base de la “Ley de Faraday”. James Clerk Maxwell (UK, 1831-1879) formuló matemáticamente la Ley de Faraday, que establece que un campo magnético variable genera un campo eléctrico.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

En 1836 John Frederic Daniell (UK, 1790-1845) propone una nueva solución para la producción de electricidad conocida como la "*Pila de Daniell*", compuesta por un ánodo de zinc de forma cilíndrica inmerso en una disolución de sulfato de zinc. El ánodo se introduce en una vasija porosa de barro y la vasija a su vez se introduce en un cátodo de cobre, de forma cilíndrica de mayor diámetro, con una solución de sulfato de cobre. La introducción de la barrera porosa entre los dos electrodos es un paso importante en el desarrollo de las baterías ya que deja pasar los electrones pero evita el paso de los iones, evitando que la pila se colapse (transferencia directa de iones entre Zn y Cu²⁺).

William Robert Grove (UK, 1811-1896) evolucionó la Pila de Daniell y en 1839 introduce la llamada "*Célula de Grove*" donde el ánodo de zinc está inmerso en ácido sulfúrico diluido y el cátodo es de platino inmerso en ácido nítrico concentrado. Al igual que en su predecesor ambos electrodos se encuentran separados por una vasija de barro porosa. La celda de Grove se popularizó mucho con la evolución del telégrafo por sus mejores prestaciones, pero tenía como inconveniente que se liberan en la reacción gases de dióxido de nitrógeno que son venenosos. Se considera la celda de Grove como la antecesora de las pilas de combustible al usar como reactivos el hidrógeno y el oxígeno.

Gaston Planté (FR, 1834-1889) trabajó en buscar mejoras en las pilas de su tiempo, en concreto sus trabajos se centraron en bajar la resistencia interna de las pilas, porque limitaban la corriente que podían suministrar. En 1859 presenta un nuevo modelo de pila, consistente en dos electrodos de plomo separados por un paño de lino que se enrollaban conjuntamente y se introducían en una vasija de vidrio llena de una disolución de ácido sulfúrico al 10%. Se la llamó "*acumulador de Planté*" y fue la primera pila que se podía regenerar y recuperar su carga inicial al aplicarle una corriente durante un tiempo, por lo que está considerada como la primera batería recargable.

Georges Leclanché (FR, 1839-1882) presentó en la Exposición Universal de París de 1867 su "*Pila de Leclanché*" constituida por un cátodo de carbono colocado en el centro de una vasija porosa que contenía dióxido de manganeso apelmazado, la vasija se sumergía junto con un ánodo de zinc en un recipiente con una disolución de cloruro de amonio. Se considera la predecesora de las pilas secas.

Camille Alphonse Faure (FR, 1840-1898) patentó en 1880 un proceso para la fabricación de los electrodos de las baterías plomo ácido, consistente en hacer los electrodos con una rejilla de plomo recubierta con una pasta de óxidos de plomo, ácido sulfúrico y agua, que posteriormente se curaba en un horno con una atmósfera húmeda, este proceso logra que se adhiriesen a la placa de plomo una capa de sulfatos de plomo. La ventaja es que se lograba un aumento considerable de capacidad en comparación con la batería de Planté y permitía una fabricación industrial en serie. Se popularizando su utilización como baterías de arranque de los automóviles de la época e incluso se emplearon en la electrificación en 1883 de los tranvías parisinos, anteriormente tirados por caballos.

Ernst Waldemar Jungner (CH, 1869-1924) desarrolló en 1899 la primera batería de níquel-cadmio (Ni-Cd). Fundó la compañía "*Nya Ackumulator Aktiebolaget Jungner*" que posteriormente cambiaría su nombre a "*NiFe Junger*", actualmente perteneciente al grupo SAFT. Tratando de reducir los costes de estas baterías, por el alto precio del cadmio, se comenzó a trabajar en la búsqueda de otro material más barato capaz de sustituirlo. Se desarrolló la batería de níquel-hierro (Ni-Fe) casi simultáneamente por Ernst Waldemar Jungner y por Thomas Alva Edison (USA, 1847-1931) pero

éste último la patentó en 1901. En 1913, fruto de la colaboración de Edison con Henry Ford (USA, 1863-1947), se desarrolló un prototipo de coche eléctrico en la planta de Ford en Highland Park, consiguiendo en pruebas una autonomía de 1000 millas (1.609 km) con baterías de Ni-Fe, [29] (figura 1).

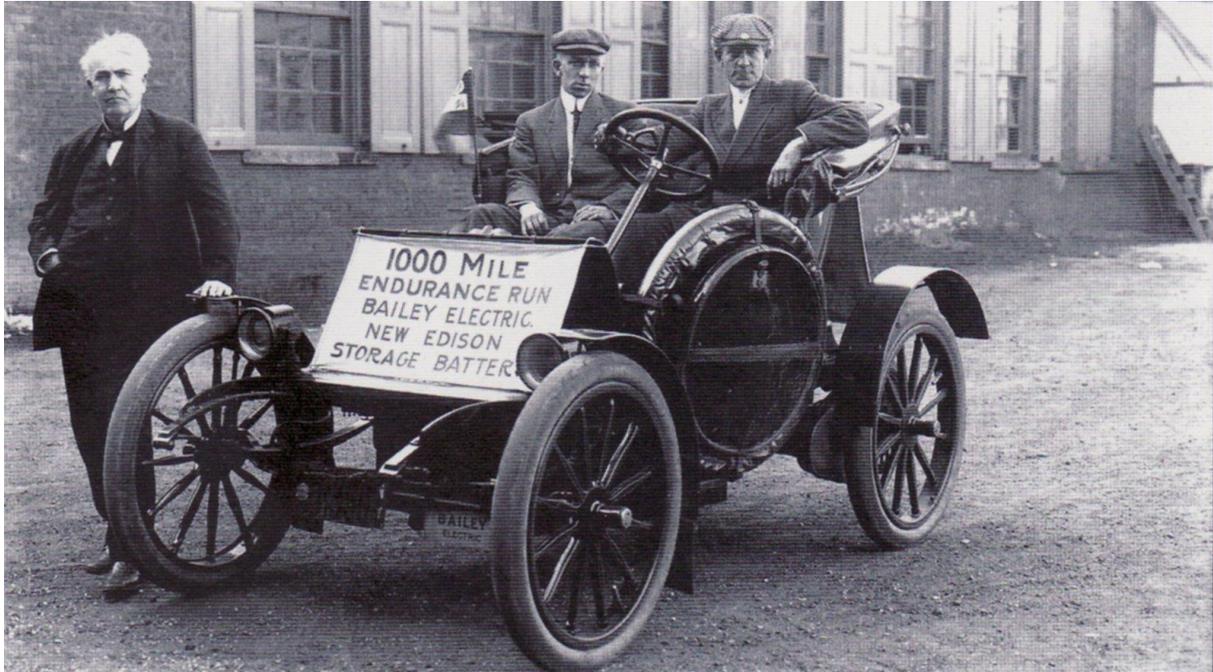


Figura 1: Prototipo de Henry Ford con baterías Ni-Fe de Edison.

En 1932 Sabine Schlecht (DE) y Hartmut Ackermann (DE) inventan “la placa de polo sinterizado” que proporcionaba una mayor área efectiva del electrodo, logrando mayores corrientes de carga, disminuyendo la resistencia interna y mejorando la longevidad del Ni-Cd. A los electrodos se les introduce una capa de masa activa, con un volumen total de casi el 80%, por precipitación de sales de níquel o cadmio disueltas.

En 1959 se comercializó por la compañía Eveready la primera pila alcalina llamada “Energizer”, descubierta por Frederick Lewis Urry (CA, 1927-2004) mientras trabajaba para dicha compañía. Las baterías alcalinas disponen de una mayor duración y están compuestas por electrodos de dióxido de magnesio y zinc en polvo, utilizando como electrolito una solución alcalina de hidróxido de potasio. Fue tal el éxito alcanzado por el producto de Eveready que en 1980 la propia compañía pasó a llamarse como su producto estrella “Energizer”.

Durante las décadas de los años 1960 y 1970 se desarrollaron y se perfeccionaron las baterías plomo ácido de válvula regulada (VRLA, Valve-Regulated Lead-Acid). Se puede considerar que su evolución se debe a un esfuerzo conjunto entre investigadores y fabricantes. Las baterías plomo-ácido producen hidrógeno y oxígeno que se libera a la atmosfera durante la sobrecarga, con la consecuente pérdida de agua que tendrá que ser repuesta durante las acciones de mantenimiento. En las VRLA el electrolito se absorbe en una manta de finas fibras de vidrio (AGM, Absorbed Glass Mat); con esto se consigue “el ciclo de recombinación del oxígeno”: el oxígeno liberado en el electrodo positivo viaja por AGM para recombinarse con el hidrógeno liberado en el electrodo negativo y producir agua y calor.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Si bien el desarrollo de la pila de níquel-metal híbrido (Ni-MH) en los años 1990 se debió a un trabajo en conjunto, se pueden señalar dos hitos fundamentales: el desarrollo del electrodo positivo de pasta de alta energía, debido a los trabajos del Dr. Masahiko Oshitani de la empresa GS Yuasa y a los descubrimientos de las aleaciones híbridas de alta energía para el desarrollo del electrodo negativo, debidos a Philips Laboratories y al Centre National de la Recherche Scientifique de Francia. Dicha asociación permitió crear la batería de Ni-MH.

La industrialización de las baterías litio-ion se debe a los trabajos de las compañías Asahi Kasei y Sony de Japón. Para la fabricación de la batería de litio-ion se emplea: grafito para el electrodo negativo, dióxido de litio cobalto para el positivo y el electrolito es líquido formado por sales de litio. El electrolito está contenido en un solvente orgánico y el separador es una película micro porosa de polímero (polietileno o polipropileno). La primera batería comercial de iones de litio es lanzada al mercado por Sony en 1991, proporcionando la solución al problema de duración de las baterías de sus cámaras de video.

Se continúa trabajando en la evolución de las baterías de litio con el objeto de sustituir el electrolito líquido de sal de litio por un electrolito de polímero sólido. Se abren varias líneas de trabajo empleándose distintos electrolito de polímero sólido, pudiendo ser seco, gel o poroso. Se dan distintos avances por diferentes compañías presentando distintas soluciones; en 1996 la empresa Bellcore en los Estados Unidos desarrolló una batería recargable de polímero de litio (Li-Po) con electrolito de polímero poroso.

También en estos años, con el fin de mejorar las prestaciones de las baterías de los ordenadores portátiles, se popularizan los sistemas de monitorización del estrado de carga de dichas baterías, SBS (Smart Battery System), BMS (Battery Management Systems) y en 1994 Intel y Duracell proponen la estandarización del bus SMBus (System Management Bus), de comunicaciones serie en dos hilos basado en el protocolo serie I²C de Philips, para comunicar el circuito de carga de la batería SBS con el microprocesador del ordenador, suministrando información de la estimación de tiempo de batería disponible, información del estado del ventilador y configurar el rendimiento del microprocesador para optimizar la duración de la batería.

En 1995 se lanza comercialmente por varias compañías un nuevo empaquetamiento para las baterías de litio. Se sustituye el cilindro metálico del contenedor por un empaquetamiento flexible tipo bolsa; con esto se reduce el peso de la batería y se reduce el tamaño entre el 5% y el 10%.

Moli Energy fue la primera empresa en comercializar en 1996 una batería de litio con cátodo formado por óxido de litio magnesio (LiMn_2O_4), consiguiendo menor resistencia interna y permitiendo por lo tanto mayores corrientes de descarga y carga. Como contrapartida se reduce el número de ciclos de carga y descarga, es decir, la vida de la batería.

En este mismo año, investigadores de la universidad Austin de Texas introducen el cátodo de fosfato de litio Hierro (LiFePO_4), que mantiene las mismas propiedades de resistencia interna de los cátodos de óxido de litio magnesio pero consiguen un mayor número de ciclos de carga y descarga, una mayor vida.

La investigación al comienzo del siglo XXI se centra en el uso de la nanotecnología para el diseño de los electrodos, consiguiendo una mayor superficie y rutas de difusión del transporte iónico más cortas, con el fin de lograr una alta densidad de potencia y de energía. Un área superficial alta

proporciona más sitios para que los iones de litio hagan contacto, lo que permite una mayor densidad de potencia y una descarga y recarga más rápidas. Por otro lado, se consigue una mayor estabilidad con la temperatura y un aumento de la vida útil del ciclo.

En la tabla 1 se resumen los hitos principales en la evolución de las baterías [13], desde los primeros experimentos sobre electrólisis hasta nuestros días.

Año	Inventor	Descubrimiento
1600	William Gilbert (UK)	Establecimiento del estudio electroquímico
1745	Ewald Georg von Kleist (NL)	Almacenamiento de electricidad. Invención de la jarra de Leyden.
1791	Luigi Galvani (Italy)	Descubrimiento de la “electricidad animal”
1800	Alessandro Volta (Italy)	Invención de la pila (discos de zinc y cobre)
1802	William Cruickshank (UK)	Primera batería en producción en serie
1820	André-Marie Ampère (France)	Electricidad a través del magnetismo
1833	Michael Faraday (UK)	Enunciado de la Ley de Faraday
1836	John F. Daniell (UK)	Invención de la pila de Daniell
1839	William Robert Grove (UK)	Invención de las celdas de combustible (H ₂ /O ₂)
1859	Gaston Planté (France)	Invención de la batería plomo ácido
1868	Georges Leclanché (France)	Invención de la batería de Leclanché (carbón-zinc)
1880	Camille Alphonse Faure (France)	Invención de la rejilla de plomo (sistema actual)
1899	Waldemar Jungner (Sweden)	Invención de la batería de Níquel-Cadmio
1901	Thomas A. Edison (USA)	Invención de la batería Níquel-Hierro
1932	Schlecht & Ackermann (Germany)	Invención de los electrodos sintetizados
1947	Georg Neumann (Germany)	Comercialización de la batería Níquel Cadmio
1959	Frederick Lewis Urry (Canadá)	Invención de la batería alcalina (manganeso)
1970s	Esfuerzo conjunto	Desarrollo de la batería plomo ácido de válvula regulada
1990	Esfuerzo conjunto	Comercialización de la batería níquel metal híbrido
1991	Sony (Japon)	Comercialización de la batería litio-ion
1994	Bellcore (USA)	Comercialización de la batería litio-ion polímero
1994	Intel and Duracell	Propuesta de estandarización del bus SMBus
1995	Esfuerzo conjunto	Introducción del empaquetamiento bolsa en Li-Po
1996	Moli Energy (Canadá)	Introducción del cátodo de magnesio
1996	Universidad de Texas (USA)	Identificación del fosfato de litio Hierro (LiFePO ₄)
2002	Universidad de Montreal, Quebec Hydro, MIT, Esfuerzo conjunto	Mejora del litio fosfato, nanotecnología, comercialización

Tabla 1: Historia de la evolución de las baterías.

2.2 FUNDAMENTOS DE LAS BATERÍAS

Constructivamente un vaso de batería (figura 2) consta de los siguientes elementos [15]:

- **Contenedor:** recipiente que alberga todos los elementos de una batería.
- **Electrodos:** son los conductores en contacto con el medio. Los electrodos son:
 - **Ánodo:** el electrodo que recibe el ion negativo.
 - **Cátodo:** el electrodo que recibe el ion positivo.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Se puede también hacer otra clasificación teniendo en cuenta la polaridad de los electrodos:

- **Positivo:** es el cátodo durante la descarga y el ánodo durante la carga.
- **Negativo:** es el ánodo durante la descarga y el cátodo durante la carga
- **Separador:** material que se sitúa entre los electrodos y deja pasar los electrones pero no a los iones.
- **Electrolito:** conductor iónico, en el que están inmersos los electrolitos, que permite el movimiento de iones.
- **Terminales de salida:** son el medio que conectan los electrodos con el circuito exterior.

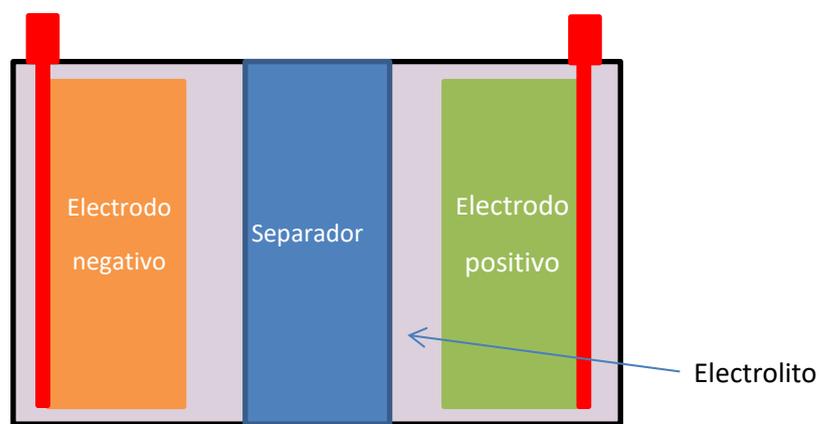


Figura 2: Esquema de una batería.

2.3 TIPOS DE BATERÍAS

Una primera clasificación de las baterías puede hacerse por la reversibilidad o no del proceso de carga y descarga [77].

- **Batería primaria:** está formada por uno o varios vasos para la generación de energía eléctrica destinada a ser utilizada hasta que se agota; después es desechada.
- **Batería secundaria:** está formada por uno o varios vasos para la generación de energía eléctrica. La batería, después de ser descargada, puede ser restaurada a su estado original cargándola con una corriente eléctrica que fluye en la dirección opuesta al flujo de corriente cuando la batería fue descargada. Este tipo de baterías también se las conocen como batería recargable o acumuladores.

Las baterías también se pueden clasificar por los metales que forman los electrodos, el electrolito usado y el tipo de reacción química que tiene lugar durante la carga y la descarga. Así se tiene los siguientes tipos de baterías:

Plomo-ácido (Pb): es la batería con mejor relación precio /carga almacenada en la actualidad y se suele utilizar en aplicaciones de gran potencia donde el peso no es importante, como los sistemas de alimentación ininterrumpida SAI, luces de emergencia, baterías de arranque en automoción y carretillas eléctricas. Se subdividen en:

- Baterías plomo-ácido de electrolito inundado o ventiladas (VLA, Vented Lead Acid).

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- Selladas o reguladas por válvula (VRLA, Valve-Regulated Lead-Acid), donde el electrolito se encuentra inmovilizado en un separador absorbente o en un gel (AGM, Absorbed Glass Mat).

Níquel-Cadmio (Ni-Cd): actualmente está limitada su comercialización por la Directiva 2006/66/CE del Parlamento Europeo, donde se prohíben el uso de metales peligrosos, como el cadmio, por su toxicidad para el medio ambiente. Se emplea en aplicaciones donde se requiere una alta capacidad de descarga, una larga vida y bajo coste, incluyendo aplicaciones de gran potencia y pequeños equipos como herramientas eléctricas de mano, equipos electrónicos como cámaras de video y radios portátiles.

Níquel-Metal Hidruro (Ni-MH): tienen mayor densidad de energía (vatios-hora que puede suministra por volumen de la batería) en comparación con las Ni-Cd, pero admite menos ciclos de recarga. Se usan en muchos equipos electrónicos de consumo, como teléfonos móviles y ordenadores portátiles y también en aplicaciones de gran potencia, por ejemplo en los vehículos de propulsión totalmente eléctrica (General Motors EV1, Honda EV Plus, Ford Ranger EV) y en los Vehículos híbridos (Toyota Prius, Honda Insight).

Litio-Ion (Li-ion): este tipo de baterías ha tenido una gran difusión en los últimos años. Tienen el inconveniente de necesitar un sistema de control de la batería para operar de forma fiable y segura. Se emplean en aplicaciones donde se requiere una gran densidad de energía y un bajo peso, por ejemplo en equipos electrónicos como los teléfonos móviles y también se están introduciendo en aplicaciones de gran potencia como en los vehículos de propulsión totalmente eléctrica e híbrida (Nissan). Pertenecen a esta familia las baterías Litio Ni-Magnesio-Cobalto óxido (LiNiMnCoO_2) (NMC, Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide), Litio Manganese óxido (LiMn_2O_4) (LMO, Lithium Manganese Oxide) y las baterías de litio-ferro fosfato (LiFePO_4) (LFP, Lithium Ferro Phosphate).

Litio-Ion Polímero (Li-ion polímero): estas baterías son muy ligeras y tienen una seguridad mejorada en comparación con las baterías Li-ion, pero tienen unos costes mayores de fabricación y una densidad de energía menor. Por su estructura, permiten construir baterías ultra delgadas. Las aplicaciones donde se utilizan son las mismas que en el caso del Li-ion.

Se resumen comparativamente en la tabla 2 las principales características de los principales tipos de baterías [15].

Propiedad	Unidades	Plomo	Ni-MH	Li-ion
Tensión por célula	V	2,2	1,35	4,1
Densidad de energía	Wh/l	70	240	400
Densidad de potencia	W/l	450	300	800
Eficiencia energética	%	70	70	80
Auto descarga por mes	%	5	30	10
Coste relativo al plomo (*1)	%	100	240	400

(1) El coste presentado es una aproximación del año 2010 y, al ser este muy dependiente de múltiples factores, ha de ser tomado como un indicador relativo y no preciso.

Tabla 2: Comparativas de las propiedades de distintos tipos de baterías.

2.4 REACCIONES QUÍMICAS EN LAS BATERÍAS

A continuación se estudian las reacciones químicas que tienen lugar en el interior de los diferentes tipos de baterías más comunes.

2.4.1 Baterías Plomo ácido

En las baterías plomo-ácido el electrolito es ácido sulfúrico (H_2SO_4) disuelto en agua (H_2O). Además, el electrodo negativo es de plomo (Pb), mientras que el positivo es de plomo cubierto por una capa de dióxido de plomo (PbO_2).[15]

El ácido sulfúrico se disocia en el agua dando lugar a ion sulfato negativo (SO_4^{-2}) más 2 iones hidrógeno positivo ($2H^+$).

A continuación se presentan las reacciones químicas que se realizan en cada electrodo de la batería en el proceso de descarga, realizándose las contrarias en el proceso de carga [15]:

- En el electrodo negativo de plomo: El ion sulfato (SO_4^{-2}) atrae al plomo y hace que éste pierda dos electrones para pasar al ion plomo Pb^{+2} y forman una molécula de sulfato de plomo $PbSO_4$. El resultado es que se forma una capa de sulfato de plomo sobre la superficie del electrodo de plomo y se liberan 2 electrones que hacen que este electrodo resulte negativo.



- En el electrodo positivo de plomo cubierto por una capa de óxido de plomo (PbO_2): Los iones de sulfato (SO_4^{-2}) e hidrógeno ($2H^+$) se aproximan a la molécula de dióxido de plomo (PbO_2), que se disocia dando dos iones O^{-2} , que se unirán con cuatro iones de H^+ dando dos moléculas de agua, y a un ion Pb^{+4} , que tiene que extraer dos electrones del electrodo haciéndolo positivo para poderse unir con el ion SO_4^{-2} , y formar una molécula de sulfato de plomo $PbSO_4$.



Como resultado se tienen dos electrodos cargados con la misma carga y de signo contrario dando lugar a una circulación de corriente en la carga conectada en los bornes de la batería.

En este tipo de baterías los principales factores que pueden afectar a la vida son [15]:

- En sobrecarga la rejilla del electrodo positivo, de óxido de plomo, puede corroerse, lo que conduce a un aumento de la resistencia interna de la batería.
- En sobrecarga se genera gas, lo que requerirá la liberación de agua para compensar.
- La sulfatación puede crear cristales de $PbSO_4$, y disminuir la capacidad de la batería.
- El plomo dendrítico puede causar un cortocircuito al llenar los poros del separador.
- En el electrolito se puede dar un gradiente de densidades entre la zona superior e inferior del electrodo; a este fenómeno se le denomina estratificación. La estratificación provoca reacciones internas entre puntos del mismo electrodo que ocasionan diferencias de potencial que, a su vez, favorece la continuación de las reacciones sin aprovechamiento externo. Se produce, por tanto, un efecto de auto-descarga de la batería. La estratificación provoca una degradación acelerada de la batería y la reducción de su tiempo de vida.

2.4.2 Baterías Ni-Cd

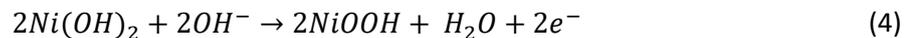
En estas baterías el electrodo positivo está formado por hidróxido de níquel ($Ni(OH)_2$) y el electrodo negativo está formado por cadmio esponjoso ($Cd(OH)_2$). El electrolito no entra en reacción con las placas y está compuesto por una solución de hidróxido de potasio (KOH) con un peso específico de 1,2.

A continuación se presentan las reacciones químicas que se realizan en cada electrodo de la batería en el proceso de carga, realizándose las contrarias en el proceso de descarga [15]:

- a. En el electrodo negativo, el hidruro de cadmio necesita dos electrones para reducirse y quedar como metal puro.



- b. En el electrodo positivo, el hidróxido de níquel se combina con el anión hidróxido dando lugar al oxihidróxido de níquel ($NiOOH$).



En el proceso de descarga se realizan las reacciones inversas en cada electrodo [15]. Debido a la toxicidad del cadmio para el medio ambiente la Comunidad Europea, por su directiva 2006/66/CE, ha restringido el uso de estas baterías, por lo que se han dejado de usar en aplicaciones comerciales destinadas al gran público.

2.4.3 Baterías Ni-MH

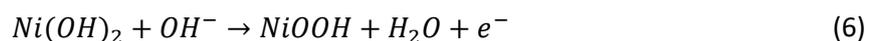
El electrolito de estas baterías es una solución alcalina en agua, como por ejemplo hidróxido de potasio (KOH). El electrodo positivo es de hidróxido de níquel ($Ni(OH)_2$) y el negativo esta hecho de hidruro de metal (MH) donde el metal es una aleación de metales, típicamente tierras raras (lantano, cerio, neodimio, praseodimio) con níquel, cobalto o aluminio [15].

A continuación se presentan las reacciones químicas que se realizan en cada electrodo de la batería en el proceso de carga, realizándose las contrarias en el proceso de descarga [15]:

- a. En el electrodo negativo el metal se combina con un hidrógeno del agua que necesita un electrón para poder formar el hidruro de metal.



- b. En el electrodo positivo el hidróxido de níquel se combina con el anión hidróxido dando lugar al oxihidróxido de níquel ($NiOOH$).



En este tipo de baterías los principales factores que pueden afectar a la vida son [15]:

- Hidrólisis: la pérdida de agua aumenta la resistencia interna.
- Corrosión: reduce el material activo en el electrodo negativo y acelera la pérdida de agua.
- La sobrecarga puede generar cristalizaciones con la pérdida de material activo.

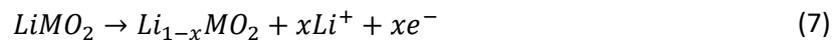
2.4.4 Baterías Litio-Ion

En estas baterías el electrolito y el separador están integrados en la misma capa y puede ser gel, líquida o sólida (SEI-Solid/Electrolyte Interface) con distintas soluciones químicas.

El electrodo negativo está hecho de grafito y el positivo de un óxido de un metal de litio ($LiMO_2$), este metal suele ser cobalto, manganeso o fosfato de hierro.

A continuación se presentan las reacciones químicas que se realizan en cada electrodo de la batería en el proceso de carga, realizándose las contrarias en el proceso de descarga [15]:

- En el electrodo positivo, el óxido de metal de litio pierde iones de litio, que se desplazan al ánodo y libera electrones al terminal.



- En el electrodo negativo, el carbón necesita electrones para poderse combinar con los iones de litio que ha liberado el cátodo.



En este tipo de baterías los principales factores que pueden afectar a la vida son [15]:

- La capa interfaz sólida puede crecer por acumulación de iones de litio Li^+ con la consecuente pérdida de material activo. Si llega a separarse de los electrodos, la resistencia interna de la batería aumenta.
- Los iones de litio al incidir sobre el óxido de litio pueden provocar la rotura de las partes más débiles de la estructura, dando como resultado pérdida de material activo, se comporta como si lo corroyese.
- Las bajas temperaturas o la alta tensión de trabajo pueden provocar que durante el proceso de carga el litio cristalice, causando una pérdida de capacidad de la batería.

2.4.5 Baterías Ni-Magnesio-Cobalto (NMC)

En la búsqueda de alargar el ciclo de vida de las baterías litio-ion basadas en el óxido litio-cobalto se propone hacer el ánodo de óxido de litio níquel magnesio cobalto ($LiNiMnCoO_2$). Este tipo de baterías de litio poseen una menor densidad de energía pero admiten un mayor número de recargas, por estas cualidades actualmente son muy usadas en vehículos eléctricos. Las reacciones químicas son las mismas que en las baterías litio-ion, al ser una variante de éstas.

2.4.6 Baterías de Litio-Ferro Fosfato (LFP)

Las baterías de litio ferro fosfato ($LiFePO_4$) [118] son un tipo derivado de las baterías litio-ion y comparten muchas de sus características pero presentan algunas diferencias importantes.

- Buena característica de seguridad sin presentar el problema de explosión ante fuertes descargas rápidas o estados de cortocircuito.
- Larga vida útil permitiendo más de 2.000 ciclos, sin efecto de memoria.
- Presentan una tensión bastante constante, alrededor de 3,2 V, durante toda la descarga; esto permite la utilización de prácticamente toda su energía.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- Amplio rango de temperatura de funcionamiento, teniendo un buen rendimiento a alta temperatura, pero presentan bajo rendimiento a bajas temperaturas.
- Buena densidad de energía pero es inferior en un 30% a las baterías litio-ion basadas en cobalto.
- Alta capacidad de descarga y carga, aunque con bajo rendimiento.
- En su proceso de producción no se emplean ni metales pesados ni tierras raras, por lo que es un proceso respetuoso con el medio ambiente.

Por todas estas características, este tipo de baterías son una opción habitualmente elegida para el uso en EV y HEV.

2.5 USO COMERCIAL E INDUSTRIAL DE LAS BATERÍAS SECUNDARIAS

El reparto del mercado de las baterías secundarias por tecnología en el año 2003 se distribuía como se muestra en la figura 3. Se puede apreciar como el consumo principal es mayoritariamente de plomo-ácido (65%), y en los pequeños módulos de baterías destacan las baterías de litio-ion (12% del mercado total) por su introducción en los ordenadores portátiles y teléfonos [77] [104].

Se puede observar en la nueva distribución del mercado de baterías secundarias en 2009 publicado por Frost & Sullivan [14] (figura 4) un significativo aumento en el uso de las baterías de litio-ion, que pasa de un 12,4% al 49%, por la popularización de los móviles, las tabletas, los libros electrónicos, etc. y una reducción en el uso de las baterías plomo ácido pasando del 65% al 43%.

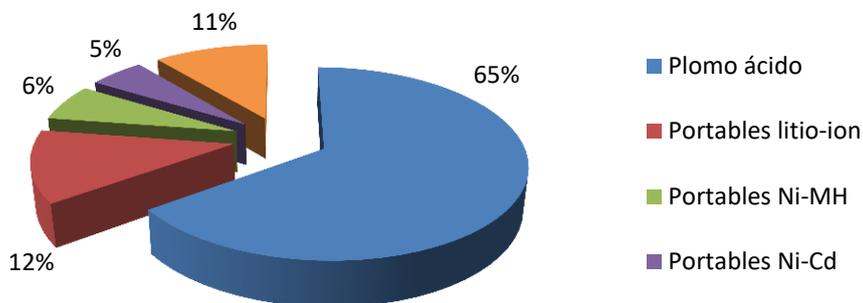


Figura 3: Mercado de las baterías secundarias en 2003.

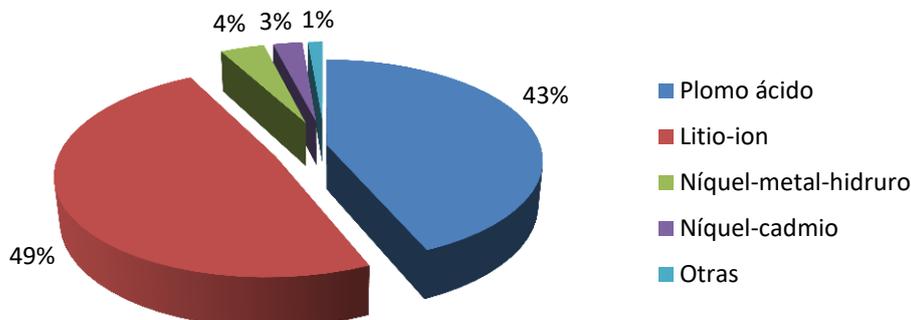


Figura 4: Mercado de la baterías secundarias en 2009 (Frost & Sullivan).

Estos porcentajes varían dependiendo del sector de utilización. Como muestra se presenta la distribución del mercado europeo de las telecomunicaciones (Telecom) en los años 2012 y 2017 por Frost & Sullivan [36] (figura 5), donde se aprecia la misma tendencia de aumento del uso de las baterías litio-ion frente a las plomo ácido, si bien la variación es distinta siendo mayoritario el uso de plomo ácido por su empleo en los SAI.

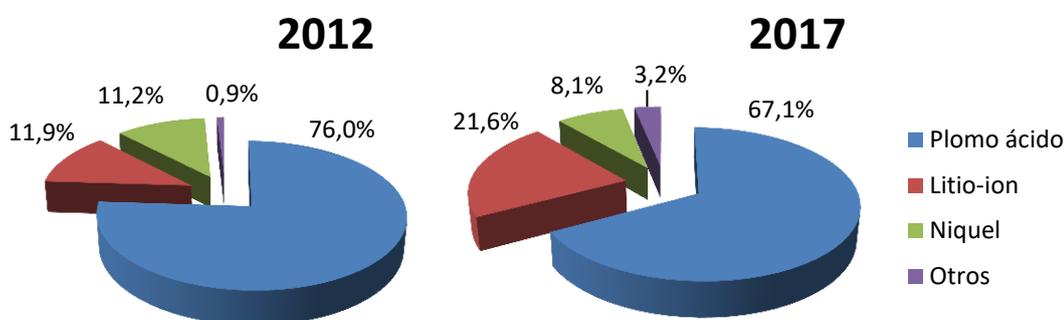


Figura 5: Mercado Telecom Europeo de baterías (Frost & Sullivan).

A continuación se pasa a analizar las aplicaciones y usos más frecuentes de las baterías secundarias, incluyendo los tipos de baterías empleadas en dichas aplicaciones.

Sistemas de arranque: las baterías de arranque o SLI (Starting, Lighting, and Ignition) se utilizan para el arranque de los motores de combustión interna e iluminación de vehículos como automóviles, motocicletas, tractores y barcos. En estas aplicaciones el tipo de batería más usado es el plomo-ácido ventilado VLA o selladas VRLA.

Sistemas de alimentación ininterrumpida: todas las centrales de energía, subestaciones, centros de comunicación, hospitales y en general todos los servicios fundamentales cuentan con un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) (UPS, Uninterruptible Power Supply) para mantener operativos los equipos críticos ante una falta de suministro eléctrico de tensión alterna de entrada.

Al principio los sistemas de alimentación ininterrumpida se basaban en motores generadores alimentados con motores de combustión. Es en la década de los 60 cuando aparecen los primeros SAIs basados en semiconductores de potencia del tipo tiristor; por ejemplo, Toshiba en 1967 crea un SAI de 200 kVA con baterías plomo-ácido para el sistema de control de tráfico aéreo del aeropuerto internacional de Tokio [123]. En estos SAIs basados en semiconductores de potencia la batería es la única fuente de energía para mantener la tensión en caso de pérdida de alimentación y puede estar varios años sin tener que dar energía pero, sin embargo, se espera que en caso de necesidad suministre la tensión rápidamente y durante el tiempo requerido.

En los años 70, con la evolución de la electrónica de potencia, se estandarizó el uso de baterías en los sistemas de respaldo de alimentación. En esta década también se produjo el cambio tecnológico de las centrales telefónicas analógicas a las nuevas centrales conmutadas, como por ejemplo el sistema E10 de Alcatel [94], que tenían SAIs con baterías.

Son unas décadas de gran cantidad de estudios científicos, publicaciones y patentes en el campo de medida, diagnóstico y modelización de baterías. Por ejemplo [4] en mayo de 1975, M. N. Osifchin, B. J. Yokelson, y Dr. J. J. Suozzi del laboratorio de Bell Telephone Laboratories tuvieron la

idea de crear una conferencia internacional sobre sistemas de energía para equipos telefónicos, que tres años después daría lugar al INTELEC (International Telecommunications Energy Conference).

Las baterías habitualmente usadas en los SAIs son del tipo plomo ácido selladas reguladas por válvula (VRLA), plomo ácido ventiladas (VLA), níquel cadmio o de níquel metal hidruro.

Tracción eléctrica e híbrida: principalmente, estas baterías proporcionan energía para el movimiento (alimentación de motores eléctricos) y son usadas en coches, carretillas elevadoras, mini camionetas, autobuses turísticos, carritos de golf, bicicletas y motocicletas eléctricas.

A finales de los años 90 hay una gran actividad industrial en los coches de propulsión híbrida HEV (Hybrid Electric Vehicle) o solamente eléctrica EV (Electric Vehicle). En 1997 Toyota comercializa mundialmente el coche híbrido Prius que equipaba una batería Níquel-Metal Hidruro (Ni-MH) [8]. En menos de 10 años el mercado mundial de HEV tiene un gran incremento y una gran actividad investigadora en búsqueda de nuevas soluciones con mejores prestaciones, menor peso y volumen que dan como resultado las baterías de litio-ion y litio-ion polímero. En 1996, gracias a la colaboración entre Sony y Nissan, se comercializa el Prairie, primer vehículo eléctrico del mundo propulsado por baterías de iones de litio [83]. La sociedad SAE (Society of Automobile Engineers), recoge una gran actividad investigadora y si se hace una búsqueda en Internet de artículos técnicos con los criterios de “baterías” y años entre “1990-2017” se obtienen más de 5.000 resultados. Otro ejemplo que da idea de la actividad investigadora es la creación en 1995 de la conferencia del IEEE PEDS (International Conference on Power Electronics and Drive Systems), que recoge gran cantidad de artículos técnicos relacionados con este tema.

Pequeños equipos electrónicos: otro de los mercados es el de los pequeños equipos electrónicos domésticos, incluyendo los teléfonos móviles, los ordenadores y herramientas eléctricas de mano, el tipo de baterías más usado hasta el año 2000 era el tipo Ni-Cd. En la década posterior se limita el uso de esta tecnología, cambiándola por el Ni-MH y el Li-ion, por la directiva 2006/66/CE de la comunidad Europea que limitaba el uso del cadmio y del mercurio en baterías por su toxicidad para el medio ambiente.

Almacenamiento energético en red: la producción y distribución de energía eléctrica está sometida a variaciones de carga, picos de consumo y distorsión armónica. Para el correcto control y operación de la red se hace necesario disponer de una fuente de energía suplementaria, que se pueda utilizar a voluntad, que nos suministre energía de respaldo y nos permita poder nivelar la carga, regular la frecuencia y mantener la tensión, en definitiva mejorar la eficiencia del sistema eléctrico a través del aplanamiento de la curva de demanda y la integración de renovables.

Las tecnologías de almacenamiento de energía más usadas son el bombeo hidroeléctrico, el almacenamiento en aire comprimido, en baterías, en volantes de inercia, en condensadores electroquímicos, etc. La técnica usada depende de la energía que se requiere almacenar:

- A gran escala: son sistemas con potencias de gigavatios (GW) y las técnicas empleadas son la hidroeléctrica reversible (bombeo) y el almacenamiento térmico. Como ejemplo, se puede citar la central hidroeléctrica reversible que Red Eléctrica de España está construyendo en la isla de Gran Canaria entre los embalses de Soria y Chira [16].
- Almacenamiento en redes: son sistemas con potencias de megavatios (MW) y las técnicas empleadas es el almacenamiento de energía en baterías, en condensadores, en aire

comprimido y en los volantes de inercia. Las baterías empleadas para el almacenamiento de energía son normalmente de plomo-ácido, níquel-cadmio, níquel-metal hidruro y actualmente de litio-ion. Como ejemplo, el proyecto Almacena que Red Eléctrica de España está construyendo en la subestación de Carmona [90] para el almacenamiento de energía con potencia de en torno a 1 MW y una capacidad de al menos 3 MWh utilizando celdas prismáticas de litio-ion (30 “racks” en un contenedor de 16 metros de largo).

- A nivel de usuario final: son sistemas con potencias de kilovatios (kW) y tanto las técnicas usadas como las baterías empleadas son las mismas que las del almacenamiento en redes.

Micro-redes de energía eléctrica: en la configuración de la red eléctrica existen las micro-redes que básicamente son redes eléctricas locales con capacidad propia de control, lo que significa que puede desconectarse de la red tradicional y funcionar de forma autónoma. Existen micro-redes en campus universitarios, bases militares y en aplicaciones industriales y comerciales.

Las micro-redes tienen capacidad de generación eléctrica, usando fuentes de energía clásica, como los generadores diésel, y fuentes de energía renovable fotovoltaica y aerogeneradores. También tienen capacidad de almacenamiento de energía para garantizar la calidad de energía, incluyendo la regulación de frecuencia y la tensión, suavizar la salida de las fuentes de energía renovables y proporcionar energía de respaldo al sistema. Tanto las técnicas de almacenamiento empleadas como el tipo de baterías empleadas son las mismas que las empleadas en el almacenamiento energético en red (baterías, condensadores, aire comprimido y volantes de inercia).

2.6 MODELADO DE UNA BATERÍA PLOMO-ÁCIDO

Una de las primeras referencias que se puede encontrar sobre el modelo interno de la batería de plomo-ácido corresponde al trabajo que el investigador Randles J. E. B. publicó en el año 1947 [61]. Doce años después, en 1959, el investigador E. Willihnganz [28] nos propone un modelo de circuito equivalente de la batería formado por una resistencia, una inductancia y una capacidad, como se muestra en la figura 6. La resistencia de la batería se divide en R_M correspondiente a la resistencia del metal y R_A correspondiente a la resistencia del ácido. La capacidad C_C es el parámetro principal de la batería y corresponde al condensador formado por todas las placas de la batería, tiene en paralelo la resistencia de polarización R_C , que es no lineal. La inductancia L corresponde a las conexiones internas y es función del tamaño de la batería; el valor típico es alrededor de $0,1 \mu\text{H}$, que es despreciable cuando se trabaja a bajas frecuencias.

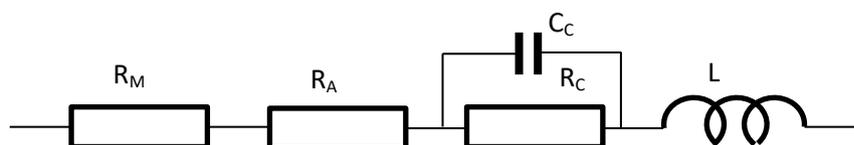


Figura 6: Modelo de E. Willihnganz 1959.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Este modelo es frecuentemente simplificado (figura 7) eliminando la inductancia, al tener un valor despreciable a baja frecuencia, y agrupando las resistencias R_A y R_M en una sola resistencia [39] y [51]. La resistencia R_M incluye la resistencia de los terminales, de la estructura de rejilla y de la conexión de las placas; la resistencia electroquímica R_E incluye el electrolito y los separadores. El condensador C_p se forma por todas las placas paralelas con el dieléctrico entre ellas.

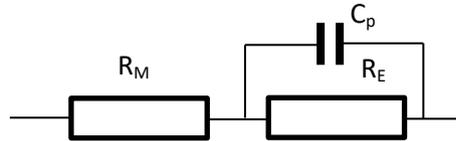


Figura 7: Modelo simplificado de I. Damlund.

Este modelo no representa el comportamiento de las baterías a bajas frecuencias, Huet en [34] propone otro modelo simplificado de la batería (figura 8) introduciendo la impedancia de transporte de masa Warburg (Z_W), propuesta por Randles en [61], que modeliza el comportamiento de la batería a frecuencias inferiores a 1 Hz, donde el efecto capacitivo C_p es un circuito abierto.

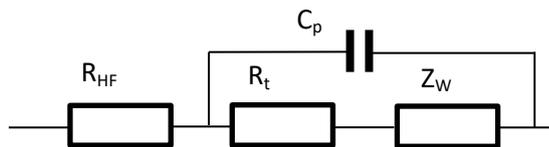


Figura 8: Modelo simplificado de Huet.

Estos modelos no explican los comportamientos de la batería ante las variaciones de la temperatura y el estado de carga, ni explican su comportamiento no lineal ante determinadas condiciones de sobrecarga o su comportamiento dinámico ante cargas y descargas pulsantes.

Con la revolución de los coches híbridos y los puramente eléctricos se hacen necesarios nuevos modelos equivalentes para las baterías que permitan el modelado de la red de alimentación [92] y [75]. La simulación de todo el sistema eléctrico del coche se hace necesaria para poder determinar el dimensionamiento correcto de los componentes, y al ser la batería una parte fundamental de este sistema, se requiere que el modelo de la batería sea muy fiable para obtener simulaciones efectivas que permitan validar las soluciones.

Una de las líneas seguidas de investigación es representar las baterías mediante componentes discretos, lineales o no, que permitan modelizar los distintos comportamientos de la batería. A modo de ejemplo, de uno de los muchos trabajos publicados en esta línea, se expone la solución propuesta por M. Thele en 2006 [75] (figura 9).

Los componentes del circuito representados en la figura 9 son:

- L (H) Inductancia de los contactos
- R_i (Ω) Resistencia interna
- C_{pos}, C_{neg} (F) Condensador de las placas
- R_{pos}, R_{neg} (Ω) Resistencia no lineal de descarga
- R_{gas} (pos/neg) (Ω) Resistencia no lineal del comportamiento de gasificación

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- U_0 (pos/neg) (V) Potencial del electrodo calculado por el modelo de transporte de electrolitos
- $U_{Pb^{2+}}$ (pos/neg) (V) Sobre-potencial causado por el agotamiento de iones Pb^{2+}

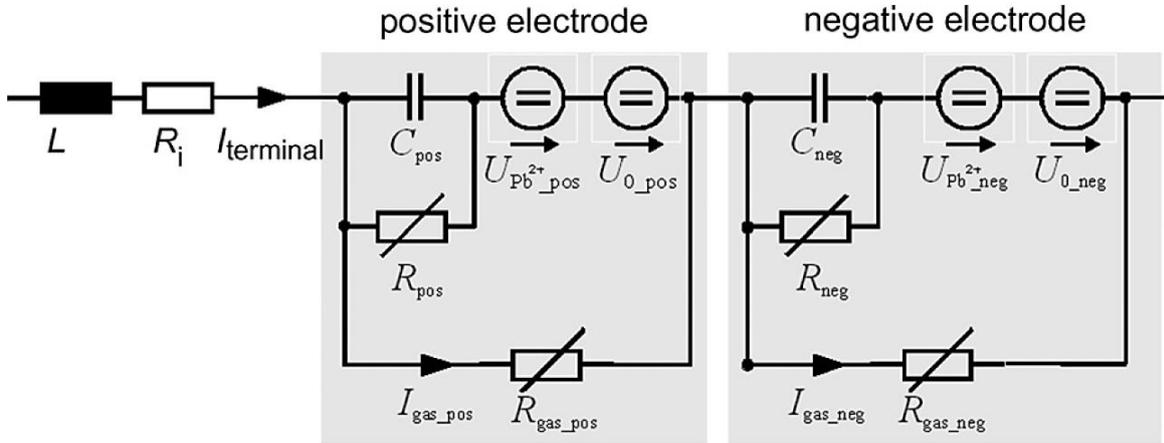


Figura 9: Modelo de M. Thele.

Un camino distinto, seguido por otra línea investigadora, es no intentar encontrar componentes físicos que la modelicen, sino que representan la batería mediante modelos matemáticos puros. Este es el sistema de modelizado empleado por los sistemas adaptativos (redes neuronales) y en la mayoría de las simulaciones actuales.

A modo de ejemplo se presenta una solución, aportada en 2007 por Robyn A. Jackey [92] del equipo de MathWorks, creada para el entorno de MATLAB Simulink. La batería es modelizada por dos ramas (figura 10) donde todos sus componentes son obtenidos mediante distintas funciones matemáticas (figura 11) que tienen sus entradas de los estados de la batería, las condiciones de carga, de temperatura, etc.

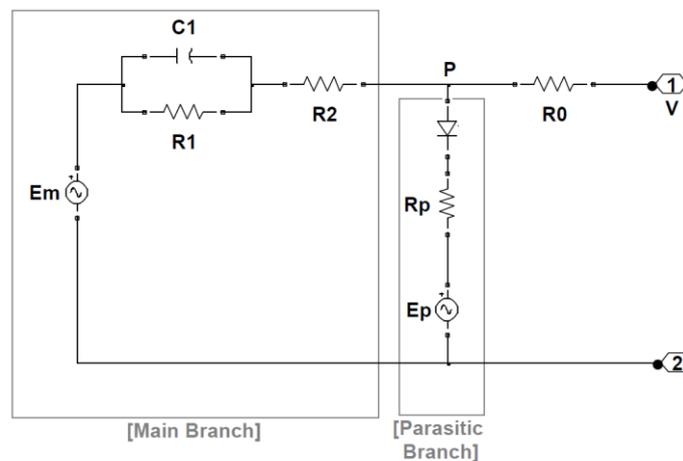


Figura 10: Modelo de Robyn A. Jackey.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

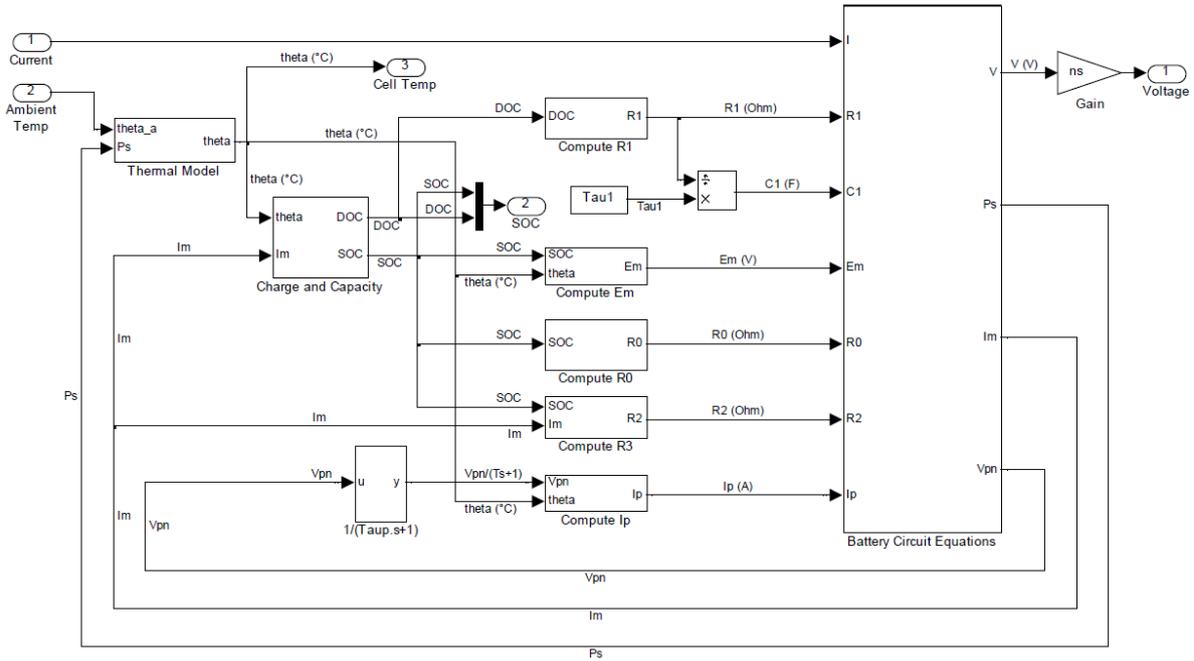


Figura 11: Modelo de una batería en entorno MathLab Simulink [92].

Es importante mantener un compromiso entre la exactitud del modelo empleado y el tiempo de cálculo necesario para su implementación [5]. Cuando se trabaja con microcontroladores para obtener el estado de la batería en tiempo real es importante el compromiso entre la simplicidad y la exactitud, por esta razón algunos investigadores [5],[42],[44] y [56] emplean el modelo de Red de circuito equivalente (Equivalent Circuit Network, ECN), también llamado modelo de circuito equivalente (Equivalent Circuit Model, ECM). Este modelo se basa en parametrizar la batería por medio de su equivalente Thevenin, incluyendo la tensión a circuito abierto, la resistencia interna y una serie de circuitos RC paralelos para simular el comportamiento ante cargas transitorias. Se nombran los modelos equivalentes dependiendo del número de circuitos RC paralelos empleados, por ejemplo los modelos ECN 1RC tienen un circuito (figura 12) y los ECN 2RC tienen dos circuitos (figura 13), etc. Los componentes del modelo ECN no se consideran estáticos, sino que varían ante diversos factores como el estado de carga, la temperatura, el número de ciclos de carga y descarga, la vida de la batería, etc., teniendo que ser recalculados mediante iteraciones para evitar errores en la predicción.

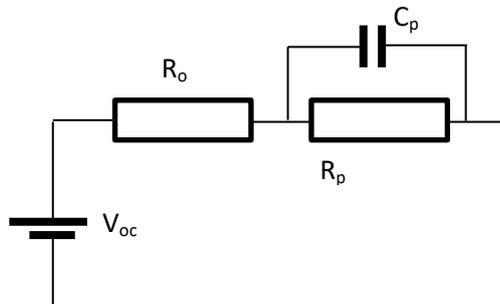


Figura 12: Modelo ECN 1RC.

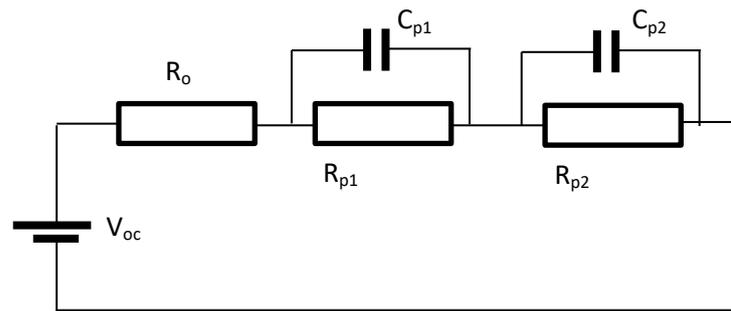


Figura 13: Modelo ECN 2RC.

2.7 MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DEL SOC Y DEL SOH

Las baterías son los componentes más críticos en los sistemas donde se emplean puesto que tienen que dar la energía almacenada cuando ésta es requerida por el sistema, incluso cuando la batería ha estado durante largos periodos de tiempo en flotación sin actividad.

Es conocida la degradación que sufren las baterías durante su ciclo de vida y, en un momento dado, su estado de carga (SOC) y su estado de salud (SOH) son parámetros fundamentales que permiten estimar cuánta energía es capaz de suministrar la batería y cuán lejos está de su final de vida.

Desde el origen de las baterías se han desarrollado diferentes técnicas encaminadas a determinar el SOC y SOH con el objetivo de aumentar su fiabilidad y la reducción de los costes de mantenimiento [35]. Estas técnicas han tenido una evolución pareja al conocimiento del funcionamiento interno de las baterías, sus reacciones químicas internas y los procesos de degradación de sus componentes internos.

También se han desarrollado técnicas predictivas del estado de salud (PHM prognostics and health management) encaminadas a aumentar la fiabilidad del sistema mediante un mantenimiento preventivo de las baterías.

Recientemente con la popularización de los vehículos eléctricos (EV) e híbridos (HEV) se ha hecho necesario una estimación precisa del SOC, puesto que determina la autonomía restante para llegar a un punto de recarga, y del SOH puesto que determina la autonomía del vehículo una vez cargado totalmente.

2.7.1 Técnicas directas para medir el SOC y el SOH

En este apartado se incluyen las pruebas que se basan en medidas directas de parámetros físicos de las baterías, con los que se obtiene una indicación directa o una estimación del estado de carga SOC y de salud SOH. Habitualmente los parámetros de la batería que son monitorizados son la corriente de carga o descarga, la tensión y la temperatura.

- 1) **Prueba de descarga:** la prueba consiste en descargar una batería cargada a corriente constante o potencia constante durante el tiempo que indica su capacidad; los tiempos habituales de descarga son 5 u 8 horas [101]. Por ejemplo, si se tiene una batería de 240 Ah la

descarga sería a una corriente constante de 30 A durante 8 horas o hasta que alguno de los vasos alcance la tensión de 1,75 V [1] y [2]. Si llega a las 8 horas la batería está al 100% de su capacidad; si el tiempo es inferior, se determina la reducción de la carga en tanto por ciento. Cuando la batería no llegue al 80% de su carga se recomienda su cambio por considerar que está agotada [1], [2] y [12].

- 2) **Densidad del ácido:** también llamada prueba de gravedad específica, solo se puede realizar en baterías ventiladas donde es accesible el electrolito. La prueba consiste en medir la densidad del electrólito; cuando la batería está cargada el ion sulfato está en el electrolito y cuando se descarga se combina con el plomo formando sulfato de plomo. La densidad del electrolito es función de la concentración de iones y su medida nos indica el estado de carga, pero hay que tener en cuenta la temperatura de la batería puesto que tiene una gran influencia [12] y [53].
- 3) **Medida de la tensión de circuito abierto (Open circuit voltage, OCV):** la corriente de flotación queda determinada por la tensión media de todos los vasos y la temperatura media de la batería. Los vasos que tengan mayor impedancia tendrán más pérdidas por lo que su temperatura sube con respecto a los otros vasos de la batería. El aumento de temperatura del electrolito de un vaso hace que su impedancia baje y por lo tanto habrá que aumentar la corriente para mantener la tensión del vaso constante. Cuando hay varios vasos conectados en serie, como la corriente queda determinada por todos los vasos, los vasos con mayor resistencia interna alcanzarán una menor tensión de flotación en comparación con los vasos correctos. Por otra parte, cuando la tensión de un vaso es anómalamente baja, menor a 2,03 V, puede indicar que el vaso tiene cortocircuitos internos [12]. Por lo cual, la tensión de cada vaso es función de su estado de salud (SOH) [1], [2], y [3].

Si la tensión de la celda es inferior a 2,13 V después de corregirse los efectos de la temperatura, se requiere una carga de igualación, que se hace realizando una carga durante unas horas a mayor tensión, lo que puede dar lugar a aumentos de temperatura y pérdida de agua. Se recomienda seguir las especificaciones del fabricante de la batería [1], [2], [12] y [3].

Un caso particular se presenta en las baterías de litio-ion donde existe una fuerte correlación entre su tensión a circuito abierto (OCV) y su estado de carga (SOC) [67] y [98].

- 4) **Corriente de flotación:** una vez cargada la batería hay que mantener la carga con una corriente de flotación que compense las pérdidas de autodescarga de la batería. Es normal en los sistemas SAI que la batería se mantenga a una tensión de flotación a la cual demande la corriente de flotación. Una disminución de la corriente de flotación puede indicar un aumento de la resistencia interna y un aumento de la corriente puede indicar cortocircuitos internos en las celdas [1], [2], [12], [111] y [66].
- 5) **Resistencia interna:** tal como ya se ha visto el circuito equivalente simplificado de la batería, representado en la figura 14, está constituido por dos resistencias y un condensador [51] y [34]. Con este circuito equivalente se tiene que la impedancia total queda determinada por todas las conexiones metálicas como por la resistencia electroquímica. La resistencia de continua R_M incluye la resistencia de los terminales, la estructura de rejilla y la conexión de las placas y la resistencia electroquímica R_E incluye el electrolito y los separadores.

El condensador C_p se forma por todas las placas paralelas con el dieléctrico entre ellas y tiene un valor alrededor de 1,3 a 1,7 faradios para una batería de 100 Ah.

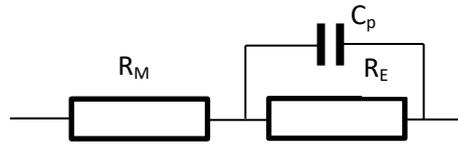


Figura 14: Modelo simplificado de I. Damlund.

El valor de la resistencia R_M de la impedancia equivalente de la batería se ve modificado por el estado de la batería, su estado de carga, temperatura, etc., indicándonos el SOH [35], [51], [34], [101], [59] y [117].

El valor de impedancia medido también depende de la frecuencia de medida [51]. Para ilustrar esta afirmación se realiza la siguiente simulación matemática:

La impedancia de la batería es: $Z = R_M + R_E // C_p$ (9)

Siendo: $\omega = 2 \pi f$ (10)

Se calcula la admitancia del paralelo $R_E // C_p$: $Y(\omega) = \frac{1}{R_E} + j C_p \omega$ (11)

Operando: $Y(\omega) = \frac{1 + j C_p \omega R_E}{R_E}$ (12)

Se calcula la impedancia: $Z(\omega) = R_M + \frac{1}{Y(\omega)}$ (13)

Operando:

$$Z(\omega) = R_M + \frac{R_E}{1 + j C_p \omega R_E} \quad (14)$$

$$Z(\omega) = R_M + \frac{R_E (1 - j C_p \omega R_E)}{1 + (C_p \omega R_E)^2} \quad (15)$$

$$Z(\omega) = R_M + \frac{R_E}{1 + (C_p \omega R_E)^2} - j \frac{C_p \omega R_E^2}{1 + (C_p \omega R_E)^2} \quad (16)$$

Nombramos como: $R(\omega) = R_M + \frac{R_E}{1 + (C_p \omega R_E)^2}$ (17)

$$X(\omega) = \frac{C_p \omega R_E^2}{1 + (C_p \omega R_E)^2} \quad (18)$$

La impedancia de la batería será:

$$Z(\omega) = R(\omega) - j X(\omega) \quad (19)$$

Si se trabaja en continua ($\omega=0$ Hz) la medida que se obtiene es la suma de las dos resistencias R_M y R_E . Éste es el motivo por el que se introduce, como parte de R_E , la

impedancia de transporte de masa Warburg (Z_W), vista en la figura 8, que permite poder simular el comportamiento en continua, aunque al aumentar la frecuencia el valor de R_E queda enmascarado por C_p , midiéndose solamente C_p . Si se aumenta la frecuencia se comprueba que el valor de la parte de reactancia de $Z(\omega)$ se hace despreciable frente al valor de la parte resistiva, que se iguala a R_M . En la figura 15 se representa la variación del módulo y del argumento de la impedancia de la batería con la frecuencia para valores de $C_p = 1,7$ F, $R_M = 1,05$ m Ω y $R_E = 12$ Ω , donde se comprueba lo dicho anteriormente. Haciendo la medida de impedancia por encima de la frecuencia de 200 Hz se puede afirmar que la medida corresponde al valor de R_M , siendo la influencia de la parte de reactancia pequeña [34] y [51].

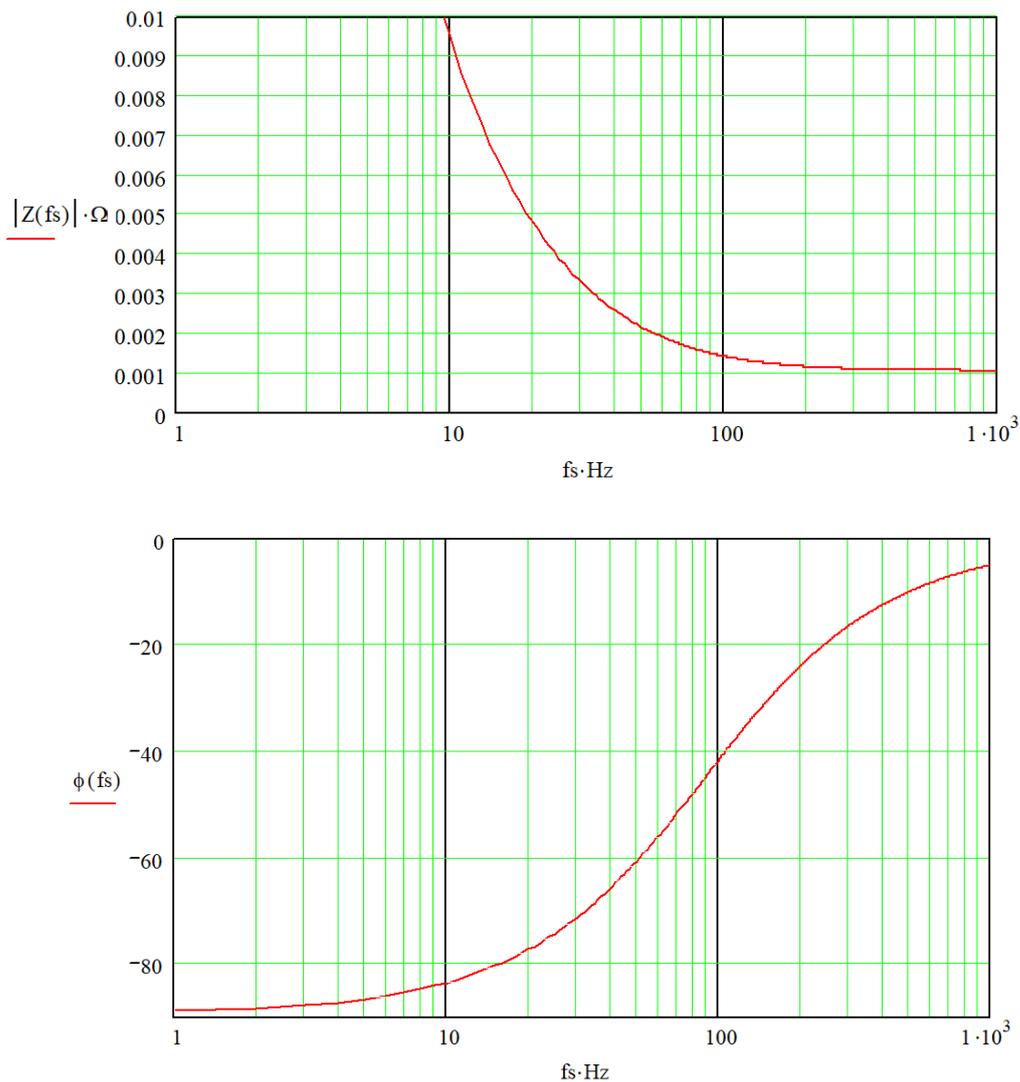


Figura 15: Variación de impedancia (módulo y argumento) con la frecuencia.

La resistencia interna se ve afectada por la temperatura de la batería, disminuyendo la resistencia a medida que aumenta la temperatura de la batería [117], [85] y [40], tal como se representa en la figura 16 realizada por [40]. Se muestra la variación de la impedancia medida a 60 Hz con la variación de la temperatura entre 20 F (-6,66 °C) y 109 F (42,78 °C) para dos baterías tipo gel modelo GC6V200 de la casa JOHNSON CONTROL.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

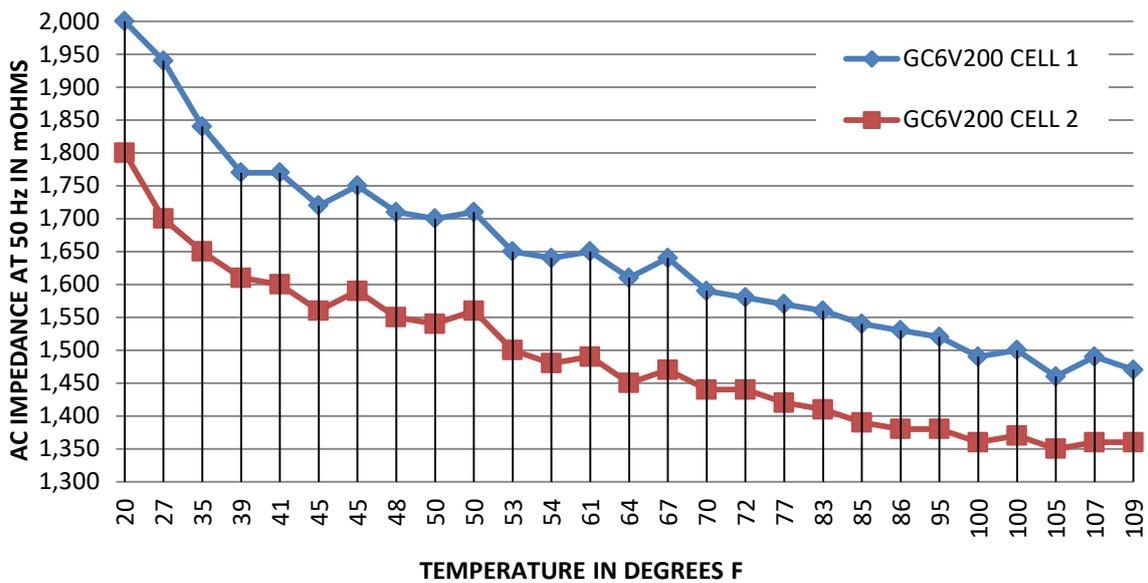


Figura 16: Impedancia a 50Hz versus temperatura [40].

La influencia de los distintos fenómenos físico/químicos en la resistencia R, la reactancia X y capacidad de la batería (ver ecuación 19) se resumen en la tabla 3 creada por [51]:

Condición	Resistencia R	Reactancia X	Capacidad
Aumentar el sulfatado del plomo.	Sube	Sube	Baja
Disminuir la densidad	Sube	No afecta	Baja
Incrementar la densidad	Sube	No afecta	Baja
Pérdida de pureza	Sube	Indefinido	Baja
Pérdida de materia activa	Sube	Indefinido	Baja
Incremento de la edad	Sube	Indefinido	Baja
Incremento de los cortocircuitos internos.	Baja	Sube	Baja
Incremento de la temperatura	Baja	No afecta	Sube
Desecación	Sube	Sube	Baja
Estratificación del ácido	Sube	Indefinido	Baja
Corrosión	Sube	Indefinido	Baja

Tabla 3: Influencia de las condiciones en el estado de la batería.

El uso de la medida de la resistencia interna está muy extendido en la industria, estando recomendado por los fabricantes de baterías para el mantenimiento de las mismas como método para la estimación de su estado, existiendo varios equipos comerciales [12] para su realización. También lo incluyen algunas normas, como la norma IEEE Std 450_1995 de prácticas recomendadas para el mantenimiento, pruebas y reemplazo de baterías de plomo-ácido ventiladas VLA para aplicaciones estáticas [1] y en la norma equivalente para las baterías VRLA, IEEE Std 1188_2005 [3]. La norma IEEE Std 450 en su revisión de 2010 [2] suprime la recomendación para baterías VLA, dejándolo solo como información, como posible prueba complementaria.

Estas normas enfatizan que los valores de resistencia interna son útiles como herramienta de caracterización de tendencias, para lo cual se deben hacer medidas periódicas

creando una base de datos para el estudio de tendencias. Se recomienda tomar lecturas de referencia precisas después de aproximadamente seis meses de funcionamiento de la batería, manteniendo después un plan de medidas periódicas.

Se puede definir el estado de salud SOH [114] de la batería en función de la variación del valor de su resistencia interna. Siendo R_a el valor actual medido, R_n el valor correspondiente a una batería nueva y R_f el valor correspondiente a una batería al final de su vida útil, se define SOH como:

$$SOH = \frac{R_a - R_f}{R_n - R_f} \quad (20)$$

- 6) **Espectroscopía de la impedancia electroquímica (Electrochemical Impedance Spectroscopy, EIS)**: en este método se mide la impedancia de la batería, en un amplio margen de frecuencias y en diferentes condiciones de carga, mediante la aplicación de un barrido en frecuencia de una pequeña perturbación sinusoidal de corriente alterna [103] y [45]. Una ventaja de este método es que se pueden discriminar los distintos elementos que representan el comportamiento de una batería (equivalente Thevenin simplificado).

La figura 17 [103] muestra la representación de Nyquist, en el rango de frecuencia de 0,01 Hz a 1 kHz, de la impedancia junto con el modelo equivalente de Huet de una batería VRLA (figura 8), donde: R_s modela todos los efectos conductores de la batería; R_{ct} es la resistencia de transferencia de carga de la placa; C_{dl} es la capacitancia electroquímica de doble capa; Z_w es la impedancia de transporte masivo de Warburg. El término Z_w es insignificante a frecuencias superiores a 1 Hz, mientras que determina el comportamiento de la impedancia a frecuencias muy bajas cuando C_{dl} es un circuito abierto. A frecuencias superiores a 1 kHz, una célula VRLA exhibe un comportamiento inductivo [103].

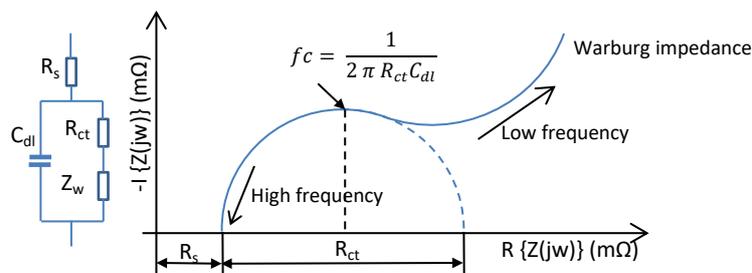


Figura 17: Modelo de la VRLA y su impedancia Nyquist.

En la figura 17 se muestra como la respuesta a altas frecuencias sólo mide la resistencia en serie equivalente (ESR) y la inductancia parasita es despreciable. De alta a media frecuencia, las reacciones de los electrodos dominan los espectros y en las frecuencias más bajas, la perturbación de corriente alterna estimula procesos de tiempo constante tales como migración y difusión [35]. El SOC puede inferirse indirectamente midiendo las impedancias actuales de la batería y correlacionándolas con impedancias conocidas a diversos niveles SOC.

- 7) **Caracterización mediante pulso de potencia (Hybrid Pulse Power Characterization, HPPC)**: esta prueba tiene como objetivo determinar la capacidad de entregar carga de forma dinámica, tanto de carga como de descarga, y determinar la energía utilizable de la batería,

usando para ello un perfil de prueba de pulsos de descarga y recarga que se repiten cada hora [89]. Un perfil típico es comenzar descargando al 10% de su capacidad (perfil C10 que para una batería de 120 Ah corresponde a 12 A) durante 18 segundos. Luego, se espera 32 segundos y se recarga durante 10 segundos.

De las curvas medidas de respuesta de tensión se puede obtener el valor de la resistencia interna de la batería y la resistencia de polarización en función del estado de carga con suficiente resolución, lo que nos permite predecir el comportamiento de la batería durante los regímenes de funcionamiento de descarga, reposo y recarga [89].

Las medidas anteriores permiten, mediante la modelización de la batería, predecir la degradación de la batería durante su vida posterior y determinar el SOC y el SOH [89].

Este método tiene un predecesor en el trabajo de E. Willihnganz de 1959 [28] que estudió el comportamiento de la batería ante pulsos de descarga de un segundo. La figura 18 representa la respuesta de la batería cuando es sometida a un pulso de descarga de valor igual a su capacidad de descarga (C en Ah) durante 1 segundo. La caída abrupta de tensión al inicio de la descarga y la recuperación igualmente abrupta al interrumpirse la carga corresponde al valor de resistencia interna de la batería, y ésta se puede calcular por el cociente entre la caída de tensión y la corriente aplicada.

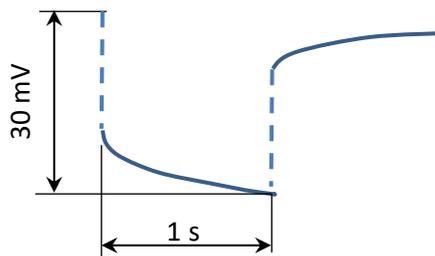


Figura 18: Tensión de la batería durante un pulso cuadrado.

La caída gradual de la tensión corresponde a los cambios químicos que ocurren en la superficie de los electrodos que producen una fuerza electromotriz, llamada polarización. La polarización no se puede representar con precisión mediante una combinación de componentes discretos, pero se puede aproximar mediante una capacidad derivada con una resistencia de fugas. La capacitancia es responsable de la pendiente inicial de la curva de polarización, mientras que la resistencia de fugas es responsable de la curvatura de esta línea. La batería también posee una inductancia, la parte inicial de la curva de polarización muestra una ligera irregularidad que corresponde con la inductancia de la batería. Cuando se están estudiando baterías grandes, el efecto de la inductancia influye en su comportamiento.

- 8) **Cuenta de Culombios:** este sistema se basa en predecir el estado de carga de la batería SOC mediante el histórico almacenado de consumos haciendo un balance energético. Para hacer el cálculo se mide la tensión y las corrientes de descarga o carga de la batería en el tiempo; posteriormente los datos almacenados son tratados matemáticamente, haciendo la integral en el tiempo, para predecir el SOC de la batería en función del histórico de consumos y recargas [67], [102] y [116].

Se define el estado de carga en un instante dado como el cociente entre la carga Q en dicho instante por la carga nominal de la batería.

$$SOC(t) = \frac{Q(t)}{Q_n} \quad (21)$$

La variación del SOC será función del flujo de corriente y del tiempo.

$$SOC(t) = SOC(t-1) + \frac{I_c(t)}{Q_n} \Delta t \quad (22)$$

Para ser posible el cálculo del estado se parte de una descarga o carga completa reseteando la cuenta para no acumular errores. También debe tenerse en cuenta que los procesos de descarga y de recarga tienen pérdidas, que deben ser consideradas para minimizar los errores. Partiendo de los datos históricos, se calcula un rendimiento para el proceso de descarga y otro para el proceso de recarga, reajustando los valores tomados en las estimaciones de acuerdo con los resultados medidos en los procesos de descarga o recarga total [67]. Otro factor que hay que introducir en los cálculos es la autodescarga de la batería y el efecto de la temperatura que altera la capacidad de descarga.

- 9) **Cuenta de Culombios modificado:** este método introduce una modificación en el método de Cuenta Culombios para tener en cuenta las pérdidas por el rendimiento de la batería, empleando una corriente que es función del cuadrado de la corriente de descarga [116].

$$I_c(t) = k_2 I(t)^2 + k_1 I(t) + k_0 \quad (23)$$

Los factores k_2 , k_1 y k_0 son constantes y se obtienen experimentalmente mediante ensayos de carga y descarga en el laboratorio.

- 10) **Análisis de capacidad incremental (ICA, Incremental Capacity Analysis):** este análisis es una técnica electroquímica que proporciona información del estado interno de la batería a través de la medida de su tensión y corriente [31]. La capacidad incremental (IC, Incremental Capacity) representa la variación de la carga con respecto a la variación de tensión, ante una variación de la corriente durante la carga o la descarga de la batería [125], [79], [31] y [22].

$$IC (Ah/V) = \frac{dQ (Ah)}{dV (V)} \quad (24)$$

La figura 19 presenta el procedimiento empleado por [31] para el cálculo de la curva IC. El primer paso consiste en medir la variación de la tensión del vaso durante el proceso de carga o descarga, obteniéndose la primera gráfica de la figura. Se hace un cambio de ejes para obtener el valor de capacidad de carga en función de la tensión de la batería, y por último se deriva dicha función para calcular la gráfica IC.

Se comprueba que en la representación gráfica cada pico de la curva de IC tiene una forma y posición únicas y representan el proceso electroquímico que tiene lugar en la batería. La figura 20 [79] muestra los picos de capacidad incremental derivados de las curvas de descarga obtenidas a distintas corrientes de descarga. La ICA es capaz de suministrar información sobre la pérdida de capacidad y el incremento de resistencia interna, siendo por lo tanto adecuada para la estimación remota del SOH [125] y [79].

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

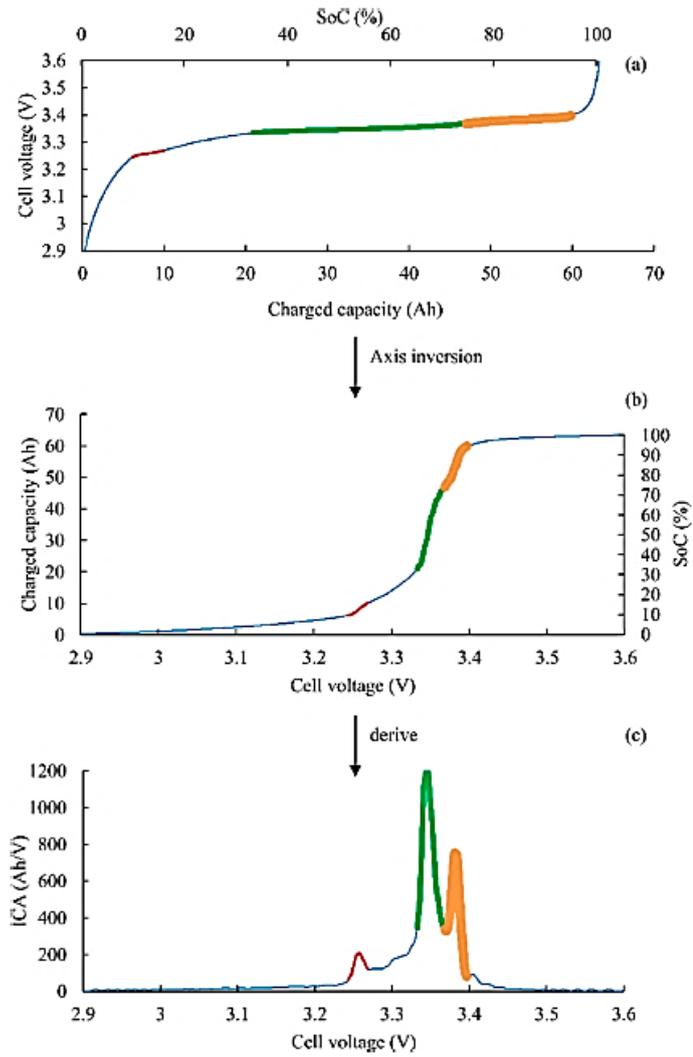


Figura 19: Obtención de la gráfica IC en función de los datos de carga [31].

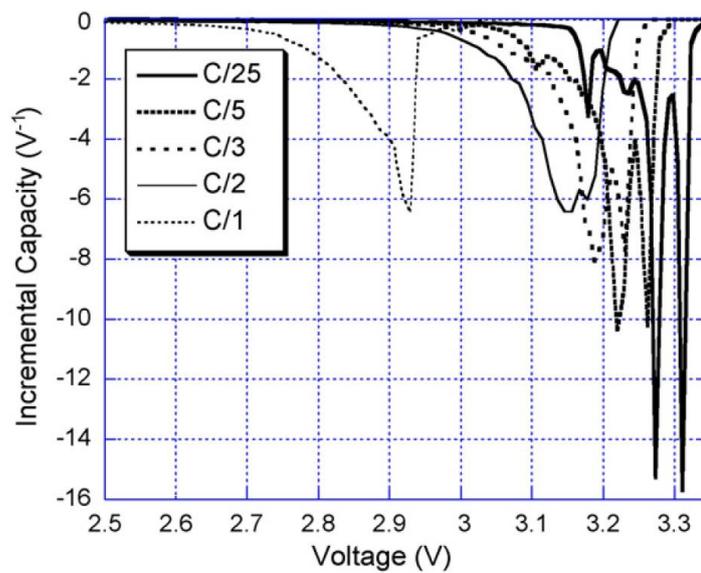


Figura 20: IC de una batería $LiFePO_4$ ante distintas descargas [79].

2.7.2 Métodos computacionales

En este apartado se recogen los métodos matemáticos que, basándose en las medidas de parámetros de las baterías, bien almacenados en registros históricos bien medidos directamente, son capaces de predecir el estado de carga y el de salud de la batería mediante el tratamiento con algoritmos de cálculos adaptativos de los mismos. Muchos de estos métodos se emplean conjuntamente con otras técnicas de medida del SOC y SOH, como por ejemplo el método Cuenta Culombios, para mejorar su exactitud y obtener así una estimación más fiable [102] y [116].

- 1) **Sistemas adaptativos y Redes neuronales:** los sistemas adaptativos se basan en máquinas matemáticas que van aprendiendo del comportamiento de la batería y de esta forma pueden predecir cómo se comportara la batería en el futuro. El cálculo basado en redes neuronales artificiales (ANNs, Artificial Neural Networks) del SOC es un problema complicado ya que la relación del SOC con respecto a la historia reciente de tensión, corriente y temperatura de una batería no es lineal. Para este aprendizaje en muchos casos es necesario ensayos en laboratorio haciendo cargas y descargas, con el fin de parametrizar las baterías y el aprendizaje de la red [67], [113] y [116].
 - a. **EBP, Error back propagation neural network:** el método EBP es un procedimiento iterativo donde se comparan los resultados medidos en el laboratorio con las predicciones obtenidas en la simulación. Los errores se realimentan en la red, de tal forma que, a base de ensayos, la red neuronal va aprendiendo [84]. La arquitectura de una red neuronal (figura 21) se basa en tres capas, una capa de entradas (en este caso son tres entradas: tensión, corriente y temperatura), una capa oculta con "g" funciones de interconexión y una capa de salida que es el SOC buscado [116].

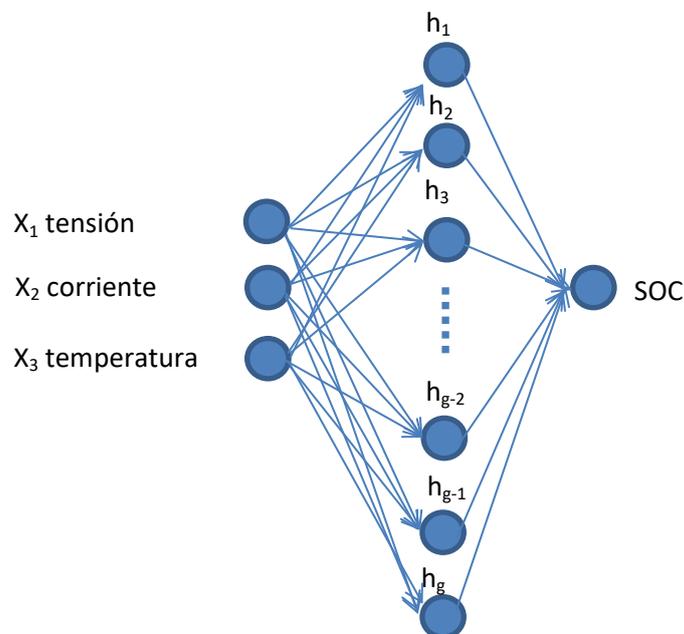


Figura 21: EBP Error back propagation neural network.

La relación que tiene cada entrada (i) con su red de la capa oculta (j) es función del peso de dicha entrada con respecto de la capa oculta y de su polarización (b).

$$net_{ij} = \sum_{i=1}^3 x_i v_{ij} + b_j \quad (25)$$

La función de activación de la capa oculta está relacionada con cada red por la ecuación:

$$h_j = f(net_{ij}) = \frac{1 - e^{-2 net_{ij}}}{1 + e^{-2 net_{ij}}} \quad (26)$$

La relación entre la capa oculta (n) y la capa de salida (0) es función del peso de la capa oculta con la salida y de su polarización (k).

$$net_0 = \sum_{n=1}^g h_n w_n + k \quad (27)$$

El SOC buscado es la salida del sistema que se obtiene mediante la ecuación:

$$SOC = f(net_0) = \frac{1}{1 + e^{-net_0}} \quad (28)$$

El objetivo del proceso de iteración es minimizar el error entre los resultados de las pruebas y las estimaciones obtenidas.

- b. RBF, Radial Basis Function Network:** la estructura de la red neuronal es similar al caso de la EBP diferenciándose de esta en la función de activación de la capa oculta que pasa a ser la función de base radial, siendo una distribución Gaussiana:

$$\varphi(x) = e^{-\beta \|x - \mu\|^2} \quad (29)$$

Donde μ representa el valor del centro de la curva campana de Bell y β determina el ancho de la curva. Este método ha sido empleado en [46] para estimar el SOC de una batería LiFePO_4 bajo diferentes condiciones de descarga.

- c. Máquinas de vectores de soporte (SVM, Support Vector Machine):** este método fue empleado por J. C. Álvarez [54] para estimar el SOC de una batería de litio-ion. Este algoritmo matemático se basa, tal como se explica en el trabajo de E. J. Carmona [26], en buscar barreras de decisión que separen los ejemplos positivos de los negativos, de tal forma que ante un nuevo suceso se pueda determinar si el resultado es positivo o negativo. Para el caso de datos separables linealmente se usan planos de separación, cuando los datos no son separables linealmente se tiene que aplicar una transformación para cambiarlos de plano. Las transformadas aplicadas son las funciones de Kernel lineales, polinómicas y gaussianas.
- d. Redes neuronales de lógica difusa (FNN, Fuzzy Neural Network):** la técnica de la lógica difusa consiste en cambiar las “barreras de decisión” que determinan las zonas de decisión por barreras de cambio de decisión, permitiendo la existencia de sucesos que estén dentro de la barrera de cambio de decisión y que, por lo tanto, pertenezcan a las dos zonas simultáneamente. La pertenencia de dichos sucesos a cada una de las zonas de decisión se pondera matemáticamente dándole un peso inversamente proporcional a la distancia de la zona, por lo tanto un suceso dentro de una zona de decisión tendrá

el valor 1 de pertenencia, y otro en la mitad de la barrera de cambio tendrá el valor 0,5 de pertenencia. Como se puede comprobar las barreras de decisión quedan difuminadas. En [52] y [126] aplican este método para relacionar cada una de las entradas con las funciones de activación de las capas ocultas de la red neuronal, optimizando los coeficientes del mecanismo de aprendizaje y estimar con mayor precisión el SOC de una batería.

- e. **Adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS):** esta técnica propuesta al comienzo de los años 90 por [64] y [65] tiene su fundamento en la integración de las redes adaptativas neuronales con la lógica difusa. Se basa en una arquitectura de cinco capas: la primera capa toma los valores de los datos de entrada y los opera con las premisas de pertenencia de la lógica difusa, la segunda capa es la capa de aplicación de las reglas, la tercera capa normaliza los valores, la cuarta capa toma los valores normalizados y los compara con los parámetros de consecuencia y finalmente la quinta capa devuelve el resultado del sumatorio de los resultados de la capa anterior.

Este sistema es empleado por Dr. Abbas Fotouhi [5] para predecir el estado de una batería NiMH de un coche VE, en condiciones reales de funcionamiento. El modelo simulado es confrontado con las medidas realizadas sobre un Nissan Leaf EV en dos modos de conducción.

- 2) **Filtro de Kalman (KF):** este método se utiliza para el control de sistemas que presenten algún parámetro que no se pueda medir o con inexactitudes en las medidas de los sensores por ruidos u otros motivos. Es un método iterativo que busca anular el error entre lo estimado y lo leído por los sensores. Este filtro fue desarrollado por Rudolf E. Kalman en 1960, consistiendo la idea básica de su algoritmo en calcular la diferencia entre el valor medido y el valor estimado; esta diferencia, multiplica por la constante K, se suma a la nueva estimación [86], [87] y [88]. La constante K se calcula para obtener el valor óptimo que minimice el error.

Sea un sistema lineal descrito por una cantidad escalar discreta x que se captura periódicamente a un tiempo t constante. La variación del sistema lineal se puede modelar por la siguiente ecuación:

$$x_{n+1} = A_n x_n + w_n \quad (30)$$

siendo w_n una distribución normal gaussiana que representa todas las imperfecciones y errores del sistema. Se consideran estas imperfecciones aleatorias, por lo tanto con media cero, se cumplirá entonces la siguiente relación entre los valores medios del sistema, (se nombra el valor medio mediante el acento circunflejo (\hat{x}_n)).

$$\hat{x}_{n+1} = A_n \hat{x}_n \quad (31)$$

Si se calcula la varianza de la variación del sistema propuesto (se usará como notación para varianza la letra $P = \sigma^2$ y para la esperanza matemática E):

$$P_{n+1} = E[(x_{n+1} - \mu(x)_{n+1})^2] = E[x_{n+1}^2] - E[x_{n+1}]^2 \quad (32)$$

Si se opera:

$$P_{n+1} = E[(A_n x_n + w_n)^2] - A_n^2 E[x_n]^2 \quad (33)$$

$$P_{n+1} = A_n^2 E[x_n^2] + 2 A_n E[x_n] E[w_n] + E[w_n^2] - A_n^2 E[x_n]^2 \quad (34)$$

Como W_n es una distribución normal con media cero, su esperanza es cero.

$$P_{n+1}(w_n) = E[w_n^2] - E[w_n]^2 = E[w_n^2] + 0 = Q_n \quad (35)$$

Se nombra la varianza de las imperfecciones del sistema como Q , obteniéndose la relación;

$$P_{n+1} = A_n^2 E[x_n^2] - A_n^2 E[x_n]^2 + Q_n \quad (36)$$

$$P_{n+1} = A_n^2 (E[x_n^2] - E[x_n]^2) + Q_n \quad (37)$$

$$P_{n+1} = A_n^2 P_n + Q_n \quad (38)$$

Supóngase que el sistema se actualiza mediante la medida (y) que tiene una relación lineal con el sistema:

$$y_{n+1} = H_{n+1} x_{n+1} + v_{n+1} \quad (39)$$

donde V_{n+1} corresponde a los errores y ruidos en la medida. Se supone que corresponde a una distribución normal con media cero, entonces su varianza será:

$$P_{n+1}(v_{n+1}) = E[v_{n+1}^2] - E[v_{n+1}]^2 = E[v_{n+1}^2] + 0 = R_n \quad (40)$$

Se nombra la varianza de las imperfecciones de medida como R .

Veámoslo con un ejemplo sencillo, supóngase que se toman 20 medidas de X_n con valor medio 550, con desviación estándar $\sigma=50$ y varianza $R=2500$ (figura 22).

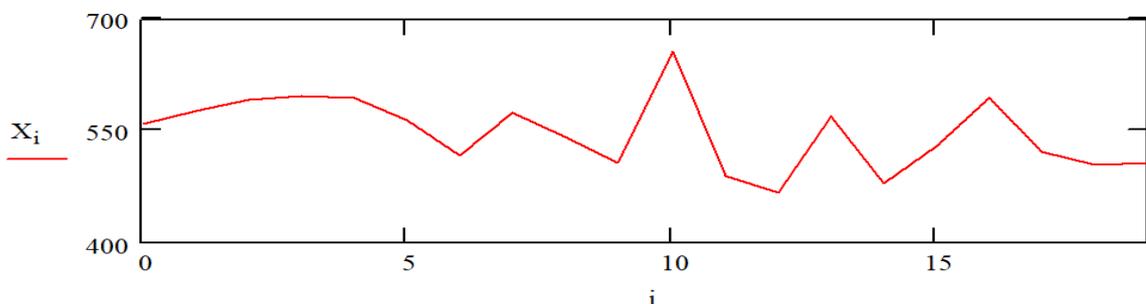


Figura 22: Medidas con media 550 y desviación 50.

Estas medidas cumplen que son una distribución normal gaussiana (figura 23).

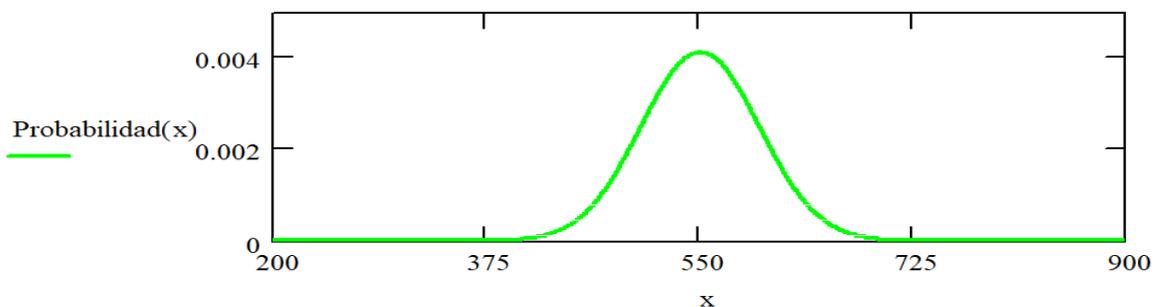


Figura 23: Distribución normal de las medidas de media 550 y desviación 50.

Una estimación del nuevo valor para el sistema propuesto se podría hacer utilizando el valor medio de las medidas X_n , pero este sistema introduce errores.

El filtro de Kalman propone actualizar el valor medio del sistema X usando la media anterior y un valor proporcional de la diferencia entre la medida actual y la anterior, de tal forma que una nueva estimación se calcula mediante la suma de la estimación anterior y una constante por el factor de innovación, siendo el factor de innovación la diferencia entre la respuesta actual del sistema y la anterior estimación.

$$\hat{x}_{n+1}(+) = \hat{x}_{n+1}(-) + K_{n+1} [y_{n+1} - H_{n+1} \hat{x}_{n+1}(-)] \quad (41)$$

El problema se centra ahora en calcular el valor óptimo de K , siendo este el que minimiza la varianza de $\hat{x}_{n+1}(+)$. Para obtener el valor de K se calcula la varianza y se deriva con respecto a K .

$$\hat{x}_{n+1}(+) = \hat{x}_{n+1}(-)[1 - K_{n+1}H_{n+1}] + K_{n+1} y_{n+1} \quad (42)$$

Calculando la varianza, recuérdese que la varianza de y_{n+1} es R_{n+1} .

$$P_{n+1}(+) = P_{n+1}(-) [1 - K_{n+1}H_{n+1}]^2 + K_{n+1}^2 R_{n+1} \quad (43)$$

Derivando con respecto a K .

$$0 = 2 P_{n+1}(-) H_{n+1} [1 - K_{n+1}H_{n+1}] + 2 K_{n+1} R_{n+1} \quad (44)$$

Operando para despejar el valor de K que minimiza el valor de la varianza.

$$K_{n+1} = \frac{P_{n+1}(-) H_{n+1}}{H_{n+1}^2 P_{n+1}(-) + R_{n+1}} \quad (45)$$

Compruébese cómo el límite de K cuando el error tiende a cero es $1/H$, y en este caso la nueva estimación es igual a la nueva medida, al ser el error cero.

$$\lim_{R_{n+1} \rightarrow 0} K_n = \frac{1}{H} \quad (46)$$

El filtro de Kalman propone la actualización de la estimación de la varianza en función de K .

$$P_{n+1}(+) = [1 - K_{n+1}H_{n+1}] P_{n+1}(-) \quad (47)$$

Resumiendo, el sistema iterativo del filtro de Kalman consta de las siguientes fases.

1. Inicialización del sistema y de los errores:

- Se estima el primer valor para el sistema \hat{x}_0
- Se estima la imprecisión del sistema: P_{e0}
- Se estiman el error del sistema. Q
- Se estima el error en la medida. R

2. Predicción de la varianza del sistema: $P_1 = A_0^2 P_{e0} + Q$

3. Medida de las variables del sistema: y_1

4. Estimación de la ganancia del filtro: $K_1 = \frac{P_1 H_1}{H_1^2 P_1 + R}$

5. Actualización del estado: $\hat{x}_1 = \hat{x}_0 + K_1 [y_1 - H_1 \hat{x}_0]$
6. Actualización de la varianza: $P_{e_1} = [1 - K_1 H_1] P_1$
7. Iterar volviendo al punto 2.

El problema vectorial se resuelve de igual forma que el escalar, cambiando los valores escalares por los vectores y matrices correspondientes.

- 3) **Filtro de Kalman extendido (EKF, Extended Kalman Filter):** tal como se ha visto anteriormente el filtro Kalman tiene la limitación de que solo se puede usar en sistemas lineales. Para resolver esta limitación el filtro Kalman extendido linealiza el valor o el vector de la relación de medida H en el punto de cálculo, pudiendo así ser usado en sistemas no lineales como las baterías.

$$\hat{x}_{n+1}(+) = \hat{x}_{n+1}(-) \left[1 - K_{n+1} \frac{dH(\hat{x}_{n+1}(-))}{d\hat{x}_{n+1}(-)} \right] + K_{n+1} y_{n+1} \quad (48)$$

Este sistema es muy usado para la predicción del estado de las baterías de los coches eléctricos e híbridos. En [57], [70], [87], [88] y [118] utilizan un filtro de Kalman recursivo, que utiliza los datos medidos de tensión y corriente de la batería como entradas y también adapta los valores de los parámetros del circuito equivalentes para reflejar los efectos de los cambios y el envejecimiento gradual del SOH para así poder estimar el SOC con más precisión.

- 4) **Filtro dual extendido de Kalman (DEKF, Dual Extended Kalman Filter):** el filtro Kalman dual extendido consiste en el empleo de dos filtros que cooperan mutuamente y simultáneamente para resolver sistemas no lineales. Un filtro se emplea para la estimación de parámetros y el otro para la estimación del estado [69], tal como se representa en la figura 24, mejorándose la robustez de la estimación y reduciéndose la dimensión de las matrices que definen el estado.

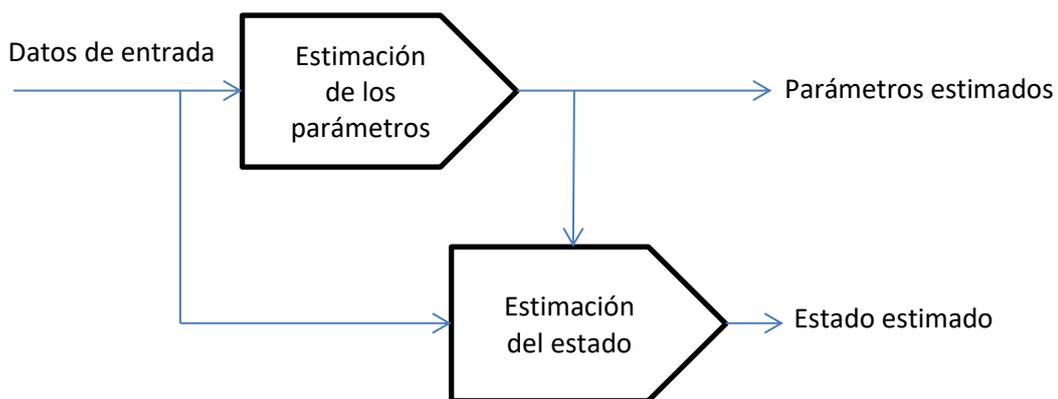


Figura 24: Filtro dual extendido de Kalman.

Este filtro es usado en [100], [97] y [50] para estimar el SOC en baterías de litio para automoción eléctrica.

- 5) **Filtro Kalman "Unscented" (UKF):** el filtro Kalman "Unscented" es una extensión del filtro Kalman que se emplea en la estimación de sistemas no lineales, sin tener que linealizar el

sistema como ocurría en el filtro EKF. Los primeros trabajos sobre este filtro son [107] del año 1997 y [25] del año 2000. El UKF se basa en emplear una transformada para calcular los primeros momentos de densidad de distribución de probabilidad del resultado de aplicar las ecuaciones no lineales del sistema a estudiar a una variable aleatoria de estadística conocida [49]. Se elige una nube de puntos, denominados puntos sigma, que cumplen la propiedad de que su media y covarianza coincide con la esperanza y la covarianza de la variable aleatoria. Posteriormente se aplica las ecuaciones no lineales del sistema a estudiar a cada punto sigma obteniéndose una nube de puntos transformados. Del análisis de los puntos obtenidos se puede estimar la esperanza y covarianza del sistema no lineal a estudiar. Este método es empleado por [118] en el año 2018 para el cálculo del SOC de una batería litio-ion.

2.8 MANTENIMIENTO DE BATERÍAS VLA Y VRLA

Para el mantenimiento de las baterías VLA y VRLA se dispone del plan de mantenimiento que cada fabricante específica para sus baterías como, por ejemplo, se hace en [53] y [43]. Se resumen a continuación las operaciones de mantenimiento más comunes a realizar periódicamente:

Mensualmente se tienen que medir, revisar y anotar los siguientes parámetros:

- a) Tensión en flotación medida en los terminales de la batería.
- b) Aspecto general y limpieza de la batería, del bastidor de la batería y de la zona.
- c) Niveles de electrolito y ajuste en caso de necesidad.
- d) Grietas en los módulos o fugas de electrolito.
- e) Cualquier evidencia de corrosión en terminales, conectores y bastidor.
- f) Temperatura ambiente de la sala.
- g) Tensión, densidad específica y temperatura del módulo piloto (si se emplea).

Trimestralmente se añaden a la lista anterior las siguientes comprobaciones:

- h) Medir las tensiones de todos los vasos.
- i) En los vasos que presenten una tensión diferente, medir la densidad del electrolito, su nivel y su temperatura.
- j) Si existen diferencias de tensiones, se recomienda realizar una carga de igualación.

Anualmente se añaden las pruebas complementarias:

- a) Medida de la resistencia de las interconexiones entre vasos, sustituyendo aquellos con valor por encima del 20% del valor base de la instalación.
- b) Revisar la integridad estructural de la batería.

Adicionalmente, también se dispone de las normas IEEE de prácticas recomendadas para el mantenimiento, comprobación y sustitución de las baterías VLA y VRLA, básicamente coincidentes con las recomendaciones de los fabricantes salvo por algunas pruebas adicionales que se añaden.

La norma IEEE 450, de 2010 para las baterías VLA [2] propone hacer mensualmente las siguientes comprobaciones, medidas y pruebas, tomándose un registro de las mismas:

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- a) Tensión en flotación medida en los terminales de la batería.
- b) Aspecto general y limpieza de la batería, del bastidor de la batería y de la zona.
- c) Corriente y tensión de salida del cargador.
- d) Niveles de electrolito y ajuste en caso de necesidad.
- e) Comprobación de grietas en los módulos o fugas de electrolito.
- f) Cualquier evidencia de corrosión en terminales, conectores y bastidor.
- g) Temperatura ambiente de la sala y ventilación.
- h) Tensión, densidad específica y temperatura del módulo piloto (si se usa).
- i) Conexiones a tierra de la batería no intencionadas.

Trimestralmente se añaden unas pruebas complementarias:

- j) Tensión de cada vaso.
- k) Densidad específica y corriente de flotación de una muestra del 10% de los vasos.
- l) Temperatura de los vasos de una muestra del 10% de los vasos.

Anualmente se añaden las pruebas complementarias:

- m) Densidad específica de cada vaso.
- n) Medida de la resistencia de las interconexiones entre vasos.
- o) Revisar la integridad estructural de la batería.

Cuando las baterías lleguen al 85% de la vida estimada o cuando presenten signos de envejecimiento, la norma propone hacer una medida anual de rendimiento de capacidad mediante el método de descarga.

En su Anexo J esta norma presenta, a modo informativo, la medida de resistencia interna como método de inspección alternativo. Se hace la salvedad de que es un método que se puede utilizar para ver tendencias y localizar vasos dudosos, pero en ningún caso es sustitutivo del método de descarga.

La norma IEEE 1188, de 2005 para las baterías VRLA [3], propone unas pruebas similares, eliminando todas las medidas sobre el electrolito ya que éste no está accesible. La mayor diferencia es que introduce la medida de impedancia/resistencia interna trimestralmente. La norma indica que la resistencia interna depende de varios factores como la resistencia de la conexión física, la conductividad iónica del electrolito y la actividad de los procesos electroquímicos que se producen en las superficies de las placas. La norma advierte que no está estandarizado el método de medida y se obtendrán distintos resultados dependiendo de la técnica usada y las condiciones bajo las cuales se toman las mediciones, habiendo que tener especial cuidado con la variación de la temperatura al influir ésta en el valor de resistencia medido.

Se recomiendan hacer medidas cada seis meses guardando los datos en un registro, al ser necesario un estudio de tendencia para que la medida sea efectiva. La norma también indica que los cambios en la resistencia interna de los vasos tienen que ser significativos, fijando un valor entre el

30% y el 50% con respecto al valor de referencia para ser considerados como tal. En caso de detectarse un vaso dudoso se recomienda hacer una medida de capacidad mediante el método de descarga. También, la norma sigue recomendando hacer una medida de capacidad cuando la batería presente signos de envejecimiento.

2.9 TÉCNICAS DE MONITORIZACIÓN REMOTA

En la actualidad existen varias técnicas para la monitorización remota del estado de las baterías, pero la técnica a emplear depende de la aplicación de uso de las baterías, al condicionar ésta las magnitudes físicas de las baterías que están disponibles. Cuando la batería está sometida a ciclos de carga y descarga se dispone de la medida de corriente y la respuesta en tensión de la batería ante dichas variaciones de carga; por el contrario, cuando la batería está en flotación, como en el caso de los SAI, no se producen los ciclos de carga y descarga y las técnicas a emplear son distintas al caso anterior.

2.9.1 Técnicas de monitorización en baterías sometidas a ciclos

Pertencen a este grupo las baterías de los vehículos eléctricos BEV (Battery Electric Vehicles) en todas sus variantes, eléctricos puros EV (Electric Vehicles), eléctricos híbridos HEV (Hybrid Electric Vehicles), vehículos ligeros eléctricos LEV (Light Electric Vehicles) y los eléctricos enchufables PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicles), así como también en los terminales telefónicos, los ordenadores y demás equipos electrónicos autónomos de consumo. Al estar la batería sometida a ciclos de carga y descarga se pueden usar los métodos computacionales, que miden el SOC y SOH de la batería por medio de la medida de la corriente de carga y descarga, la tensión en sus terminales y la temperatura de funcionamiento. Dichos métodos parten del circuito eléctrico equivalente de la batería ECN o ECM, y mediante el cálculo de la variación de los parámetros físicos internos de la batería, durante los ciclos de carga y descarga se estima el SOH y SOC utilizando para ello distintas técnicas matemáticas o métodos basados en filtros adaptativos. Tal como se vio en el punto 2.7.1 de este documento pertenecen a este grupo las técnicas:

- a. Tensión de circuito abierto (OCV).
- b. Método de descargas parciales o pulsos de potencia (HPPC).
- c. Cuenta de Culombios y Cuenta de Culombios modificado.
- d. Análisis de capacidad incremental (ICA).

Para estimar valores desconocidos de parámetros internos de la batería y así poder hacer predicciones sobre el SOC y SOH, los anteriores métodos se combinan con los métodos numéricos computacionales vistos en el punto 2.7.2 de esta tesis:

- a. Redes Neuronales Artificiales (ANN).
- b. Filtro Kalman, en todas sus variantes.

A continuación se analizarán las referencias más relevantes sobre estas técnicas, presentadas de forma cronológica y en dónde se combinan las anteriores técnicas con el objeto de conseguir mejores resultados.

Los trabajos más actuales sobre el estado del arte se encuentran realizados sobre las baterías litio-ion para automoción eléctrica. A continuación se pasa a analizar los distintos trabajos encontrados en diversas publicaciones científicas sobre las técnicas para estimar el SOC basadas en estos métodos.

La primera referencia que se analiza corresponde al trabajo que Gregory L. Plett presenta en los años 2004 [88] y 2006 [87]. En sus trabajos se estudia la solución óptima para desarrollar un BMS para una batería de polímero de litio-ion, correspondiente a un vehículo eléctrico híbrido HEV. Divide el estudio [88] en tres documentos. El primer documento estudia el perfil de consumos para un HEV en comparación con los consumos en otras aplicaciones, ya que en la aplicación en HEV los consumos pueden ser de un $\pm 20C$ (por ejemplo, $\pm 2.000 A$ para una batería de capacidad 100 Ah) con un perfil dinámico muy exigente. En el segundo documento se analiza el modelo matemático óptimo para representar una batería de un HEV, que tiene la particularidad de estar sometida a perfiles de consumo muy exigentes. Finalmente el tercer documento presenta la solución, basada en un filtro Kalman extendido EKF, para la estimación en tiempo real de los parámetros de la batería y el cálculo dinámico del SOC. El sistema propuesto se inicializa cada vez que el HEV permanezca parado durante un tiempo, estima el SOC empleando un algoritmo con reducción dinámica de errores, calculando la potencia disponible teniendo en cuenta el envejecimiento de la batería e indica el SOH de la batería.

A finales de la primera década de este siglo ya se habían publicado diversos trabajos sobre el uso de redes neuronales de lógica difusa FNN para la resolución de problemas no lineales y la identificación de sistemas desconocidos. Sin embargo, cuando el número de variables de entrada y salida crece, estos sistemas se hacen ineficientes al crecer exponencialmente el número de cálculos necesarios con el número variables de entradas. Los trabajos de I-Hsum Li en 2007 [52] y Y. S. Lee en 2008 [126], bajo la dirección en ambos casos del profesor Wei-Yen Wang, presentan una solución a dicho problema consistente en dividir un problema FNN con gran número de variables en un pequeño número de subsistemas FNN con menor dimensión, que simplifica el problema y reducen el número de cálculos necesarios. Para la comprobación práctica se basan en monitorizar el SOC de una batería litio-ion.

En 2009 Ondrej Linda [84] presenta un método de cálculo del SOC para una batería de litio policarbónmonofluoruro (Li/CF_x) basado en redes neuronales artificiales ANN. El estudio utiliza una ANN para resolver el problema no lineal del cálculo del SOC de una batería cuando se tiene en cuenta la temperatura. Para predecir el SOC de la batería se toma el estado más reciente de la batería, tomándose como entradas la medida de temperatura y los últimos 3 valores medidos de la tensión y de la corriente. Las pruebas para comprobar la robustez del sistema se realizan sometiendo a la batería a ciclos de descarga con diferentes perfiles.

Matthieu Dubarry en 2009 [79] presenta un estudio del mecanismo de degradación de una batería $LiFePO_4$ comercial. Se usa el método de análisis de capacidad incremental (ICA) para identificar los factores que contribuyen a la pérdida de capacidad y la tensión a circuito abierto para medir el SOC durante la degradación de la batería, de tal forma que se obtiene una correlación entre la degradación y el SOC. El autor concluye que la pérdida de litio y de los materiales activos es la mayor causa de pérdida de capacidad de la batería.

Kong Soon Ng en 2009 propone [67] una mejora en la técnica de Cuenta Culombios. En su trabajo propone calcular el estado inicial de SOC mediante la medida de la tensión a circuito abierto

si la batería permanece un largo periodo de tiempo sin conectarse. Para la fase de carga utiliza una relación lineal entre el SOC y la corriente de carga:

$$SOC_c = -a I_b + b$$

Para la fase de descarga una relación cuadrática donde también interviene la tensión de la batería:

$$SOC_d = a I_b + c I_b^2 - d V_b^2 - e$$

El cálculo del rendimiento de los ciclos de carga y descarga se hace al final de cada ciclo (batería totalmente cargada o totalmente descargada) y se utilizan para los siguientes cálculos. Con esta corrección se mantiene el error en la estimación del SOC por debajo del 3%, no perdiéndose exactitud con la degradación de la batería.

Thomas Weigert presenta en 2011 [113] un sistema para calcular el SOC de baterías litio-ion basado en ANN, basándose solamente en el 4% inicial de la curva de descarga y siendo resistente a los cambios en las condiciones de descarga.

En el año 2012 Larry W. Juang [70] presenta una nueva metodología para el cálculo del SOC de una batería. El autor prefiere hablar del estado de funcionamiento (State-of-Function, SOF) en vez del estado de carga. El SOF es una variable booleana estadística, que toma el valor 1 si la batería almacena suficiente energía para desarrollar su trabajo y el valor cero en caso contrario. El SOF mejora el tratamiento estadístico del problema y el autor propone la solución al mismo mediante el empleo del filtro Kalman. Para reducir los errores de convergencia, introduce el empleo del modelo, calculado con anterioridad, de $\frac{dv_{ocv}}{d(I\Delta T)}$ versus OCV. Este nuevo modelo tiene el beneficio de ser más robusto ante las variaciones en las condiciones de temperatura. El autor valida su propuesta mediante el estudio sobre una batería LiFePO₄ que caracteriza mediante el empleo de la técnica HPPC.

En los vehículos eléctricos es conocida la influencia de la edad de la batería en las prestaciones de la misma. También es conocida la relación para las baterías litio-ion entre el incremento de su resistencia interna y la pérdida de capacidad. En 2012, Guangming Liu [42] introduce un método para calcular la resistencia interna de una batería de litio-ion. El método se basa en el circuito equivalente ECM, calculándose los coeficientes mediante la aplicación de pulsos de descarga y midiendo la respuesta en tensión de la batería. Los pulsos de descarga propuestos son de 20 segundos, suficientemente separados para evitar los efectos dinámicos y la corriente de descarga es constante con valor de 5C (50 A para una batería de 10 Ah).

Juan Carlos Álvarez Antón [54], de la Universidad de Oviedo, en 2013 propone usar una "máquina de vectores de soporte" (Support Vector Machines, SVM) para calcular el estado de carga SOC de una batería litio-ion magnesiofosfato (LiFeMnPO₄) de capacidad 60 Ah. Para su cálculo se somete a la batería a ciclos de descarga y cargas, y se usan las medidas de tensión, corriente y temperatura como variables independientes de la SVM. La estimación conseguida tiene una exactitud mejor al 6% para cualquier perfil de descarga, corriente constante o un perfil de corriente variable.

En 2013 Wen-Yeau Chang [116] presenta un trabajo de revisión del estado del arte en ese momento, recorriendo los principales métodos de estimar el SOC de las baterías. El mismo año,

Mohammad Rezvanianani [102] presenta otro trabajo de revisión de las técnicas de pronóstico del estado de las baterías (PHM), pero en este caso más centrado en el estudio para las baterías litio-ion de automoción eléctrica, buscando dar soluciones factibles y rentables que minimicen los problemas de duración de estas baterías al funcionar en condiciones dinámicas muy exigentes.

Günyaz Ablay propone en 2014 [44] un nuevo método de estimación online del SOH y SOC. El autor se basa en el ECM de grado 1RC y propone un modelado no lineal para la variación de los parámetros internos, teniendo en cuenta también la temperatura de la batería. El método propuesto toma como entrada la corriente de la batería y como salida, mediante el balance de carga, se obtienen la tensión, la temperatura y el SOC de la batería. Los resultados se aplican sobre el modelo no lineal dando como resultado la variación de los parámetros internos de la batería y por lo tanto su SOH.

En el año 2014 David A. Howey [17] presenta una forma novedosa de medir en línea el estado de carga (SOC), la temperatura interna y el estado de salud (SOH) de una batería de litio en una aplicación como un vehículo eléctrico o híbrido. El autor desarrolla un novedoso sistema para medir la resistencia interna de la batería entre 1 Hz y 2 kHz utilizando la corriente de excitación generada por el controlador del motor eléctrico del EV. El investigador utiliza electrónica convencional para amplificar y filtrar la tensión y la corriente, obteniéndose una precisión en la medida de la impedancia de entre 1,9% y 5,8%, en comparación con un analizador de impedancia de laboratorio de alta precisión.

En el año 2015 Ngoc-Tham Tran [82] propone una mejora a la técnica del filtro dual extendido de Kalman (DEKF), ya que dicha técnica es muy dependiente del SOH, del SOC, de la temperatura de la batería y del ratio de corriente de descarga. El autor propone usar en conjunción las técnicas DEKF y el modelo autorregresivo con entrada externa (Auto Regressive with external input, ARX), el DEKF proporcionará el valor de tensión a circuito abierto de la batería al modelo ARX y el modelo ARX proporciona la variación de los parámetros internos al DEKF para actualizar el modelo de la batería. Se ensaya esta técnica en una batería plomo-ácido VRLA, obteniéndose valores de error inferiores al 5% para la estimación del SOC, inferiores al 3% para la estimación del SOH y al 2% para la estimación del OCV.

Otro trabajo del año 2015 realizado por R. Morello [97] presenta un trabajo que estudia el rendimiento comparativo entre las técnicas del filtro Kalman extendido EKF y la técnica de mínimos cuadrados, para estimar el estado de la batería SOC y sus parámetros internos para una aplicación de vehículo eléctrico EV. Para el estudio realiza pruebas experimentales en una célula NMC de litio ion sometida a un perfil de un ciclo de conducción estándar. Los resultados obtenidos demuestran que el método EKF se muestra menos ruidoso y converge más rápido ante inicializaciones incorrectas de SOC. Por el contrario, la técnica de mínimos cuadrados resulta mejor cuando el SOC se encuentra en la zona en la que la pendiente de la curva OCV-SOC es baja.

Hicham Chaoui [46] presenta en 2016 una técnica para el cálculo del SOC de baterías litio-ion usando redes neuronales (ANN) con un algoritmo de aprendizaje de retro propagación (EBP). El autor asegura que la técnica propuesta no necesita conocer ningún parámetro previo de la batería, ni de su modelo matemático, y toma en consideración los cambios en la temperatura a la hora del cálculo del SOC. Los resultados presentados destacan por ser resistentes al envejecimiento de la batería y a los cambios en la temperatura de funcionamiento.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Dian Wang en su trabajo de 2017 [23] realiza un estudio del comportamiento de una batería litio-ion, incidiendo en la variación de la resistencia interna con la temperatura y con el SOC. Para el cálculo del SOC utiliza un filtro extendido de Kalman, y la novedad de su trabajo reside en no considerar la resistencia interna como constante sino que mide la resistencia interna real en cada iteración. Para la medida de la resistencia interna utiliza un pulso de descarga de 400 μ s, dividido en tres intervalos, el primero es de 0 A (circuito abierto), el segundo se realiza a 1C y el tercero a 2C.

En este mismo año, 2017, David Anseán, del departamento de ingeniería eléctrica, y Víctor M. García, del departamento de física y análisis químico, ambos de la Universidad de Oviedo, presentan un trabajo [18] sobre los mecanismos que producen la degradación de las baterías de litio-ion. Los investigadores utilizan el método de análisis incremental de capacidad (ICA) y gracias a la unión de las dos ramas del conocimiento extraen de las medidas una valoración cuantitativa y cualitativa de los mecanismos de degradación que son la pérdida de litio, la pérdida de material activo y la formación de litio metálico alrededor del ánodo.

Weida Wang en el año 2018 [118] presenta un nuevo sistema para el cálculo del SOC en baterías litio-ion basado en el uso del filtro Kalman "Unscented" (Unscented Kalman Filter, UKF) [107] para reducir la influencia del ruido en el muestreo de la señal durante la estimación. Según el autor el uso de redes neuronales no ha aportado los resultados esperados y requieren del inicializado del valor de SOC y de un gran número experimentos previos para entrenarse. El empleo del filtro Kalman y en concreto el EKF, al ser la batería un sistema no lineal, soluciona estos problemas, pero el resultado se ve afectado por los ruidos de muestreo. Para demostrar las ventajas del UKF el autor realiza pruebas sobre una batería LiFePO_4 con una capacidad de 20 Ah. El sistema usado para medir el SOC de la batería es el HPPC; el perfil de cargas que se utiliza se divide en tres zonas: primero, se descarga la batería durante 10 segundos a 5C (100 A); después, se mantiene la batería en reposo durante 40 segundos y finalmente se recarga durante 10 segundos a 3,75C (75 A). Se repite este ciclo hasta que la tensión de la batería alcance los 2 V. El autor presenta resultados con un error menor al 1,5% en la estimación del SOC.

Siguiendo con la línea del anterior trabajo, Zheng Zhang en 2018 [129] propone, para una batería LiMn_2O_2 de 41 V/36,6 Ah, mejorar el filtro de Kalman extendido con dos contribuciones: la primera consiste en introducir una ley de adaptación para la variación de la covarianza del ruido; la segunda es mejorar la estabilidad del cálculo de la variación de covarianza introduciendo un procedimiento modificado de mínimo error cuadrático.

En 2018 Amin Sedighfar [7] propone para la estimación del SOC y SOH de una batería VRLA utilizar un filtro de Kalman extendido EKF en unión con una red neuronal (ANN). El método propuesto, basándose en el modelo equivalente de la batería, calcula el SOC y el SOH por medio de EKF y los datos leídos y calculados son almacenados en una base de datos para posteriormente ser utilizados para entrenar la red neuronal. La red neuronal actualiza los parámetros internos del modelo equivalente de la batería usado por el EKF, teniendo en cuenta el efecto de la temperatura.

Bizhong Xia [98] en el año 2018 presenta un estudio de cómo influye la temperatura en la relación entre la OCV y el SOC para una batería de litio-ion. El estudio se realiza a las temperaturas de -20 °C, 0 °C, 25 °C y 45 °C. Las pruebas concluyen que, a una determinada tensión de circuito abierto, el SOC a baja temperatura es menor al correspondiente a alta temperatura.

Abbas Fotouhi presenta en 2018 [5] un estudio de cómo afecta el modelo de red equivalente de la batería elegido (ECN o ECM) en el tiempo de cálculo y los recursos computacionales requeridos frente a la exactitud de los resultados. Las pruebas las realiza aplicando la técnica de descargas parciales, empleando pulsos de corriente a 1C de duración 40 segundos y a frecuencia de 0,01 Hz.

Jinhao Meng en 2018 [56] presenta una propuesta para estimar el SOC y el SOH de una batería LiFePO_4 de un coche eléctrico. Su propuesta se basa en el ECM de 2 RC y la introducción de dos filtros proporcionales para minimizar los errores de medida de corriente y del estado de carga. Utiliza un filtro de mínimos cuadrados recursivos RLS para estimar los parámetros internos de la batería y obtener su SOH. Compara los resultados obtenidos con el filtro EKF siendo el nuevo método un 30% más rápido manteniendo la exactitud.

Xuning Feng en [125], publicado en 2018, presentó un nuevo método para caracterizar mediante el análisis incremental de carga (ICA) la degradación de las baterías litio-ion de los tipos LiFePO_4 y $\text{LiNi}_x\text{Co}_y\text{Mn}_z\text{O}_2$. Para robustecer el análisis y evitar los errores debidos a los ruidos durante el muestreo en la captura de la tensión de la batería, se propone utilizar un algoritmo de “máquina de vector soporte” y así obtener una estimación precisa del SOH.

En el año 2018 Edoardo Locorotondo [27] presenta un trabajo encaminado a mejorar el método de Cuenta Culombios introduciendo el análisis incremental de carga (ICA). El autor propone estimar el SOH de la batería por medio del cálculo ICA para valores del SOC entre el 66% y el 94%, valores típicamente alcanzados en un ciclo normal en un EV. Para minimizar los problemas de ruidos en el cálculo del ICA se utilizó un filtro de segundo orden de Butterworth. Los resultados obtenidos de SOH se realimentan en el modelo termo-eléctrico de la celda, mejorando de esta forma el método de Cuenta Culombios. El algoritmo de cálculo del SOH se ha implementado en Matlab y para las pruebas de comprobación se ha usado el simulador de Siemens Amesim [106].

Alexander Kuznietsov [6] presenta un trabajo en 2018 para mejorar la predicción del envejecimiento de baterías litio-ion en vehículos eléctricos (EV), si bien sus resultados no son concluyentes necesitándose proseguir con la investigación. El método propuesto se basa en la medida de la tensión a circuito abierto por el método recursivo de mínimos cuadrados, el uso del análisis incremental de carga (ICA) y la transformada de cuatro o seis características principales de diagnóstico en dos componentes, que permite una predicción mejorada de SOH de la batería.

En 2019 Elie Riviere [31] presenta un sistema de monitorización de baterías BMS para vehículos eléctricos EV basado en el análisis incremental de carga ICA. El sistema propuesto se basa en un algoritmo de detección de los límites de integración para el cálculo del ICA, y se muestra robusto ante variaciones de la temperatura de la batería entre 5 °C y 40 °C, ante corrientes de descarga entre 3C y 20C y profundidades de descarga entre el 60% y el 80%. El sistema se ha comprobado con distintas baterías de los tipos LiFePO_4 y $\text{LiNi}_x\text{Co}_y\text{Mn}_z\text{O}_2$.

En el artículo publicado en 2019 de Mohsen Vatani [76] se presenta una forma mejorada del procedimiento ICA para estimar el SOH de las baterías litio-ion. Las curvas de incremento de carga se obtienen de calcular la dQ/dV de las curvas tensión-carga de la batería, pero se introducen muchos errores por la presencia de ruido en la medida y los intervalos de muestreo en las medidas de la tensión de la batería. El autor propone usar la técnica de “regresión con vectores de soporte” (Support Vector Regression, SVR) para convertir la ruidosa curva de tensión de la batería en una función continua. Derivando la nueva función se puede predecir el SOH de la batería en distintas

condiciones de temperatura, corriente de descarga y estado de carga SOC. Esta técnica también se puede usar para predecir el SOH ante descargas parciales, lo que la hace útil para desarrollar un BMS.

Hae-Chan Han [47] presenta en 2019 un trabajo que compara la técnica del filtro Kalman extendido (EKF) y la técnica de mínimos cuadrados recursivos (RLS). La comparación se realiza en términos de complejidad (tiempo de cálculo) y de exactitud alcanzada. Para realizar la comparación se utiliza una batería de níquel magnesio cobalto (NMC) de 3,6 V y 90 Ah. Para el cálculo se toma el ECN de primer orden 1RC, y se somete a la batería a descargas según el nuevo perfil de ciclo de conducción europeo (New European Driving Cycle, NEDC). Los resultados obtenidos concluyen que el filtro Kalman EKF consigue más exactitud (0,55%) frente al método de mínimos cuadrados RLS (1,24%), pero la complejidad del EKF es mayor que la del RLS.

En el afán de acercar más los trabajos en el laboratorio a la solución de un producto industrial, Joydeb Roychaudhury [57] presenta en 2019 un trabajo que implementa la solución de un filtro Kalman en un microcontrolador (MCU) 89C51RD2 de la familia 8051 de Philips. Con el sistema presentado se obtiene el valor de SOC y los valores de los parámetros internos de la batería: resistencia interna, resistencia de descarga y capacidad de polarización.

En este año 2020, Daniel-loan Stroe [20] presenta un trabajo de investigación sobre cómo evoluciona el SOH de una batería EV de litio LMO/NMC durante 12 meses a la temperatura de 35 °C y el 50% SOC. El autor utiliza el ICA, diferenciando 6 zonas y comprobando que para la estimación del SOH la zona que proporciona más exactitud corresponde al intervalo de tensiones de batería entre 3,95 V y 4,05 V.

2.9.2 Técnicas de monitorización en baterías en flotación

En el caso de que la batería se encuentre en flotación, no tiene sentido hablar del SOC de la batería al estar está en flotación y por lo tanto cargada, quedándose el problema reducido a estimar el SOH de la batería. Las baterías en flotación no están sometidas a ciclos de carga ni descarga, por lo cual, las técnicas que se basan en medir las variaciones de la corriente y la tensión de la batería en dichos ciclos no se pueden emplear. En el estado del arte se encuentran varias propuestas para medir el estado de salud SOH de las baterías SAI. Las soluciones más usadas se pueden dividir en tres grupos principales según la técnica usada:

- Caracterización mediante pulso de potencia (HPPC).
- Caracterización mediante la resistencia interna.
- Espectroscopía de la impedancia electroquímica (EIS).

Estas técnicas empleadas sobre las baterías en flotación requieren introducir una perturbación sobre las mismas para, mediante las medidas de la tensión de la corriente y de la temperatura de la batería durante la aplicación de la perturbación, poder obtener sus parámetros internos y poder así estimar su SOH. Las perturbaciones comúnmente empleadas son de tres tipos:

- Un pulso de corriente de descarga.
- Una perturbación sinusoidal de corriente típicamente a la frecuencia de red.
- Una perturbación sinusoidal de corriente que recorre un espectro de frecuencias.

La forma para introducir la perturbación sobre la batería puede ser:

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- Mediante una etapa de potencia.
- Mediante la modificación del lazo de control del cargador al que está conectado la batería.

Se pasa a analizar en detalle las referencias más relevantes que emplean las técnicas anteriores sobre baterías en flotación.

a) Introducción de una etapa de potencia

En este apartado se van a analizar varias referencias del estado del arte, ordenadas cronológicamente, sobre procedimientos empleados para caracterizar el SOH en baterías en flotación mediante la introducción de una perturbación a través de una etapa de potencia.

En 1997 Elias K. Stefanakos [30] propone un sistema formado por un conmutador de potencia, que permite desconectar la batería del cargador y, mediante una carga electrónica, producir descargas parciales en la batería. En este trabajo se monitorizan las baterías VRLA de un SAI correspondiente a una central telefónica.

El investigador R. G. Hoffmann presenta en 2005 [99] un sistema para reducir el tiempo necesario para realizar una espectroscopía de la impedancia electroquímica (EIS). El método habitual es hacer una medida a cada frecuencia discreta que se quiera medir; el autor propone mejorar el proceso inyectando la perturbación como una señal de ancho de banda limitado que contenga las sumas de todas las frecuencias a estudiar. La respuesta de la batería se procesa mediante la transformada rápida de Fourier FFT y para mejorar la influencia del ruido de adquisición se procesan múltiples registros de formas de onda y se promedian sus espectros resultantes. Los equipos empleados son: para la captura de los datos de tensión, corriente y temperatura se usa un equipo de adquisición de National Instruments modelo PCI 6120 y para la inyección de la perturbación una tarjeta desarrollada expresamente, basada en un amplificador operacional de alta tensión y alta corriente modelo OPA548 de la casa Burr-Brown.

En 2006 Shigeru Nagashima [105] presenta el producto Battery Condition Watcher (BCW) de la casa Furukawa Battery [38] para baterías VRAL. Es un sistema de monitorización remota que reporta la impedancia, la tensión, la temperatura y el SOH de cada uno de los vasos. En la figura 25 se presenta el diagrama de bloques de este producto.

El sistema se basa en introducir una perturbación sinusoidal de 1 A entre las frecuencias de 1 Hz a 100 Hz mediante un amplificador de corriente, conmutando de vaso a vaso mediante un sistema de relés. El rango de frecuencias lo selecciona el autor debido a que por debajo de 1 Hz el proceso principal es la difusión, que tiene poca correlación con el deterioro de la batería, y por encima de 100Hz la parte imaginaria debido a la parte capacitiva es despreciable, por lo que en el rango de frecuencias elegido son predominantes las resistencias debidas tanto a la conductividad óhmica (iónica y electrónica) como a los procesos de transferencia de carga, que están directamente relacionados con el deterioro de la batería.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

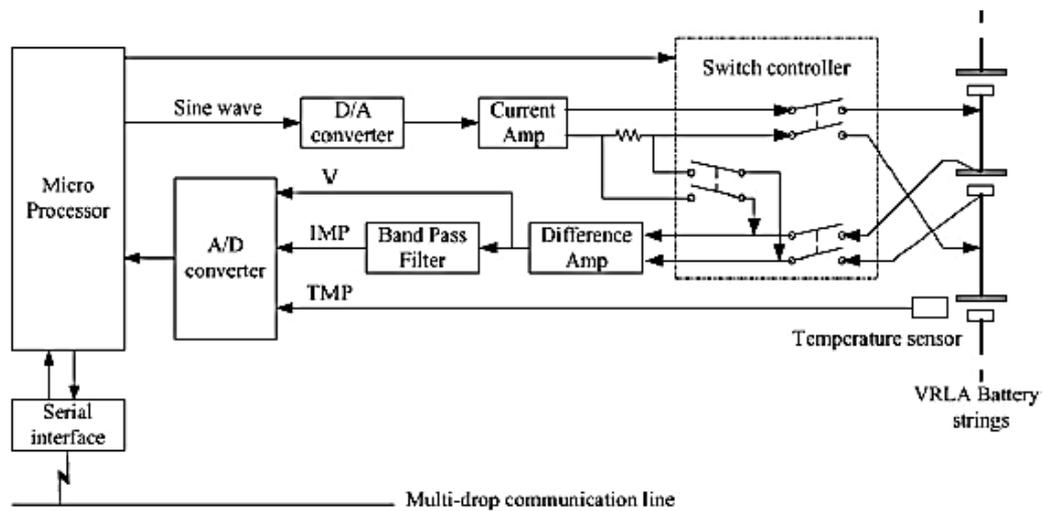


Figura 25: Esquema de bloques usando un amplificador de corriente.

Uwe Tröltzsch presenta en 2009 [115] un sistema para medir el SOH mediante el método de espectroscopía de la impedancia electroquímica (EIS). El sistema está basado en un DSP (Digital Signal Processors) encargado del cálculo de la transformada rápida de Fourier y la generación de la señal sinusoidal de prueba. Mediante un amplificador de potencia se transforma en corriente la señal sinusoidal de prueba que se inyecta en la batería.

En 2009 Yu-Hua Sun [127] propone un método para medir el SOH en baterías plomo ácido basado en estudiar cómo se comporta la tensión de la batería ante una descarga constante durante un corto periodo de tiempo. El autor se basa en que la curva de tensión durante la descarga para una batería sana es suave, pero dicha curva se ve distorsiona por la degradación de la batería, causada por los cortocircuitos internos, las aberturas de los vasos y los vasos invertidos. Mediante el tratamiento estadístico de los datos correspondientes a las curvas de descarga de la batería se realiza una estimación de su SOH.

El trabajo de María de Fatima Rosolem [72] presentado en 2010 nos muestra un sistema completo de monitorización remota (SIMBA) para baterías VRLA empleadas en centrales telefónicas de Brasil. El sistema se basa en la medida de la resistencia interna de la batería para calcular su SOH. Dicha medida se realiza mediante dos equipos comerciales: para medir la conductancia se empleó un equipo de la casa Midtronics [81] y para la impedancia, un equipo de la casa Avo internacional, actualmente Megger [80]. El sistema incluye también la medida de temperatura del vaso piloto y de la temperatura ambiente y la medida del nivel de electrolito. El sistema se controla de forma remota en un centro de mantenimiento mediante un paquete Software (GEBAT), que incluye la presentación de todos los parámetros de la batería (tensión, corriente, temperatura, resistencia interna) y la posibilidad de crear alarmas e informes. Los mismos autores presentan un año más tarde [74] la evolución del sistema donde no se aclara el sistema empleado para inyectar la perturbación en la batería, pero por las fotografías no parecen equipos comerciales, sino equipos diseñados y fabricados *ad hoc*.

En los grandes SAIs, el cargador de la batería suele ser un moto-generador diésel. Tal como indica J. C. Hwang [60] (2011) es habitual hacer diariamente una comprobación del correcto funcionamiento del sistema. Para realizar la comprobación se desconecta el SAI del suministro eléctrico principal, entrando las baterías de respaldo para mantener la alimentación de las cargas. Se

arranca el moto-generador y cuando alcanza la temperatura de trabajo se cambia el interruptor para que éste vuelva a cargar la batería. Este proceso dura unos 10 minutos y el autor emplea los datos obtenidos durante la descarga y la carga de la batería para calcular el SOH de la batería.

Stanislav Tairov en 2011 [108] presenta un sistema para monitorizar el SOH de una batería VRLA. El sistema se basa en la técnica EIS, utilizando para modelizar la batería el modelo de Randles. El autor emplea una única señal de perturbación formada por la suma de todas las frecuencias a estudiar dentro del rango de 1 Hz a 1 kHz. Para demostrar las bondades del sistema propuesto se desarrolla un prototipo del sistema de medida que consta de un equipo de medida DAQ de National Instruments y una placa diseñada exprofeso. La placa diseñada incluye un DAC, con resolución de 12 bits, para convertir la suma de senos generada por el DAQ en una señal de tensión que a continuación es convertida en corriente por un amplificador de potencia de transductancia para excitar la batería. La placa también incluye los amplificadores operacionales necesarios para convertir los valores de tensión, de corriente y de temperatura de la batería a valores de entrada del DAQ. Se empleó una ventana de Hamming para reducir el error debido al tiempo de observación finito. Se emplea para el control del sistema el software (SW) LabView de National Instruments y para la generación y procesado de la señal se empleó el SW MatLab de MathWorks. Las pruebas se realizan sobre una batería VRLA de 12 voltios con una capacidad de 100 Ah.

El investigador Wang Li en 2012 [120] presenta un equipo para medir el estado de las baterías de litio mediante la técnica de la espectroscopía de la impedancia electroquímica (EIS). El equipo se basa en un circuito comercial de la casa Analog Device AD5933 [9]; este circuito es un medidor de impedancia de alta precisión que incluye un generador de frecuencias (0,010 Hz a 100 kHz) y un convertor analógico digital (ADC) de 12 Bit a 1 MSPS. En la figura 26 se presenta el diagrama de bloques del circuito.

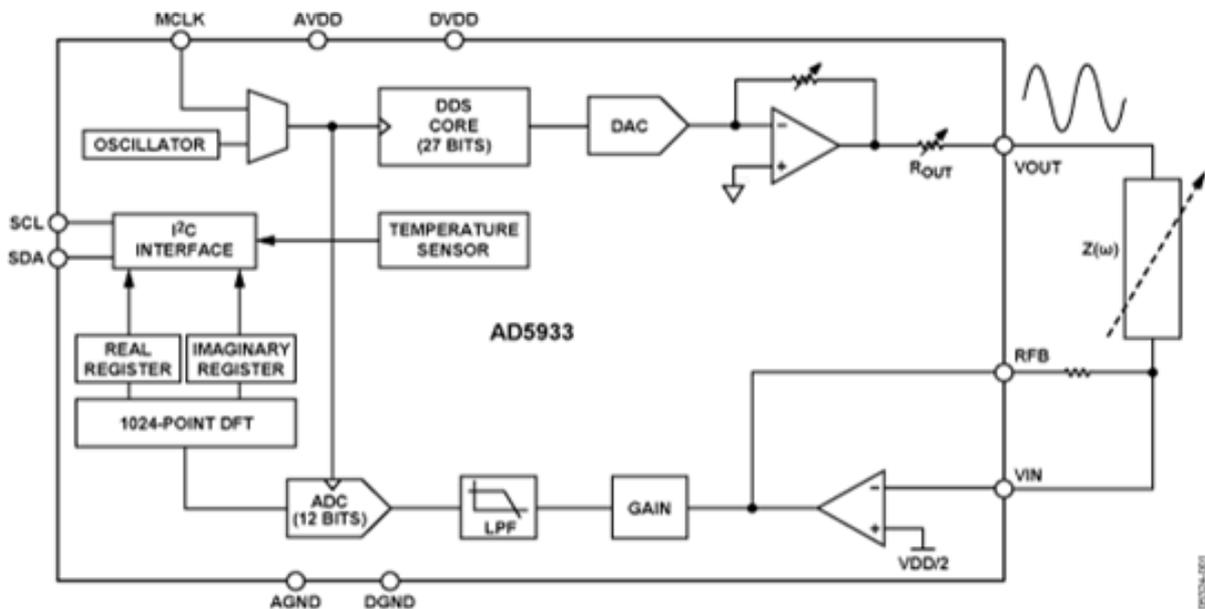


Figura 26: Diagrama de bloques del AD5933.

El generador de frecuencia permite excitar una impedancia compleja externa con una frecuencia conocida. La señal de respuesta de la impedancia se muestrea por el ADC y un motor DSP procesa la transformada de Fourier discreta (DFT). El algoritmo DFT devuelve la componente real e imaginaria de la impedancia medida a cada frecuencia de excitación. Como la corriente de salida de

este circuito está limitada a unos pocos miliamperios el investigador utiliza un amplificador de potencia para hacer la conversión V/I llegando a aplicar 10 A. El equipo posee un interfaz gráfico que permite mostrar en tiempo real la información gráfica de EIS. El sistema se valida en una batería de litio HL-18650 M en diferentes niveles de estado de carga (SOC), obteniéndose un error inferior al 3,5% en la medida de impedancia.

En el año 2015 Madhuri Bayya [73] presenta otro procedimiento para calcular el SOC y SOH de una batería plomo ácido mediante el método de espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS). El autor utiliza un inversor con la configuración de un puente completo de transistores para introducir la perturbación AC sobre la batería. La comprobación del sistema se realiza mediante la herramienta SW de simulación Simulink de MATLAB.

Wang Xueyuan [124] presenta en 2015 un sistema para calcular el SOC y SOH mediante el método EIS, destinado a ser empleado en vehículos eléctricos EV. El equipo presentado está basado en un MCU, donde la señal de excitación sinusoidal, entre 0,01 Hz y 1 kHz, se sintetiza mediante un DAC y en un segundo paso se eliminan los armónicos de frecuencias superiores mediante un filtro pasa bajo (LPF). Mediante un amplificador de clase A se convierte la señal de excitación en corriente que es inyectada sobre la batería. El MCU captura la corriente inyectada y la respuesta en tensión de la batería para calcular el módulo de impedancia, mientras que la fase se calcula midiendo el tiempo entre los máximos de tensión y corriente.

En 2016 se publica un artículo de Jae-Young Choi [63] donde desarrolla un sistema para calcular el SOC y SOH de baterías de litio de 300 V mediante la técnica EIS. El autor desarrolla el comprobador empleando equipos comerciales: para la adquisición de los valores de la tensión y de la corriente se usan las tarjetas de National Instruments NI9242, NI9238 y para la inyección de corriente se emplea el equipo ES2000S “generador de alterna de 2kVA monofásico” de la casa NF Corporation. Para el cálculo de la resistencia interna utiliza un amplificador de bloqueo (Lock-in amplifier) desarrollado en el entorno LabVIEW de National Instruments.

Sergio Saponara en 2016 [103] presenta un sistema completo para realizar un mantenimiento basado en la condición de todos los componentes que forman parte de un SAI, monitorizando la temperatura de todos los semiconductores, el estado de la batería VRLA y las vibraciones de los componentes magnéticos. Para medir el estado de la batería se utiliza la técnica EIS, inyectando sobre la batería una corriente sinusoidal de hasta 10 A y frecuencia entre 0,1 Hz y 1 kHz. Para la medida de las vibraciones de los componentes magnéticos (transformador y bobinas) se usa el acelerómetro LIS3DH de la casa STMicroelectronics, de 3 ejes con un ancho de banda de 1 kHz y sensibilidad de 0,5 mg y rango dinámico hasta 2 g. El sistema está compuesto de varios módulos distribuidos conectados entre ellos por una red CAN. La unidad de control se basa en un microcontrolador MCU de núcleo 32-bit ARM CortexM3 a 100 MHz. La formación de la corriente sinusoidal de inyección entre 0,1 Hz y 1 kHz se sintetiza en el MCU y se transforma en analógica mediante un DAC y a continuación es transformada en corriente y amplificada mediante un amplificador de transconductancia capaz de suministrar 10 A.

La forma convencional emplea por la técnica EIS para realizar las medidas es inyectar distintas frecuencias puras, una a una, y analizar la respuesta de la batería a cada frecuencia. De esta forma, el tiempo de prueba es función del número de frecuencias analizadas. Con el fin de mejorar el tiempo necesario para realizar dichas medidas, los autores proponen usar para la inyección de

corriente una señal de banda ancha. Este método es empleado en 2011 por Stanislav Tairov [108] y en 2018 por Jussi Sihvo [58], que propone el uso de una señal de banda ancha, basada en un generador de secuencia binaria pseudo aleatoria (Pseudo Random Binary Sequence, PRBS) y el uso de la transformada de Fourier discreta (DFT) para analizar la respuesta de la batería a cada frecuencia. Para realizar la inyección y capturar la tensión y la corriente de la batería, el autor emplea el equipo de National Instruments USB-6363 que dispone de 32 entradas analógicas (16 Bit, 2 MS/s), 4 salidas analógicas (2,86 MS/s) y 48 entradas/salidas digitales. Las pruebas se realizan sobre una batería de Litio-ion tipo níquel magnesio cobalto (NMC) de 36 V y 2,6 Ah empleando una corriente de excitación de 1 App de amplitud.

b) Modificando el lazo de control de la etapa de potencia

Otra línea de trabajo se basa en introducir la perturbación de corriente en la batería mediante la introducción de una pequeña perturbación en el lazo de control de la etapa de potencia del cargador o en el lazo de control de la etapa elevadora que alimenta a las cargas.

En 2014 Thanh-Tuan Nguyen [114] presenta un sistema para calcular el estado de la batería por medio de la técnica EIS mediante la modificación del lazo de control del cargador para crear el barrido de frecuencia (0,1 Hz a 1 kHz) de la tensión de excitación en los bornes de la batería. La topología empleada en el cargador es un reductor (Buck) que se muestra en la figura 27 y el control se realiza por medio del DSP TMS320F28335 de la casa Texas Instrument. El amplificador digital de bloqueo (Lock-In) implementado en el DSP es usado para obtener la impedancia de la batería a una frecuencia determinada. Para extraer los parámetros del circuito equivalente de la batería de plomo-ácido se emplea el método de Regresión por mínimos cuadrados no lineales.

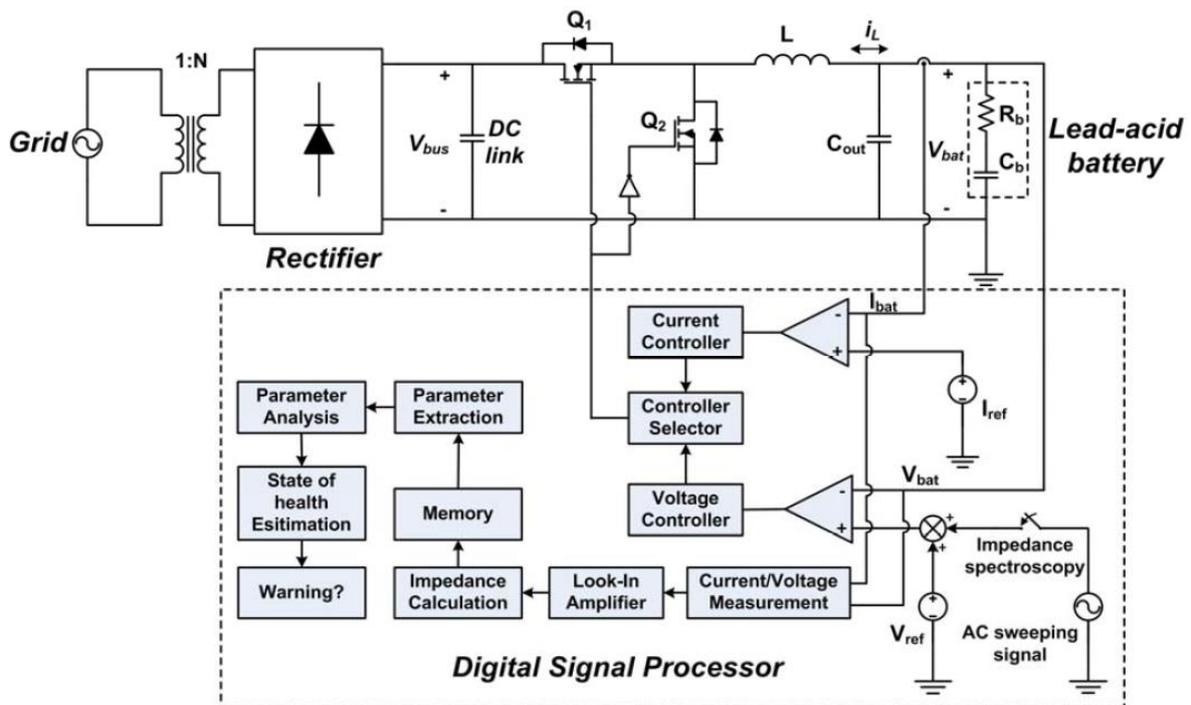


Figura 27: Diagrama de bloques del cargador inteligente.

La propuesta de Wangxin Huang [121], del año 2014, consiste en introducir una perturbación sinusoidal en el ciclo de trabajo del lazo de control del convertidor continua-continua tipo elevador que controla la corriente y la tensión de salida de la batería hacia las cargas, como se muestra en la figura 28. El método empleado es el EIS y una perturbación del 4% se introduce a distintas frecuencias, 100 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2,5 kHz, 5 kHz y 10 kHz, calculándose la impedancia de la batería mediante la división del rizado de tensión entre el rizado de corriente.

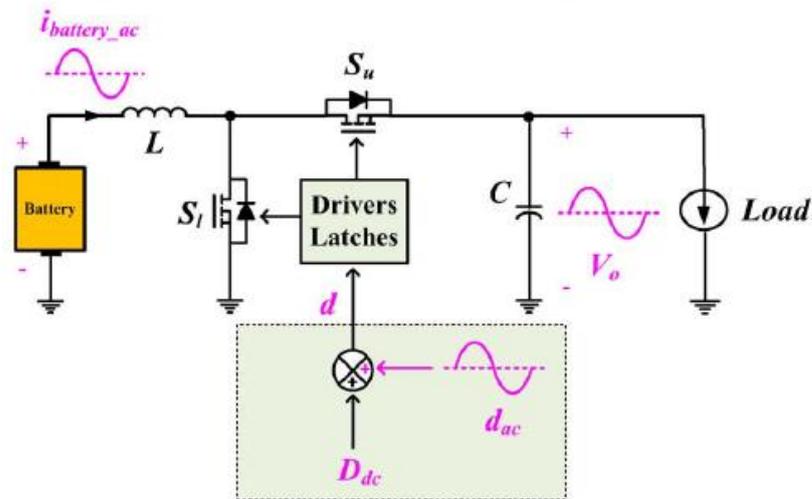


Figura 28: Inyección de una perturbación.

Reinhold Koch [96] presenta en 2014 un trabajo para calcular el SOC y SOH de una batería de litio mediante la modificación del lazo de control del cargador, empleando el método de EIS. Para hacer la prueba se usó la topología reductora (Buck) empleando como etapa de potencia un puente IGBT SEMITOP2 de 600 V/10 A de la casa Semikron. Para el control se empleó la placa de evaluación STEVAL-IHM011V1 de la casa ST Microelectronics, con salida en modulación de ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation) a 64 kHz. El filtro LC del reductor está compuesto de una bobina de 100 μ H/77 m Ω y un condensador de 15 μ F/7,4 m Ω . Para la medida de los datos de tensión y corriente se empleó el ADC MCP3903 de la casa Microchip, las lecturas fueron acondicionadas mediante un filtro Butterworth activo de cuarto orden. La prueba se realiza sobre 3 baterías en serie de Litio Samsung 18650 de 30 A & 3,7 V/3 Ah. En el año siguiente, 2015, el mismo autor presenta otro trabajo [95] con la misma línea de investigación, pero esta vez implementándola en un SAI para telecomunicaciones.

Las baterías de litio-ion, formadas por varios vasos en serie, necesitan un circuito de protección para asegurar que durante la carga no se producen puntos calientes por el fallo en un vaso, motivo por el que en el uso de dichas baterías es necesario emplear un sistema de administración de la batería (BMS) durante la carga. Los circuitos BMS más básicos solo miden la tensión de cada vaso durante la carga, desconectando el cargador en el caso de detectarse desequilibrio en la tensión de los vasos. Los sistemas BMS más sofisticados también incluyen un circuito de equalización que garantice que todos los vasos tienen la misma tensión. El sistema de equalización más extendido industrialmente, por su bajo costo y simplicidad, es conmutar una resistencia o transistor en paralelo con cada vaso. En el caso de las grandes baterías, como son las baterías de los EV y HEV, se emplean circuitos de equalización activos, formados habitualmente por una topología reductora-elevadora (Buck-Boost) que transfiere carga desde el vaso de mayor

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

tensión al vaso de menor tensión. Eric Din [25] en el año 2015 presenta un sistema para dotar al BMS de las capacidades de diagnóstico dinámico en tiempo real del SOC / SOH de la batería. La idea presentada por el autor consiste en la modificación del lazo de control del circuito activo de equalización para implementar la espectroscopía de impedancia electroquímica (EIS); de esta forma, se amplían las funciones del BMS incluyendo el equilibrio entre vasos y de la medida de la tensión, la corriente, la temperatura, estado de carga (SOC) y estado de salud (SOH) de la batería. El prototipo se verificó sobre dos celdas litio-ion de la casa Panasonic 18650 de 3.400 mAh.

En el trabajo de Yong-Duk Lee [71] del año 2015 propone introducir una nueva funcionalidad para los cargadores de batería de alta potencia mediante la incorporación de un algoritmo de medición de impedancia. El artículo está enfocado a los cargadores de batería de los vehículos eléctricos EV y HEV para dotarles de una medida de la impedancia online de la batería. Para la medida de la impedancia se introduce una perturbación sinusoidal en el lazo de control de la etapa de potencia encargada de la carga de la batería que produce una ondulación de corriente alterna superpuesta a la corriente continua de carga. La perturbación introducida barre las frecuencias entre 0,1 Hz y 100 Hz, siendo la amplitud del rizado de corriente introducido de ± 1 A, en la figura 29 se muestra el diagrama de bloques del sistema propuesto. La novedad de este trabajo radica en el uso de la transformada d-q, típicamente usada en el control de motores para separar el par y la velocidad angular, para calcular la parte real e imaginaria de la tensión y la corriente. Este método es mucho más rápido que la medida realizada en el método EIS empleando la transformación de Fourier discreta DFT.

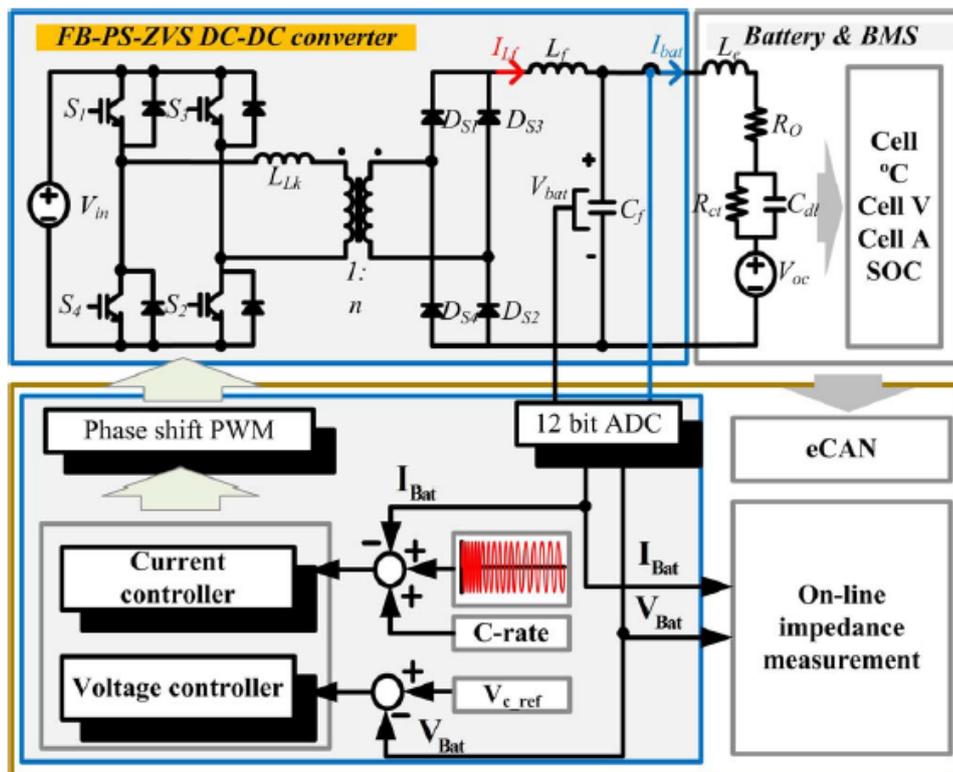


Figura 29: Diagrama de bloques del cargador.

Wangxin Huang presenta en 2016 un nuevo trabajo [62] que es una mejora sobre el presentado dos años antes, enfocado a reducir el tiempo de cálculo de su primera propuesta. La idea consiste en introducir mediante el uso de un sumador, como se muestra en la figura 30, todas las perturbaciones sinusoidales de distintas frecuencias al mismo tiempo y calcular la respuesta a cada una de las frecuencias mediante la transformada rápida de Fourier FFT.

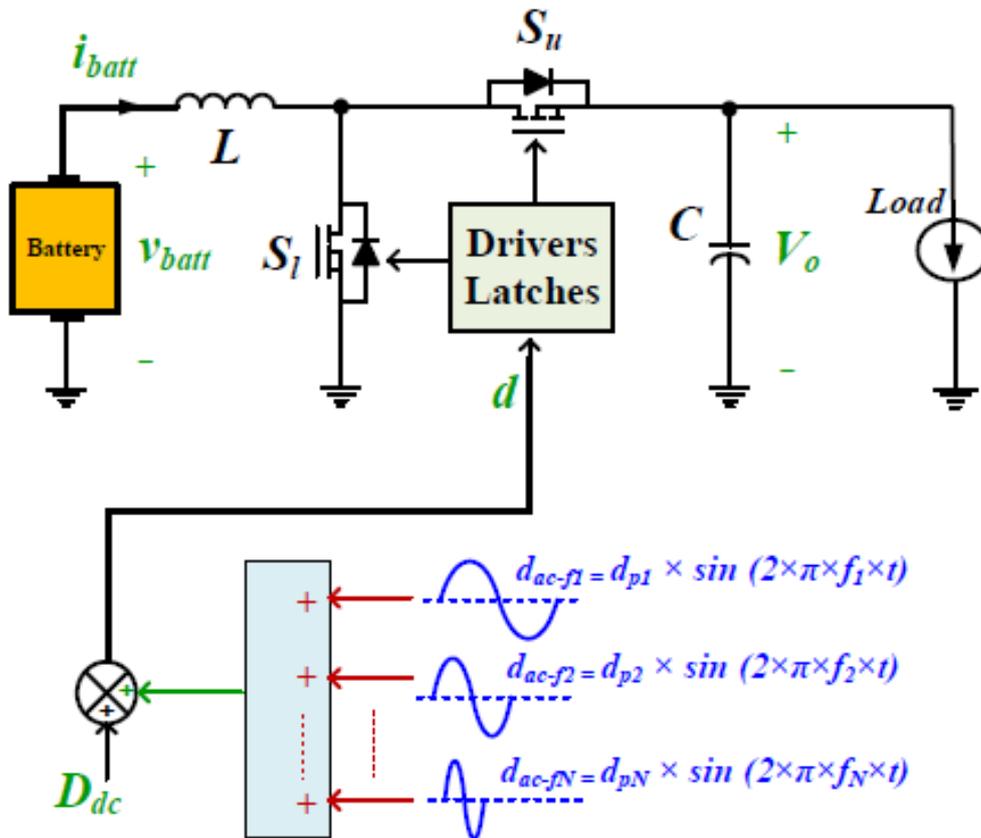


Figura 30: Inyección de las perturbaciones.

En 2018 Weiping Zhang publica dos trabajos [122] y [119] donde propone un método rápido para la medida de la impedancia de la batería basado en el método estadístico de correlación cruzada y midiendo solamente tres frecuencias significativas. Con el sistema propuesto se reducen tanto los tiempos de medida como los tiempos necesarios de cálculo. Para la medida de la tensión y la corriente se utiliza el método estadístico de correlación cruzada, obteniéndose una menor influencia de los ruidos de medida. Para obtener la perturbación de medida en la batería se actúa sobre el lazo de control de la etapa de potencia, que en este caso se trata de un reductor (Buck).

En 2018 Wangxin Huang y su equipo presentan un nuevo artículo [130] en el que se propone introducir una perturbación tipo pulsante en la tensión de referencia del control del lazo, como se representa en la figura 31. La frecuencia de la perturbación es de 200 Hz y se analizan mediante el análisis de Fourier los armónicos de corriente y de tensión de la batería, a la frecuencia principal y a la de sus armónicos. Los valores de impedancia obtenidos corresponden a las frecuencias de 200 Hz, 400 Hz, 600 Hz, 800 Hz, 1 kHz, 1,2 kHz, 1,4 kHz, 1,6 kHz y 1,8 kHz.

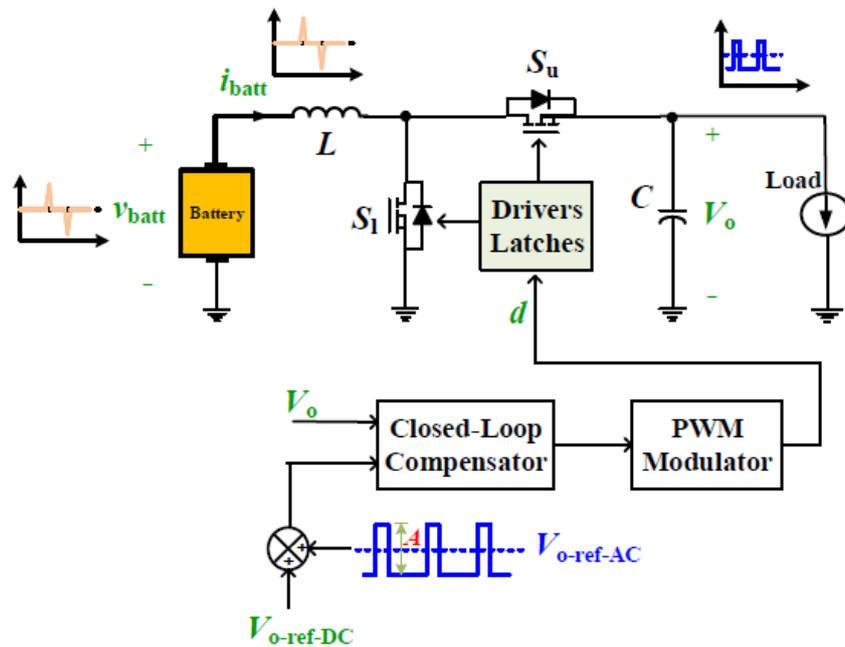


Figura 31: Inyección de una perturbación pulsante en el lazo de control.

T. N. Gücin [112], en el año 2020, presenta otra implementación que integra el análisis EIS en línea en el control de los convertidores cargadores de baterías. La técnica se basa en el método estadístico de correlación cruzada para procesar las medidas de las formas de onda de corriente y de tensión de la batería. El método propuesto presenta un tiempo de prueba bajo (al escanear todas las frecuencias de una vez) y una alta inmunidad a los ruidos. Se comprueba el método utilizando un convertidor controlado digitalmente de topología elevadora (Boost) que carga una batería de plomo-ácido sellada Yuasa NP7-12 de 12 V y 7 Ah.

3 CAPÍTULO III: METODOLOGÍA PROPUESTA

3.1 INTRODUCCIÓN

Tal como se ha visto en el análisis del estado del arte de las técnicas conocidas para la medida del SOH de las baterías de los SAI, es necesario introducir una perturbación de corriente sobre la batería para, mediante la medida de la respuesta de la batería, poder estimar el SOH. En la actualidad no existe ningún procedimiento no invasivo para poder medir el SOH de dichas baterías.

Es habitual que los SAI tengan un cargador que mantenga en flotación la batería, y la idea original que se defiende en esta tesis es usar el propio rizado de corriente del cargador como estímulo sobre la batería para poder medir su impedancia y de este modo, mediante un sistema no invasivo, poder estimar el SOH.

El nuevo sistema propuesto en esta tesis tiene muchas ventajas frente a los sistemas actuales analizados en el estado del arte; a continuación se enumeran las más relevantes:

- Es no invasivo, utilizando las condiciones de funcionamiento de la batería sin necesitar introducir una perturbación.
- Se puede implementar en los SAI actuales sin tener que modificar el convertidor ni necesitarse introducir una nueva etapa de potencia.
- Se puede automatizar, permitiendo hacer un mantenimiento remoto basado en la condición.
- Reduce los costes de mantenimiento, al no tener que parar el SAI ni necesitar el desplazamiento de un operario al SAI.
- Es económico, al no necesitar requerimientos especiales para su implementación.

3.2 METODOLOGÍA PROPUESTA

Para demostrar la factibilidad del sistema propuesto se analiza el caso particular de los sistemas SAI ferroviarios. Los trenes eléctricos disponen de un convertidor que transforma la tensión de catenaria en las tensiones que necesitan los equipos del tren; típicamente tienen dos salidas: una salida en trifásica para alimentar todos los motores distintos de los de tracción, como por ejemplo el motor de arrastre del compresor de aire, los motores de los equipos de aire acondicionado y los motores de ventilación, etc. y otra salida en continua para los equipos electrónicos del tren, típicamente esta salida también alimenta a una batería en flotación.

En concreto, para demostrar la factibilidad del sistema novedoso propuesto en esta Tesis, se utiliza el sistema SAI de los trenes de la serie 2000B de Metro de Madrid. Entiéndase esta implementación como un ejemplo que no limita la extensión del sistema propuesto a otras implementaciones de SAI.

En los coches de la serie 2000B de Metro de Madrid el convertidor usado es de la casa SEPSA con una potencia de 60 kVA. En la figura 32 se muestra el diagrama de bloques de este convertidor. El módulo inversor convierte la tensión continua de catenaria en alterna para alimentar un transformador trifásico con dos secundarios. De estas dos salidas, una es filtrada para dar la salida

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

trifásica de $380\text{ V}_{AC} / 50\text{ Hz}$ y 53 kVA , y la otra salida es rectificadora y filtrada para dar la salida de continua de 116 V y 7 kW , con la batería en paralelo.

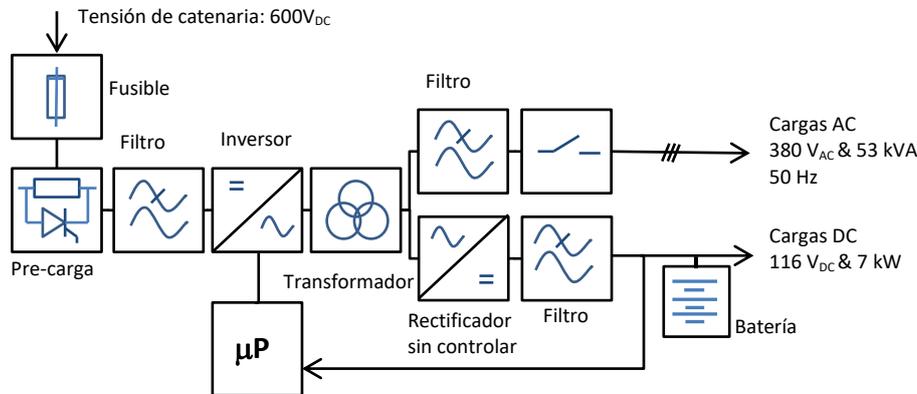


Figura 32: Diagrama de bloques del convertidor 60kAV SEPSA.

Esta configuración es la típica en los convertidores de potencia ferroviarios, encontrándose la misma solución en distintos fabricantes y con distinta potencias en todas las series de trenes de Metro de Madrid y en otras compañías ferroviarias. Como se va a utilizar la corriente de rizado del cargador como estímulo sobre la batería, pasamos a caracterizar dicha corriente para el caso del ejemplo elegido. De forma general, se puede afirmar que la amplitud del rizado de corriente en la batería depende del rizado de tensión de salida del convertidor entre la impedancia de la batería a dicha frecuencia, y que el rizado de tensión del convertidor es función de la topología empleada, de los filtros usados y del control implementado en el mismo.

En cuanto a la frecuencia del rizado de tensión, éste es proporcional a la frecuencia de alterna del transformador (50 Hz en nuestro caso), al obtenerse la salida de continua, que alimenta a la batería, por medio de un rectificador. También es función del rectificador trifásico empleado; si el rectificador es sin controlador aparece un rizado de tensión de 6 veces la frecuencia de alterna (esto es 300 Hz) y si el rectificador es semicontrolado aparece un rizado de tensión que es dependiente del ángulo de retardo, donde para ángulo cero el rizado es de 6 veces la frecuencia de alterna, pero al incrementarse el ángulo de retardo, el rizado cambia a 3 veces la frecuencia de alterna (150 Hz) [33]. En el ejemplo elegido del convertidor de 60 kVA el rectificador es sin controlador, por lo que la frecuencia fundamental de nuestro rizado es de 300 Hz .

En cuanto a la amplitud del rizado de tensión a la salida del convertidor, éste depende del control usado y de los filtros empleados. En la actualidad, las etapas inversoras trifásicas, que alimenta transformadores o motores, están formadas por tres ramas de dos IGBTs y el control puede ser vectorial o PWM. En el convertidor de 60 kVA su control emplean un patrón de modulación PWM de la forma mostrada en la figura 34, el canal 1 corresponde al disparo del IGBT alto y el canal 2 al disparo del IGBT bajo de una rama del ondulator. Las otras dos ramas tienen el mismo patrón desfasado 120° cada una. La tensión de salida del transformador tiene la misma forma que del patrón de modulación PWM de primario, en nuestro caso con las conmutaciones de $1,5\text{ kHz}$ de la modulada de potencia y los 50 Hz de la envolvente, por lo que se tiene que filtrar, típicamente con un filtro LC pasa bajo para eliminar las componentes de la modulación PWM. En la solución

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

empleada en el convertidor de 60 kVA, el fabricante SEPSA integra la bobina de filtro en el mismo transformador, por lo que el filtro de la salida está compuesto solamente por dos condensadores.

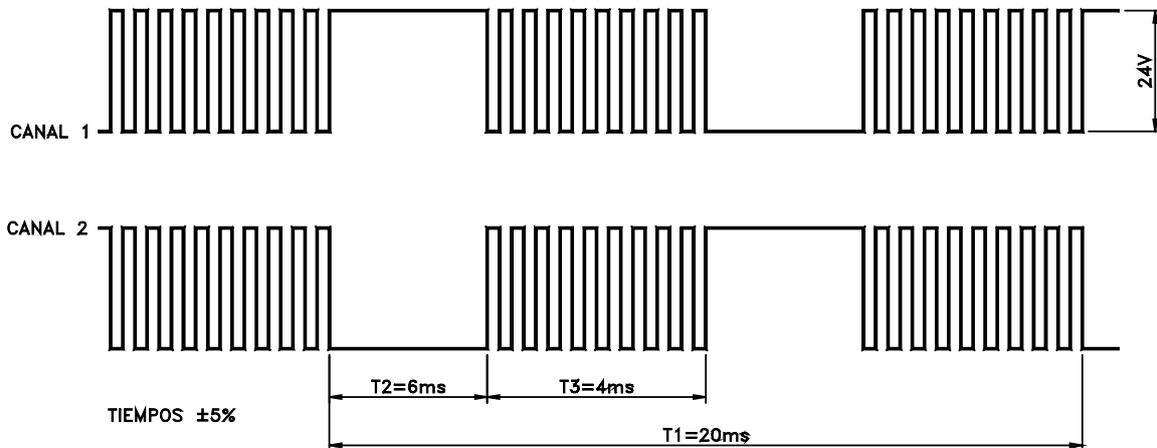


Figura 34: Patrón de modulación PWM.

En la figura 33 se presenta la tensión de salida de las tres fases (R canal 1, S canal 2 y T canal 3) con respecto a la masa de salida, donde se aprecia el efecto del filtrado de la frecuencia de 1,5 kHz sin llegar a eliminarla. También se presenta en el canal 4 el rizado de corriente a la salida. Las medidas están realizadas con 16 A en la salida de alterna y 45 A en la salida de continua, usándose en las dos salidas cargas resistivas (no está conectada la batería).

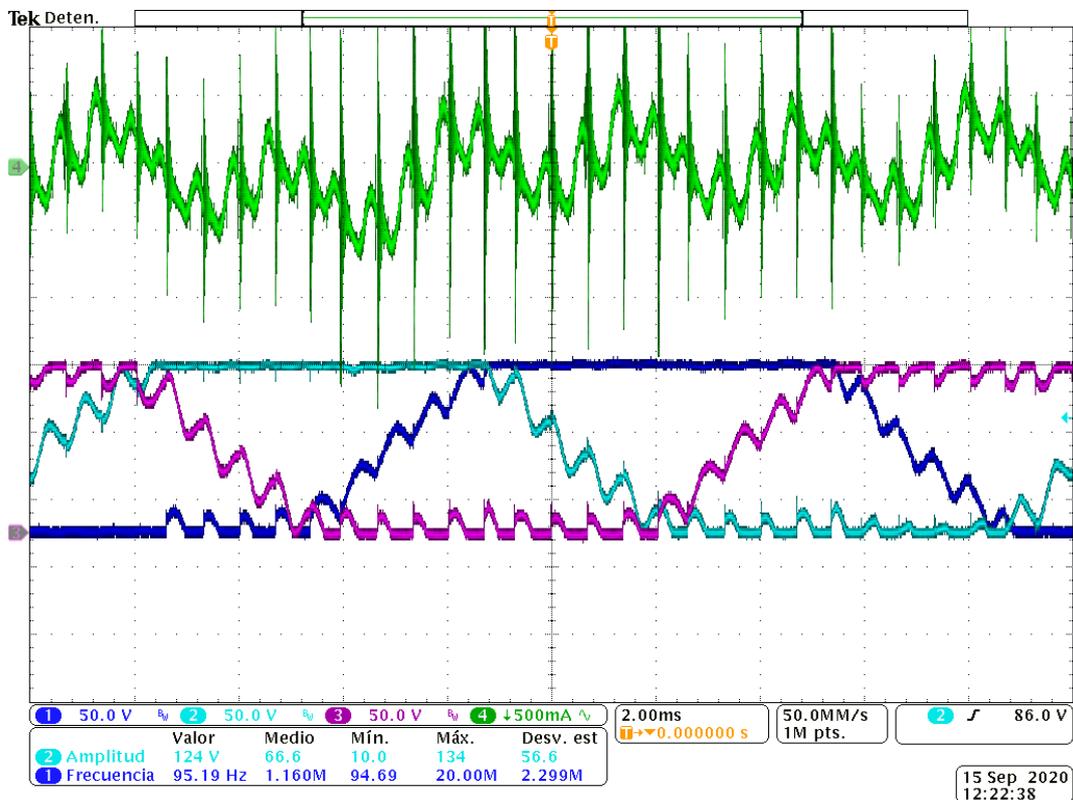


Figura 33: Tensión de salida RST del transformador y rizado de corriente.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

En la figura 35 se presentan, junto con la tensión de la fase R, los rizados de tensión (canal 1, azul) y el rizado resultante de corriente (canal 4, verde) con carga resistiva pura; es de suponer que con la batería conectada el rizado de corriente suba al tener menor impedancia a dichas frecuencias. Se comprueba igualmente que aparecen en los rizados las dos frecuencias, los 1,5 kHz del PWM de la potencia y los 300 Hz de la envolvente, al no ser suficiente el filtro empleado. Se aprecia también que tanto las formas de onda de los rizados de tensión como de corriente presentan mucho ruido de alta frecuencia originado por las conmutaciones de los IGBTs del ondulator y por los tiempos de recuperación de los diodos rectificadores de la salida de continua.

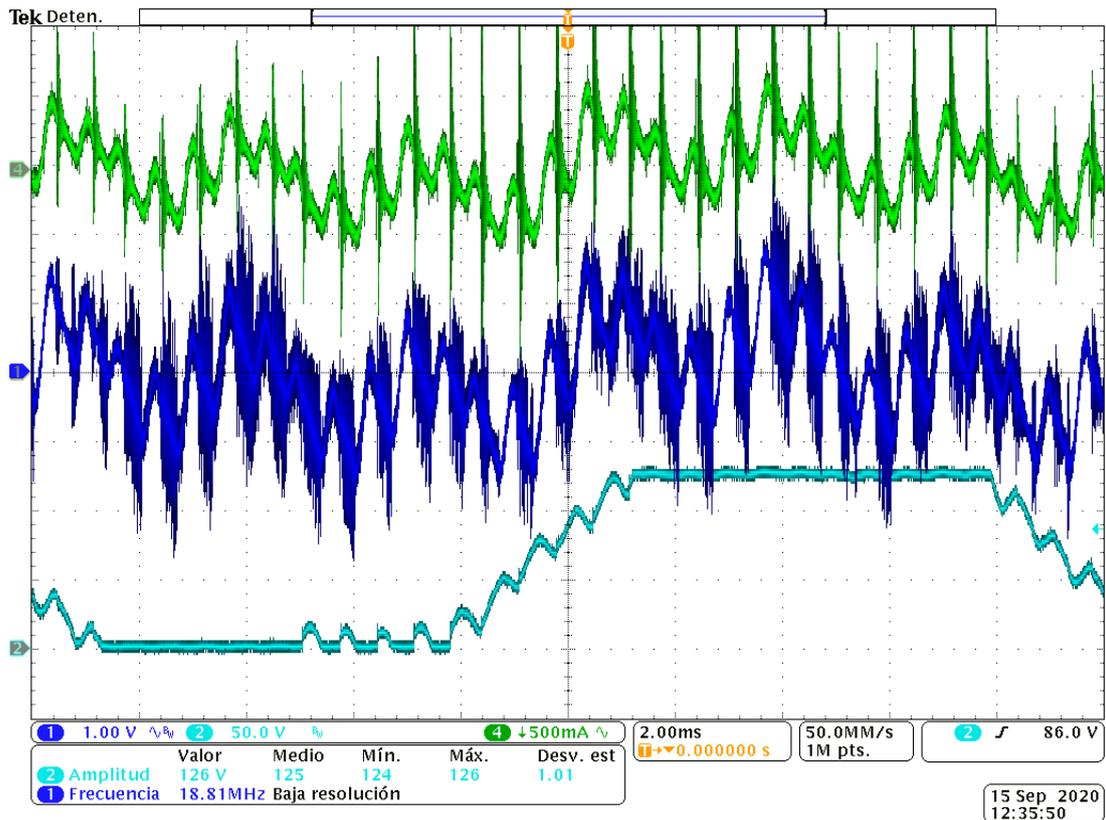


Figura 35: Rizados de tensión y de corriente con carga resistiva.

Para demostrar que es posible, tal como se defiende en esta tesis, la lectura de las impedancias de los vasos de una batería usando como estímulo el rizado de corriente producido por el convertidor se realizaron varias pruebas, tanto en banco como en campo.

El primer paso fue familiarizarse con las baterías ferroviarias, realizando medidas de impedancia con un equipo comercial y medidas de descargas parciales.

En el segundo paso se estudia y elige el método a emplear para extraer de las medidas capturadas de los valores de tensión y de corriente, el valor de los armónicos que nos permitan medir la impedancia de la batería. En el estado del arte se encuentran dos métodos matemáticos para dicha función, la transformada de Fourier y el amplificador de bloqueo Lock-in. Como trabajo previo necesario, se analizan dichos métodos de cálculo para elegir el que más se adecue al método propuesto en esta tesis.

Para comprobar que se pueden leer los valores de impedancia de los vasos con el sistema propuesto en esta tesis se realizan medidas en el laboratorio usando un registrador comercial sobre

una batería con su cargador SAI. Para la medida del rizado de tensión se utiliza un registrador comercial, y la lectura de corriente se captura mediante una sonda amperimétrica de efecto Hall, que convierte la lectura de corriente en tensión, y así poderla capturar también con el registrador. Posteriormente, se extraen los valores de los armónicos con el método elegido y se calcula el valor de impedancia de los vasos. Durante estas pruebas también se caracterizarán los rizados de tensión y de corriente en la batería con un osciloscopio.

Para validar que el sistema propuesto mide correctamente se realizan comparaciones con los valores de impedancia medidos con un equipo comercial. También se realiza una prueba de medir una resistencia conocida de un shunt mediante los rizados de corriente y tensión tal como se propone en esta tesis.

Por último se realizan medidas en el tren con el sistema propuesto en esta tesis, usándose un registrador comercial para comprobar que no hay armónicos producidos por el resto de equipos conectados a la salida de la batería que puedan distorsionar las medidas y así validar la implementación en tren del sistema propuesto.

Se resume a continuación el contenido de los distintos ensayos realizados que se documentarán con detalle en este capítulo:

- Ensayo 1: Se estudian las bondades de la medida de impedancia para el mantenimiento de las baterías. Se realizan medidas sobre dos baterías defectuosas, de las series 5000-4º y 2000B de Metro de Madrid, empleándose un equipo comercial.
- Ensayo 2: Se estudia el método óptimo para la extracción del valor de los rizados de tensión y de corriente en el ambiente ruidoso del conjunto SAI-batería como trabajo previo necesario para la extracción del valor de impedancia de la batería.
- Ensayo 3: Se valida el sistema propuesto en esta tesis, realizando medidas en el laboratorio empleando un registrador comercial sobre una batería con su cargador SAI.
- Ensayo 4: Se valida la implementación del sistema propuesto en esta tesis en tren, realizando medidas empleando un registrador comercial.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

3.3 ENSAYO 1: PRUEBAS SOBRE BATERÍAS VLA.

Para poder evaluar la factibilidad de determinar el estado de salud de una batería plomo ácido a través de la medida del rizado de corriente producido por el rizado de tensión impuesto por el cargador, lo primero es estudiar el comportamiento de la batería y analizar los resultados de los métodos actuales para la medida del estado de salud de la batería SOH.

En los siguientes apartados se muestran los resultados de las medidas efectuadas en el laboratorio sobre dos tipos de baterías VLA usadas en los trenes de Metro de Madrid. Las pruebas realizadas se basan en las recomendaciones dadas por la norma IEEE 450 de 2010 [2]. Se incluyen pruebas de descarga, medidas de impedancia, con un equipo comercial, y medidas de la tensión de flotación. No se ha realizado medidas de densidad al no ser un método factible de ser implementado de forma remota.

3.3.1 Ensayos sobre una batería VLA de un tren de la serie 5000-4ª

Las primeras pruebas en el laboratorio se realizan sobre una batería VLA de un tren metropolitano de la serie 5000-4ª de Metro de Madrid, mostrada en la figura 36, compuesta por 52 vasos agrupados en 9 celdas. Las celdas son del fabricante EXIDE tipo CLASSIC 52 04EPzSQ024 SC de 12 V y 240 Ah (C5). Cada celda contiene 6 vasos (menos una que tiene 4) unidos mediante puentes del fabricante Frötek de 95 mm de longitud y 25 mm² de sección, modelo 6102510095, con una resistencia típica de 65 $\mu\Omega \pm 10\%$ a 25 °C. Las celdas están unidas entre ellas por puentes del fabricante Frötek de 300 mm de longitud y 50 mm² de sección, modelo 6105020300, con una resistencia típica de 105 $\mu\Omega \pm 10\%$ a 25 °C. La batería está usada y fue desmontada de un tren por su mal estado, presentando signos de sulfatación en las bornas de algunos vasos y en las conexiones entre algunos de los vasos.



Figura 36: Batería de los coches 5000-4ª.

Este modelo de batería está obsoleto, pero se encuentra la información del sustituto actual del mismo fabricante EXIDE GNB de la serie Classic OPzS [11] que para un vaso de 250 Ah C10 especifica una resistencia interna de 0,72 m Ω .

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Se deja la batería cargándose a la tensión flotación empleada en Metro de Madrid de 116 V, lo que corresponde a una tensión por vaso de 2,23 V, durante 10 horas, y posteriormente se desconecta para realizar la primera medida de impedancia.

El equipo utilizado para la medida es de casa MEGGER modelo BITE 2; la temperatura en la sala es de 24 °C. Este equipo, para realizar la medida de la impedancia introduce una perturbación de corriente sinusoidal de 8,6 A a la frecuencia de 50 Hz. En la tabla 4 se resumen las medidas obtenidas.

	Z vaso (mΩ)	R puente vaso (mΩ)	R puente celda (mΩ)	Tensión vaso (V)
Mínimo	0,715	0,062	0,107	2,153
Máximo	1,133	0,081	0,403	2,261
Media	0,921	0,066	0,189	2,225
Total	47,915	2,854	1,508	115,709

Tabla 4: Resumen de medidas con el MEGGER BITE 2

Se presentan en la tabla 5 el detalle de las medidas de todos los vasos indicando la impedancia, la tensión de flotación y la resistencia de los puentes de conexión. Se analizan a continuación los resultados de las medidas examinando independientemente cada una de ellas.

En cuanto a las medidas de impedancia de la batería, si se admite una tolerancia del $\pm 25\%$ las impedancias tendrán que estar dentro del margen de 0,54 mΩ y 0,9 mΩ. Se encuentran 25 vasos dentro del margen y 27 vasos con su impedancia por encima de +25%, llegando al máximo de 1,133 mΩ.

Se pasa a analizar las medidas de las tensiones de flotación de los vasos. Si se divide la tensión de carga utilizada de 116 V entre los 52 vasos se obtiene que le corresponde a cada vaso una tensión de 2,23 V. Sabiendo que se recomienda que la diferencia entre las tensiones de flotación de los vasos estén dentro del $\pm 1\%$ los vasos tendrán que tener su tensión de flotación entre 2,20 V y 2,25 V. Con este criterio la batería tiene 13 vasos con su tensión de flotación por encima de la tolerancia (marcados en azul), llegando al máximo de 2,261 V y 10 vasos por debajo del mínimo (marcados en rojo), llegando al mínimo de 2,153 V. Recuérdese que la tensión de flotación baja origina la disminución de la densidad, la sulfatación irreversible de las placas y la pérdida de capacidad, mientras que la tensión de flotación elevada origina el consumo más elevado de agua, la pérdida del electrolito y la corrosión de la placa positiva [52].

Analizando las resistencias de los puentes de conexión entre vasos y entre celdas se observa que hay 5 puentes entre vasos con la resistencia superior a la máxima de acuerdo a su tolerancia, lo que indica que están en mal estado (en la tabla 5 se marcan en rojo). También se observa que hay 3 puentes entre las celdas defectuosos (el puente entre la celda 4 y 5 está hecho con unas pinzas para poderse abrir el circuito en el laboratorio, por lo que su resistencia es mayor y no se debe tener en cuenta) que se marcan en rojo en la tabla. En un análisis posterior se comprueba que los puentes marcados estaban efectivamente en mal estado, encontrándose sulfatados.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

VASO	CELDA	Z vaso (mΩ)	R conexión (mΩ)	Tensión vaso (V)
Vaso 01	celda 1	0,736	0,072	2,253
Vaso 02	celda 1	0,733	0,066	2,256
Vaso 03	celda 1	0,777	0,065	2,248
Vaso 04	celda 1	0,754	0,066	2,261
Vaso 05	celda 1	0,749	0,066	2,258
Vaso 06	celda 1	0,732	0,301 (celda)	2,256
Vaso 07	celda 2	0,715	0,066	2,253
Vaso 08	celda 2	0,727	0,066	2,256
Vaso 09	celda 2	0,761	0,065	2,253
Vaso 10	celda 2	0,751	0,065	2,258
Vaso 11	celda 2	0,742	0,063	2,258
Vaso 12	celda 2	0,743	0,159 (celda)	2,251
Vaso 13	celda 3	1,076	0,067	2,197
Vaso 14	celda 3	1,118	0,069	2,226
Vaso 15	celda 3	1,046	0,062	2,229
Vaso 16	celda 3	1,068	0,067	2,224
Vaso 17	celda 3	1,093	0,067	2,224
Vaso 18	celda 3	1,072	0,107 (celda)	2,229
Vaso 19	celda 4	1,133	0,065	2,187
Vaso 20	celda 4	0,930	0,062	2,231
Vaso 21	celda 4	1,021	0,062	2,221
Vaso 22	celda 4	0,980	0,065	2,221
Vaso 23	celda 4	1,041	0,066	2,217
Vaso 24	celda 4	1,081	0,204 (celda pinza)	2,224
Vaso 25	celda 5	0,992	0,081	2,212
Vaso 26	celda 5	1,049	0,077	2,202
Vaso 27	celda 5	1,059	0,063	2,177
Vaso 28	celda 5	1,111	0,062	2,207
Vaso 29	celda 5	0,989	0,062	2,209
Vaso 30	celda 5	1,028	0,111 (celda)	2,214
Vaso 31	celda 6	1,022	0,073	2,204
Vaso 32	celda 6	1,048	0,066	2,182
Vaso 33	celda 6	0,893	0,063	2,221
Vaso 34	celda 6	1,031	0,067	2,199
Vaso 35	celda 6	1,044	0,067	2,195
Vaso 36	celda 6	0,982	0,115 (celda)	2,217
Vaso 37	celda 7	0,829	0,066	2,243
Vaso 38	celda 7	0,844	0,064	2,243
Vaso 39	celda 7	0,840	0,065	2,243
Vaso 40	celda 7	0,845	0,067	2,241
Vaso 41	celda 7	0,824	0,065	2,243
Vaso 42	celda 7	0,846	0,403 (celda)	2,241
Vaso 43	celda 8	0,829	0,066	2,253
Vaso 44	celda 8	0,822	0,066	2,243
Vaso 45	celda 8	0,812	0,066	2,241
Vaso 46	celda 8	0,841	0,065	2,248
Vaso 47	celda 8	0,853	0,065	2,239
Vaso 48	celda 8	0,820	0,108 (celda)	2,258
Vaso 49	celda 9	1,036	0,075	2,165
Vaso 50	celda 9	1,017	0,066	2,153
Vaso 51	celda 9	1,006	0,065	2,155
Vaso 52	celda 9	1,024		2,170

Tabla 5: Medidas de todos los vasos y puentes con el BITE 2.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

A continuación se resumen las conclusiones de las medidas en cuanto a la impedancia:

- 25 vasos tienen su impedancia dentro del margen del $\pm 25\%$ de la típica.
- 27 vasos tienen su impedancia por encima del $+ 25\%$ de la típica.

En lo que se refiere a la tensión de flotación:

- 10 vasos tienen su tensión de flotación por debajo de los 2,20 V.
- 29 vasos tienen su tensión de flotación dentro del margen del $\pm 1\%$.
- 13 vasos tienen su tensión de flotación por encima de los 2,25 V.

Para ver el estado de salud (SOH) de los vasos, después de estar en carga/flotación durante 10 horas, se realiza una prueba de descarga a corriente constante de 30 A durante 8 horas, monitorizando la tensión de cada vaso a intervalos de una hora y limitándose la mínima tensión de cada vaso en 1,75 V [1] y [2].

La figura 37 presenta la gráfica de descargas correspondientes a los 14 vasos con peor comportamiento; no se representan el resto de vasos para mantener la claridad de la figura, donde se aprecia que 11 vasos no son capaces de dar el 100% de su carga, alcanzando el valor límite de tensión antes de las 8 horas. En particular, los vasos 49, 50, 51 y 52 se descargan apresuradamente no llegando a las 2 horas.

Se representan en la tabla 6, junto al valor de capacidad el valor de su impedancia y su tensión de flotación, los vasos que no han llegado al 80% de su carga ya que es el límite donde se recomienda su cambio por considerar que están agotados [1], [2] y [12].

VASO	CELDA	Z vaso (m Ω)	Tensión vaso (V)	Capacidad
Vaso 49	celda 9	1,036	2,165	12%
Vaso 51	celda 9	1,006	2,155	12%
Vaso 50	celda 9	1,017	2,153	25%
Vaso 52	celda 9	1,024	2,170	25%
Vaso 34	celda 6	1,031	2,199	50%
Vaso 35	celda 6	1,044	2,195	63%
Vaso 13	celda 3	1,076	2,197	75%
Vaso 19	celda 4	1,133	2,187	75%
Vaso 27	celda 5	1,059	2,177	75%
Vaso 32	celda 6	1,048	2,182	75%
Vaso 28	celda 5	1,111	2,207	88%

Tabla 6: Resumen de la prueba de descarga.

Se pasa a hacer una comparación de estos vasos defectuosos en función de la impedancia y de la tensión de flotación con el resto de vasos. Se ordenan los datos medidos de dos formas distintas: una, ordenando los datos por el valor de impedancia decreciente y otra ordenándolos por tensión de flotación creciente. Se comprueba en la tabla 7 que los vasos con menor tensión de flotación son los que tienen menor capacidad de carga. No se encuentra la misma relación entre el valor de impedancia y la capacidad de carga, encontrándose por ejemplo el vaso 14 con 1,118 m Ω , que pasa la prueba de descarga y el vaso 51 con 1,006 m Ω , que es el que tiene peor estado y no pasa la prueba.

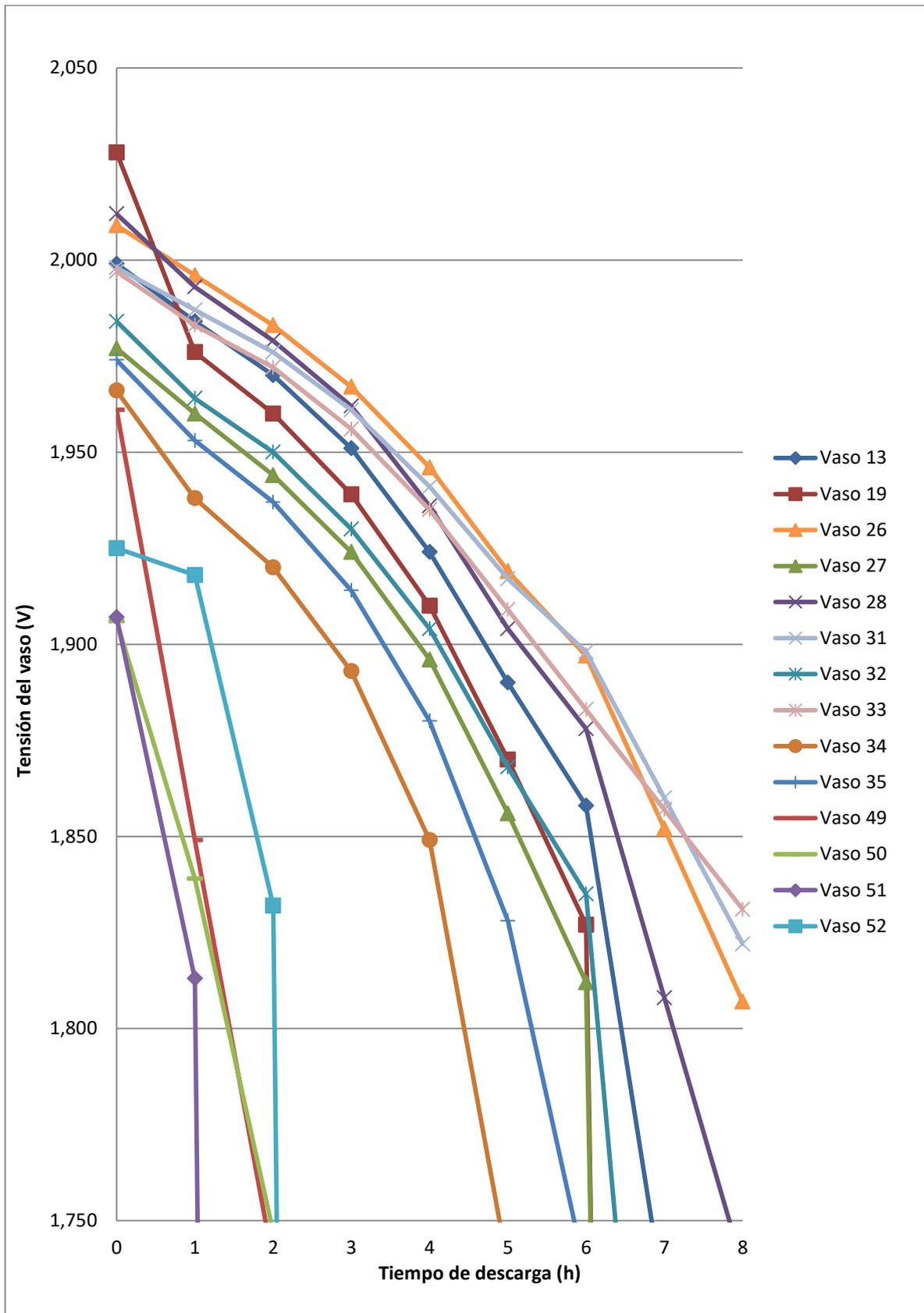


Figura 37: Gráfica de descargas.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

VASO	CELDA	Z vaso (mΩ)	Tensión vaso (V)	Capacidad	VASO	CELDA	Z vaso (mΩ)	Tensión vaso (V)	Capacidad
Vaso 19	celda 4	1,133	2,187	75%	Vaso 50	celda 9	1,017	2,153	25%
Vaso 14	celda 3	1,118	2,226	100%	Vaso 51	celda 9	1,006	2,155	12%
Vaso 28	celda 5	1,111	2,207	88%	Vaso 49	celda 9	1,036	2,165	12%
Vaso 17	celda 3	1,093	2,224	100%	Vaso 52	celda 9	1,024	2,170	25%
Vaso 24	celda 4	1,081	2,224	100%	Vaso 27	celda 5	1,059	2,177	75%
Vaso 13	celda 3	1,076	2,197	75%	Vaso 32	celda 6	1,048	2,182	75%
Vaso 18	celda 3	1,072	2,229	100%	Vaso 19	celda 4	1,133	2,187	75%
Vaso 16	celda 3	1,068	2,224	100%	Vaso 35	celda 6	1,044	2,195	63%
Vaso 27	celda 5	1,059	2,177	75%	Vaso 13	celda 3	1,076	2,197	75%
Vaso 26	celda 5	1,049	2,202	100%	Vaso 34	celda 6	1,031	2,199	50%
Vaso 32	celda 6	1,048	2,182	75%	Vaso 26	celda 5	1,049	2,202	100%
Vaso 15	celda 3	1,046	2,229	100%	Vaso 31	celda 6	1,022	2,204	100%
Vaso 35	celda 6	1,044	2,195	63%	Vaso 28	celda 5	1,111	2,207	88%
Vaso 23	celda 4	1,041	2,217	100%	Vaso 29	celda 5	0,989	2,209	100%
Vaso 49	celda 9	1,036	2,165	12%	Vaso 25	celda 5	0,992	2,212	100%
Vaso 34	celda 6	1,031	2,199	50%	Vaso 30	celda 5	1,028	2,214	100%
Vaso 30	celda 5	1,028	2,214	100%	Vaso 23	celda 4	1,041	2,217	100%
Vaso 52	celda 9	1,024	2,170	25%	Vaso 36	celda 6	0,982	2,217	100%
Vaso 31	celda 6	1,022	2,204	100%	Vaso 33	celda 6	0,893	2,221	100%
Vaso 21	celda 4	1,021	2,221	100%	Vaso 21	celda 4	1,021	2,221	100%
Vaso 50	celda 9	1,017	2,153	25%	Vaso 22	celda 4	0,98	2,221	100%
Vaso 51	celda 9	1,006	2,155	12%	Vaso 17	celda 3	1,093	2,224	100%

Tabla 7: Comparativa ordenando por impedancia vs tensión de flotación.

Los datos obtenidos concuerdan con las recomendaciones de la norma IEEE 450 de 2010 para las baterías VLA [2], que indica que la medida de resistencia interna no se ha de tomar como una medida absoluta, sino que ha de tomarse como una herramienta para analizar tendencias tomándose lecturas periódicas.

Otro factor que puede estar afectando a los resultados es el hecho de que pueden existir pequeños cortocircuitos internos provocados por el plomo dendrítico, causando una disminución de la impedancia al mismo tiempo que provocan una tensión de flotación menor [15]. Esto explicaría por qué los vasos más afectados no presentan las impedancias mayores. Lo que sí que se cumple es que todos los vasos en mal estado tienen su impedancia por encima del máximo de tolerancia y su tensión de flotación por debajo de la mínima admisible.

3.3.2 Ensayos sobre una batería VLA de un tren de la serie 2000B.

Se continúan las pruebas con otra batería procedente de un tren de la serie 2000B de Metro de Madrid. La batería es muy similar a la anteriormente analizada, pero de la mitad de capacidad, estando también compuesta por 52 vasos agrupados en 9 celdas tal como muestra la figura 38.

Las celdas son de EXIDE tipo CLASSIC 52.02EPZS0120 SC de 12 V y 120 Ah (C5). Los puentes entre vasos y entre celdas son iguales a los utilizados en la batería analizada en el punto 3.3.1. Al igual que la batería de los coches 5000 4ª, proviene de un tren 2000B, retirada por su mal estado, presentando signos de sulfatación en alguna de las conexiones entre vasos.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Aunque este modelo de batería está actualmente obsoleto, se encuentra la información del sustituto actual del mismo fabricante EXIDE GNB de la serie Classic OPzS [11], que para un vaso de 150 Ah especifica una resistencia interna de 1,050 mΩ.



Figura 38: Batería de los coches 2000B.

Se deja la batería cargándose a la tensión flotación de 116 V, lo que corresponde a una tensión por vaso de 2,238 V, durante 10 horas, quedando la corriente de flotación en 173 mA. Posteriormente, se desconecta para realizar la primera medida de impedancia.

Pasado este tiempo se realiza la medida de impedancia utilizando el equipo MEGGER BITE 2; la temperatura en la sala es de 24 °C y la corriente inyectada es de 8,3 AC a la frecuencia de 50 Hz. En la tabla 8 se presenta un resumen de las medidas realizadas.

	Z vaso (mΩ)	R puente vaso (mΩ)	R puente celda (mΩ)	Tensión vaso (V)
Mínimo	0,953	0,050	0,098	2,212
Máximo	1,840	0,096	0,191	2,317
Media	1,295	0,068	0,122	2,238
Total	67,317	2,935	0,974	116,37

Tabla 8: Resumen de medidas con el MEGGER BITE 2.

Se presenta en la tabla 9 el detalle de las medidas de todos los vasos, indicando la impedancia, la tensión de flotación y la resistencia de los puentes de conexión.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

VASO	CELDA	Z vaso (mΩ)	R conexión (mΩ)	Tensión vaso (V)
vaso01	celda1	1,294	0,096	2,2438
vaso02	celda1	1,207	0,070	2,2386
vaso03	celda1	1,265	0,059	2,2382
vaso04	celda1	0,996	0,070	2,2249
vaso05	celda1	1,222	0,065	2,2142
vaso06	celda1	1,265	0,109 (celda)	2,2452
vaso07	celda2	1,163	0,068	2,3044
vaso08	celda2	1,150	0,065	2,3019
vaso09	celda2	1,149	0,077	2,3168
vaso10	celda2	1,207	0,068	2,3025
vaso11	celda2	1,124	0,068	2,2962
vaso12	celda2	1,095	0,103 (celda)	2,2330
vaso13	celda3	1,265	0,071	2,2390
vaso14	celda3	1,595	0,068	2,2300
vaso15	celda3	1,542	0,061	2,2238
vaso16	celda3	1,366	0,066	2,2205
vaso17	celda3	1,840	0,069	2,2307
vaso18	celda3	1,524	0,118 (celda)	2,2306
vaso19	celda4	1,782	0,076	2,2422
vaso20	celda4	1,581	0,069	2,2312
vaso21	celda4	1,556	0,065	2,2166
vaso22	celda4	1,411	0,070	2,2237
vaso23	celda4	1,509	0,068	2,2294
vaso24	celda4	1,469	0,116 (celda)	2,2296
vaso25	celda5	1,300	0,065	2,2343
vaso26	celda5	1,221	0,073	2,2291
vaso27	celda5	1,207	0,061	2,2367
vaso28	celda5	1,135	0,070	2,2369
vaso29	celda5	1,300	0,065	2,2180
vaso30	celda5	1,207	0,098 (celda)	2,2408
vaso31	celda6	0,953	0,083	2,2328
vaso32	celda6	1,221	0,067	2,2232
vaso33	celda6	1,251	0,068	2,2290
vaso34	celda6	1,294	0,067	2,2299
vaso35	celda6	1,222	0,069	2,2279
vaso36	celda6	1,499	0,135 (celda)	2,2342
vaso37	celda7	1,466	0,075	2,2425
vaso38	celda7	1,236	0,066	2,2359
vaso39	celda7	1,193	0,065	2,2330
vaso40	celda7	1,207	0,069	2,2343
vaso41	celda7	1,251	0,065	2,2383
vaso42	celda7	1,481	0,104 (celda)	2,2115
vaso43	celda8	1,251	0,068	2,2402
vaso44	celda8	1,207	0,068	2,2311
vaso45	celda8	1,150	0,050	2,2243
vaso46	celda8	1,193	0,065	2,2297
vaso47	celda8	1,193	0,075	2,2225
vaso48	celda8	1,294	0,191 (celda)	2,2310
vaso49	celda9	1,236	0,068	2,2303
vaso50	celda9	1,176	0,058	2,2133
vaso51	celda9	1,174	0,066	2,2354
vaso52	celda9	1,222		2,2390

Tabla 9: Medidas con el MEGGER BITE 2, Batería 2000B.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Analizando las resistencias de los puentes de conexión entre vasos y entre celdas se observa que hay 2 puentes entre vasos con la resistencia superior a la máxima de acuerdo a su tolerancia, lo que indica que están en mal estado (en la tabla 9 se marcan en rojo). También se observa que hay 2 puentes entre las celdas defectuosos que se marcan en rojo en la tabla. En un análisis posterior se comprueba que los puentes marcados estaban efectivamente en mal estado, encontrándose sulfatados.

Se pasa a analizar las medidas de las tensiones de flotación de los vasos. Si se divide la tensión de carga utilizada de 116 V entre los 52 vasos se obtiene que le corresponde a cada vaso una tensión de 2,23 V. Sabiendo que se recomienda que la diferencia entre las tensiones de flotación de los vasos estén dentro del $\pm 1\%$, los vasos tendrán que tener su tensión de flotación entre los valores 2,215 V y 2,260 V. Con este criterio la batería tiene 5 vasos con su tensión de flotación por encima de la tolerancia (marcados en azul), llegando al máximo de 2,317 V y 3 vasos por debajo del mínimo (marcados en rojo), llegando al mínimo de 2,212 V.

Se analizan ahora las medidas de impedancia de la batería; si se admite una tolerancia del $\pm 25\%$ las impedancias tendrán que estar dentro del margen de 0,787 m Ω y 1,312 m Ω . Se encuentran 14 vasos con su impedancia por encima de + 25%, llegando al máximo de 1,840 m Ω .

A continuación se resumen las conclusiones de las medidas en cuanto a la impedancia:

- 38 vasos con la impedancia dentro del margen del 1,05 m $\Omega \pm 25\%$.
- 14 vasos tienen su impedancia por encima del + 25%.

En lo que se refiere a la tensión de flotación:

- 44 vasos tienen su tensión de flotación dentro del margen del 2,238 V $\pm 1\%$.
- 3 vasos tienen su tensión de flotación por debajo del - 1% (2,215 V).
- 5 vasos tienen su tensión de flotación por encima del + 1% (2,260 V).

En lo que se refiere a los puentes de interconexión:

- Hay dos puentes entre vasos defectuosos con resistencias de 83 $\mu\Omega$ y 96 $\mu\Omega$.
- Hay dos puentes entre celdas defectuosos con resistencias de 135 $\mu\Omega$ y 191 $\mu\Omega$.

Se realiza una prueba de descarga parcial a 24 A durante 3 horas. La figura 39 presenta la gráfica de descargas de los 11 vasos con peor comportamiento; no se presentan todos los vasos para que la gráfica resulte más clara de leer, donde se aprecia que 8 vasos son los que se descargan más rápidamente.

En la tabla 10 se muestran las medidas de los vasos que se descargaron más y que llegaron a las tensiones más bajas junto a sus valores de impedancia y tensión de flotación. Se comprueba que los vasos que se comportan peor en la prueba de descarga tienen todos sus impedancias por encima de la máxima permitida. El vaso que presenta peor comportamiento, vaso 21, también presenta una tensión de flotación de las más bajas.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

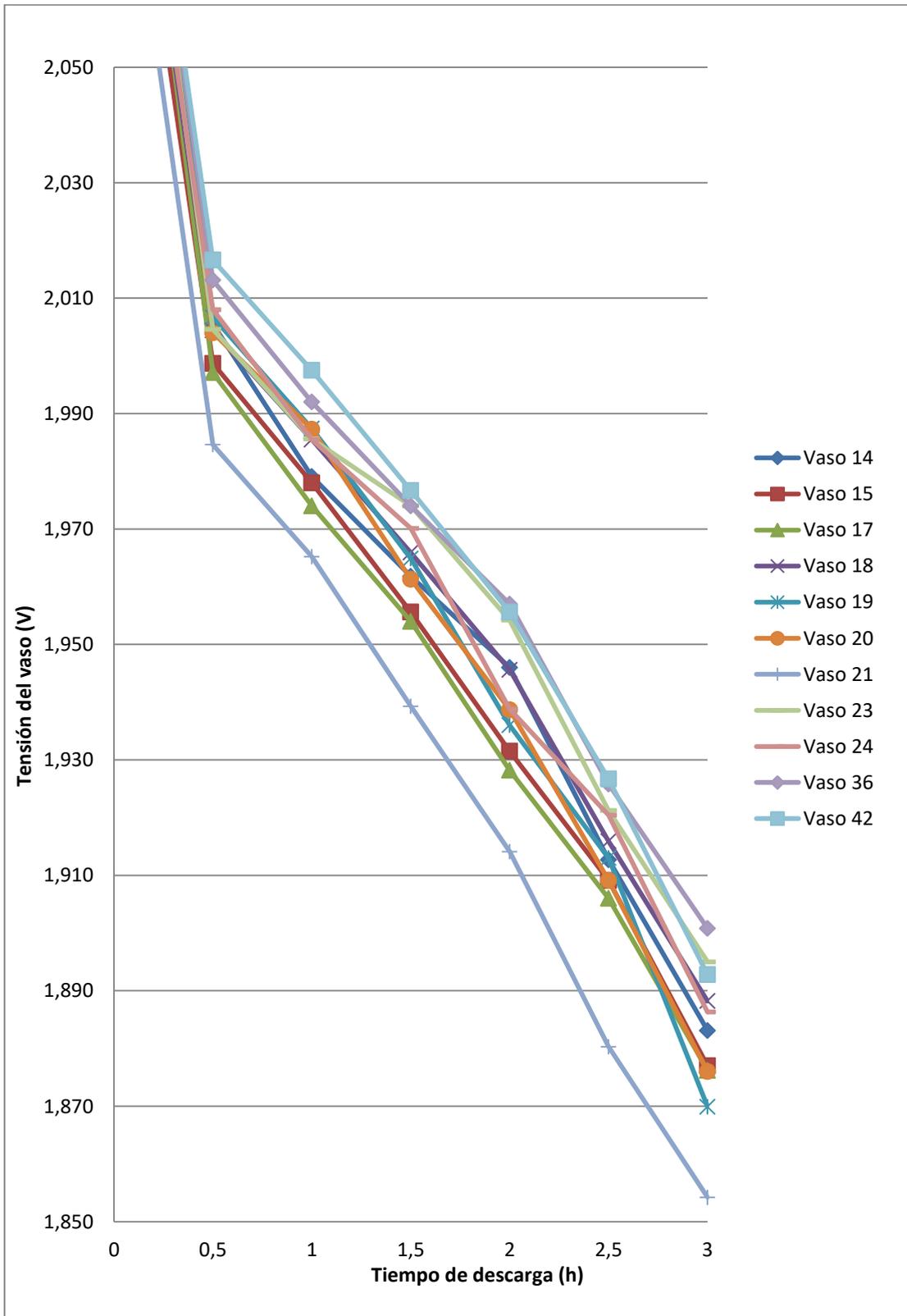


Figura 39: Gráfica de descargas de la batería 2000B.

	CELDA	Impedancia (mΩ)	Tensión vaso en flotación (V)	Tensión final del vaso (V)
Vaso 21	celda 4	1,556	2,2166	1,8542
Vaso 19	celda 4	1,782	2,2422	1,8699
Vaso 20	celda 4	1,581	2,2312	1,8760
Vaso 17	celda 3	1,840	2,2307	1,8762
Vaso 15	celda 3	1,542	2,2238	1,8770
Vaso 14	celda 3	1,595	2,2300	1,8831
Vaso 24	celda 4	1,469	2,2296	1,8863
Vaso 18	celda 3	1,524	2,2306	1,8882

Tabla 10: Resultado de la descarga parcial a 24 A.

Se pasa a hacer una comparación de estos vasos con peor comportamiento en descarga, en función de la impedancia y en función de la tensión de flotación, con el resto de vasos. Se ordenan los datos medidos de dos formas distintas: una, ordenando los datos por el valor de impedancia decreciente y otra ordenándolos por tensión de flotación creciente. En el primer caso, la tabla 11 ordena por impedancia decreciente se puede comprobar la relación entre el valor de impedancia y el estado de capacidad del vaso, estando los vasos con mayor impedancia dentro del grupo de peor capacidad, pero no con el mismo orden. En el segundo caso, la tabla ordenada por la tensión de flotación creciente no se encuentra ninguna relación con el estado de carga.

VASO	CELDA	Impedancia (mΩ)	Tensión vaso en flotación (V)	Tensión final del vaso (V)	VASO	CELDA	Impedancia (mΩ)	Tensión vaso en flotación (V)	Tensión final del vaso (V)
Vaso 17	celda 3	1,840	2,2307	1,8762	Vaso 42	celda 7	1,481	2,2115	1,8928
Vaso 19	celda 4	1,782	2,2422	1,8699	Vaso 50	celda 9	1,176	2,2133	1,9277
Vaso 14	celda 3	1,595	2,2300	1,8831	Vaso 05	celda 1	1,222	2,2142	1,9146
Vaso 20	celda 4	1,581	2,2312	1,8760	Vaso 21	celda 4	1,556	2,2166	1,8542
Vaso 21	celda 4	1,556	2,2166	1,8542	Vaso 29	celda 5	1,300	2,2180	1,9179
Vaso 15	celda 3	1,542	2,2238	1,8770	Vaso 16	celda 3	1,366	2,2205	1,8974
Vaso 18	celda 3	1,524	2,2306	1,8882	Vaso 47	celda 8	1,193	2,2225	1,8980
Vaso 23	celda 4	1,509	2,2294	1,8950	Vaso 32	celda 6	1,221	2,2232	1,8995
Vaso 36	celda 6	1,499	2,2342	1,9008	Vaso 22	celda 4	1,411	2,2237	1,9104
Vaso 42	celda 7	1,481	2,2115	1,8928	Vaso 15	celda 3	1,542	2,2238	1,8770

Tabla 11: Comparativa ordenando por impedancia vs tensión de flotación.

3.3.3 Conclusiones de los ensayos sobre baterías VLA.

Las conclusiones obtenidas de los ensayos realizados en el laboratorio sobre dos baterías VLA procedentes de trenes metropolitanos de Metro de Madrid se resumen en los siguientes puntos:

- La medida de la tensión de flotación solo nos dará información en aquellos vasos en los que su baja tensión de flotación sea debida a cortocircuitos internos en el vaso. Por lo tanto, la medida de la tensión de flotación solo estará relacionada con el estado de salud en aquellos vasos que tengan cortocircuitos internos, siendo su tensión de flotación anómalamente baja. En el caso de la primera batería analizada (punto 3.3.1) había varios vasos con tensiones de flotación por debajo de 2,2 V, baja impedancia y baja capacidad de carga, tres factores que indican que dichos vasos tenían cortocircuitos internos, que como se ha visto en la tabla 3, provocan la bajada de la tensión de flotación, la disminución de la impedancia y la disminución de la capacidad [1],[2],[12] y [3].

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- b) La medida de la impedancia de la batería se comprueba que es una herramienta válida para determinar el estado de los vasos, si bien hay que entenderla como un indicador del deterioro de los vasos pero no como un indicador directo de su estado de salud (SOH) [2].
- c) Estas dos medidas son complementarias ya que los vasos con cortocircuitos internos presentarán menor impedancia pero también presentarán una tensión de flotación anómalamente baja.
- d) La prueba de descarga resulta concluyente, indicando claramente el estado SOH de cada vaso.

3.4 ENSAYO 2: LECTURA DE LOS VALORES DE RIZADO

Es necesario estudiar qué técnica es la más propicia para la medida de los valores de rizado de tensión y de corriente de la batería, ya que estos valores son de muy bajo nivel y se adquieren en un ambiente ruidoso. Los valores de rizado de corriente son de unos pocos amperios y las impedancias típicas de los vasos están comprendidas entre 0,7 mΩ y 1 mΩ, por lo que los rizados de tensión resultantes son de unos pocos milivoltios. En el estado del arte se encuentran dos métodos matemáticos que *a priori* se presentan propicios para la extracción de dichos valores de rizado:

- Técnica del amplificador Lock-in.
- Técnica de la transformada de Fourier.

Se pasa a analizar ambas técnicas, comprobando la exactitud conseguida, el tiempo de cálculo necesario y la complejidad de implementación, ya que se pretende implementar en un controlador tipo MCU con reducidas prestaciones. Para el estudio se utilizarán dos herramientas SW de uso general, una de simulación eléctrica y otra de cálculo matemático.

3.4.1 Técnica del Amplificador Lock-in

Para analizar los datos medidos una posible solución es emplear la técnica del amplificador de bloqueo Lock-in. El amplificador Lock-in se basa en la técnica conocida como detección sensible a la fase (PSD, Phase Sensitive Detection) que permite distinguir la componente de una señal a una frecuencia determinada, obteniendo como resultado tanto la amplitud como la fase de la señal a dicha frecuencia [55] y [68].

El procedimiento consiste en multiplicar la señal a analizar por dos señales sinusoidales en cuadratura generadas a la frecuencia que se quiere analizar. Si se calcula el producto de la señal a analizar por las dos sinusoides generadas se obtiene que la frecuencia igual a la generada se transforma en continua, quedando el problema reducido a extraer la componente continua del conjunto de señales resultantes, como se explica a continuación de forma matemática.

Supóngase que la señal a analizar está compuesta por una componente de continua y una componente sinusoidal de una frecuencia angular ω_s .

$$S = C_s + r_s \sin(\omega_s t + \theta_s) \quad (49)$$

Se generan dos señales sinusoidales de la misma frecuencia y en cuadratura:

$$Y_I = \sin(\omega_r t + \theta_r) \quad (50)$$

$$Y_Q = \sin(\omega_r t + \theta_r + \frac{\pi}{2}) \quad (51)$$

Al multiplicar estas dos señales por la señal de entrada se obtiene dos nuevas señales formadas por tres funciones sinusoidales.

$$S_1 = C_s \sin(\omega_r t + \theta_r) + \frac{r_s}{2} \cos[(\omega_s - \omega_r)t + (\theta_s - \theta_r)] - \frac{r_s}{2} \cos[(\omega_s + \omega_r)t + (\theta_s + \theta_r)] \quad (52)$$

$$S_2 = C_s \cos(\omega_r t + \theta_r) + \frac{r_s}{2} \sin[(\omega_s - \omega_r)t + (\theta_s - \theta_r)] - \frac{r_s}{2} \sin[(\omega_s + \omega_r)t + (\theta_s + \theta_r)] \quad (53)$$

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Si las frecuencias son distintas, el resultado son señales sinusoidales puras (con valor medio nulo) y si las frecuencias son iguales, el resultado será dos señales de continua. Estas señales son filtradas por un filtro pasa-bajo (LPF) para eliminar todas las señales distintas de la continua, quedando:

$$S_X = \frac{r_S}{2} \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (54)$$

$$S_Y = \frac{r_S}{2} \sin(\theta_s - \theta_r) \quad (55)$$

Estas dos cantidades S_X y S_Y representan la señal como un vector relativo a la referencia de bloqueo generada. La magnitud r_S y la fase $\theta_s - \theta_r$ buscadas se pueden obtener de acuerdo con:

$$r_S = 2 \sqrt{S_X^2 + S_Y^2} \quad (56)$$

$$\theta_s - \theta_r = \tan^{-1}\left(\frac{S_Y}{S_X}\right) \quad (57)$$

Supóngase una señal que sea la suma de muchas señales sinusoidales de diferentes frecuencias, amplitudes y fases. Para leer la componente de la señal a una determinada frecuencia se multiplica la señal por las sinusoides de referencia a dicha frecuencia. Todas las componentes de la señal de entrada de distinta frecuencia se atenúan mediante un filtro LPF, quedando así a la salida del amplificador Lock-in la única componente de la señal a medir S de frecuencia igual a la de referencia. Esto es, el amplificador se comporta como un filtro paso bajo (LPF) centrado en la frecuencia de referencia y con un ancho de banda igual al doble del ancho de banda del LPF, eliminando el resto de componentes de distinta frecuencia.

El amplificador puede ser implementado de forma analógica o utilizando técnicas digitales, en la figura 40 [66] se muestran los bloques que forman el amplificador Lock-in.

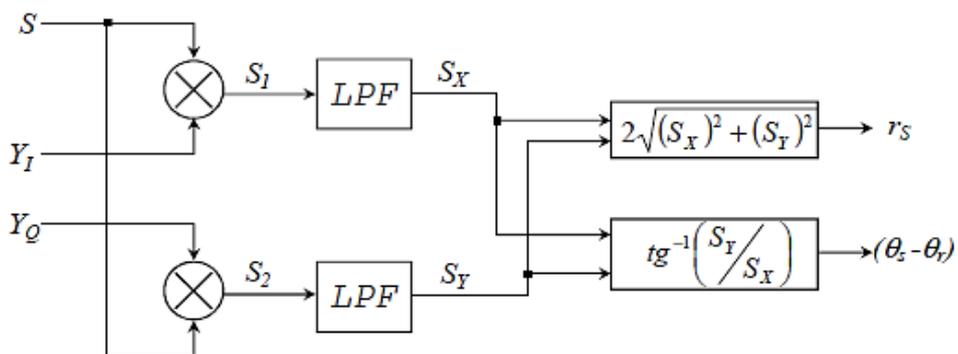


Figura 40: Diagrama de bloques del amplificador Lock-in de doble fase.

Basándonos en esta formulación matemática, se pasa a comprobar el funcionamiento mediante varias simulaciones realizadas en el entorno SW de MathLab con la herramienta Simulink. El objetivo de estas simulaciones es comprobar el tiempo necesario de cálculo, el dimensionamiento óptimo del filtro LPF y la exactitud alcanzada.

Para la primera simulación, se elige una señal a medir (simula el rizado de los vasos) con una amplitud de 0,2 V, con una frecuencia de 100 Hz y desfasada 0,3 rad (17,18° y 0,47 ms). De acuerdo

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

a la implementación de este método, se programan dos osciladores a la misma frecuencia de la señal a medir, 100 Hz (200π rad/s) de amplitud 1 V y desfasados 90° ($\pi/2$ rad) entre sí. Se configura el LPH a muy baja frecuencia situando la frecuencia de corte a $1/2\pi$ Hz (0,159 Hz).

Para comprobar las bondades de este método, se simula el entorno ruidoso de las señales a medir añadiendo un ruido blanco de banda limitada con potencia de $0,01 \text{ mV}^2/\text{Hz}$. Para fijar el tiempo de muestreo la ayuda de Simulink propone elegir un tiempo inferior a:

$$t_c < \frac{2\pi}{100 f_s} \quad (58)$$

Siendo f_s la máxima frecuencia del sistema en rad/s. En este caso, con 100 Hz el tiempo tiene que ser menor a 0,1 ms; se toma para la simulación un valor 10 veces menor fijando $t_c = 0,01$ ms.

El esquema del circuito simulado se puede ver en la figura 41; el bloque de salida se utiliza para medir las señales de salida, que son valores de tensión, y no afectan al funcionamiento del circuito.

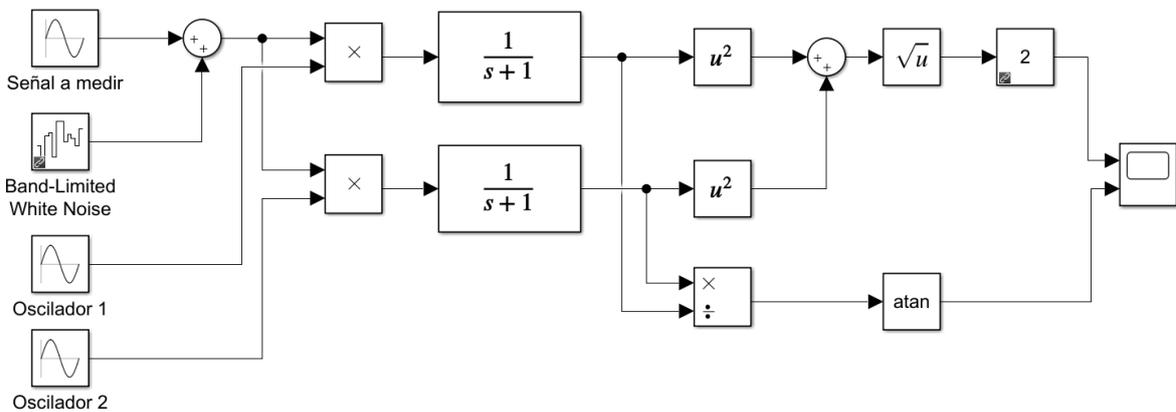


Figura 41: Implementación del amplificador Lock-in en MathLab-Simulink.

En la figura 42 (eje de ordenadas en voltios y abscisas en segundos) se presentan las señales de los dos osciladores generados (se comprueba el desfase midiéndose 2,500 ms, $\pi/2$ rad teóricos) y la señal a medir (rizado de tensión de la batería) que no está en fase con ninguno de los osciladores.

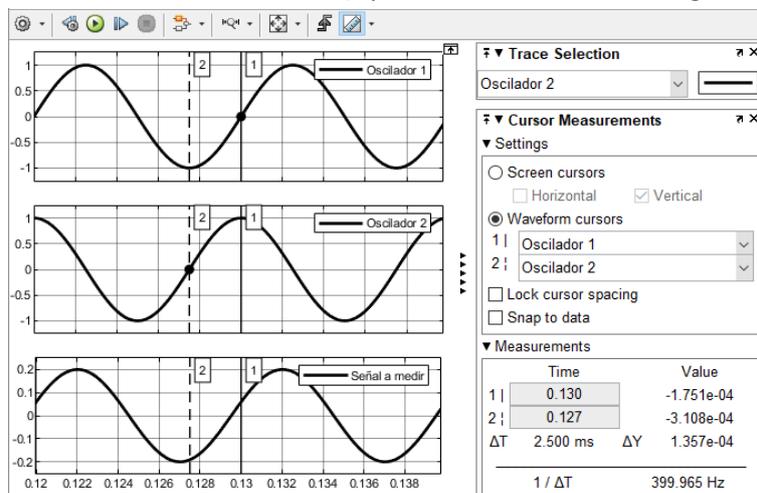


Figura 42: De arriba abajo, señales de los dos osciladores y de la señal a medir.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

En la figura 43 (eje de ordenadas en voltios y abscisas en segundos) se presenta la señal a medir junto con la señal resultante de su suma con el ruido blanco inyectado, donde queda enmascarada la señal a medir por la señal de ruido blanco.

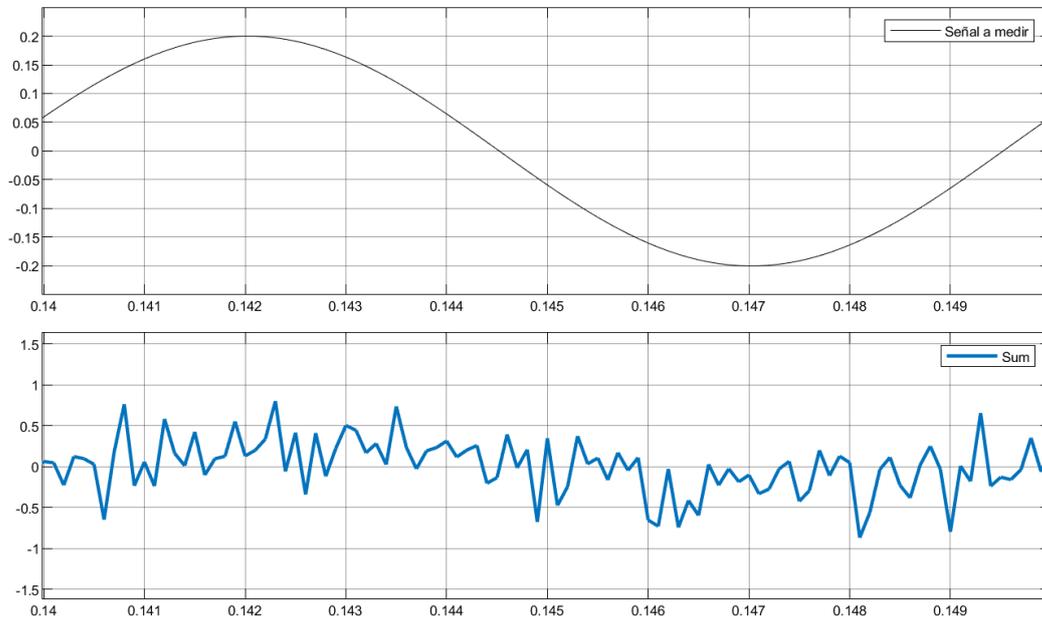


Figura 43: Señal a medir original y señal resultante de su suma con el ruido blanco.

Los resultados que se obtienen de la simulación del amplificador Lock-in se presentan en la figura 44 (eje de ordenadas en voltios y abscisas en segundos). Se puede ver que la señal de amplitud tarda 4 segundos en converger a su valor final; la señal de fase, al tener tanto ruido, es difícil medir el tiempo de convergencia, pero aparentemente lo hace antes.

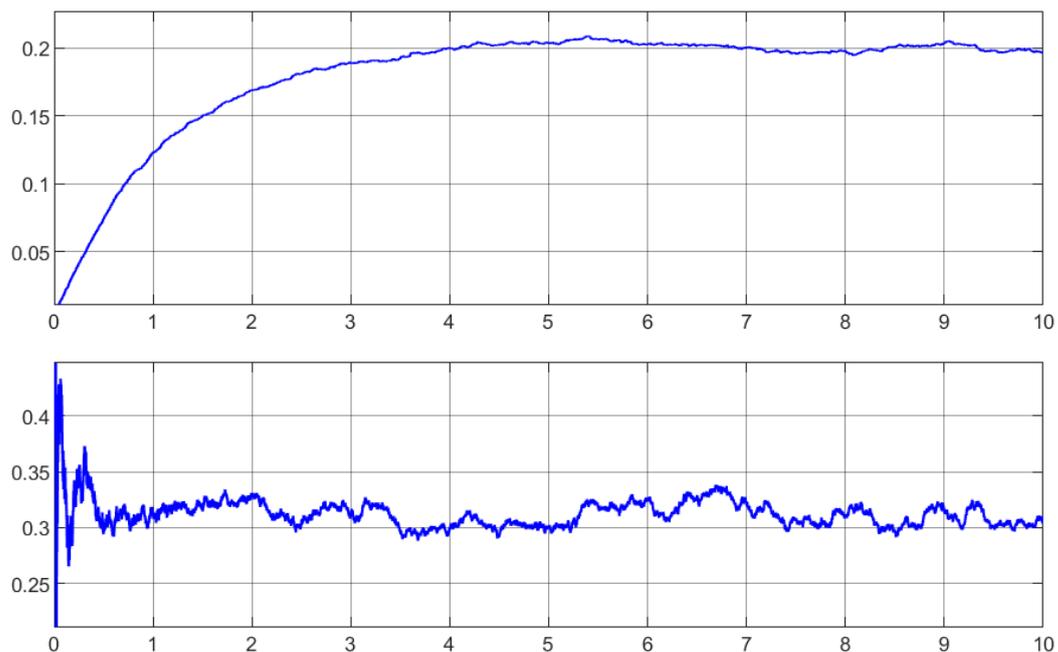


Figura 44: Resultado de la medida del amplificador Lock-in.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

En la figura 45 (eje de ordenadas en voltios y abscisas en segundos) se puede ver el detalle de la zona entre 5 y 10 segundos para medir los rizados. Se observa que las señales obtenidas presentan mucho ruido, la señal de amplitud medida es $0,2008 \text{ V} \pm 7 \text{ mV}$, que corresponde con la amplitud de entrada y la fase medida es $0,313 \text{ V} \pm 23 \text{ mV}$, tensión que corresponde con el valor en radianes $0,3 \text{ rad}$, con un error del 4% (que como se recordará es el retardo introducido en la señal a medir con respecto a los osciladores patrón).

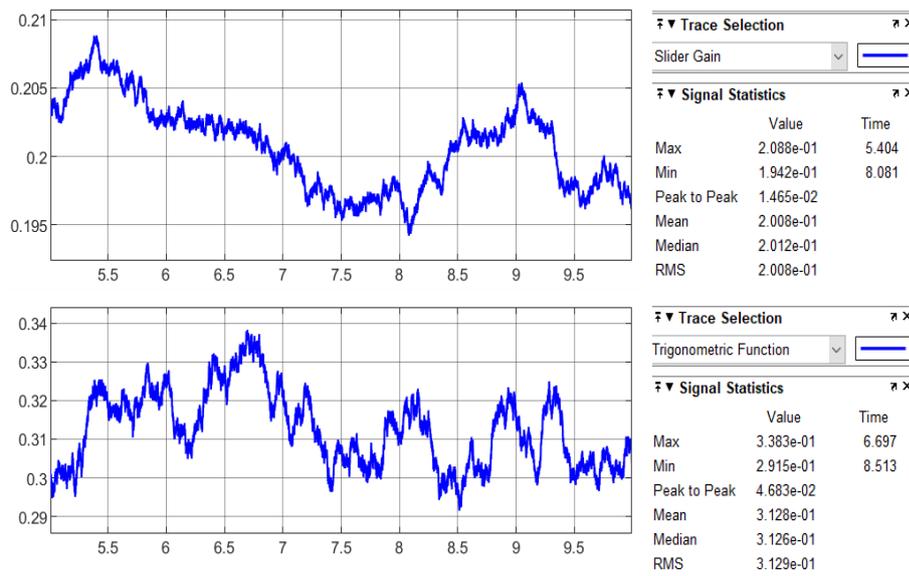


Figura 45: Detalle de los resultados del amplificador Lock-in.

Tanto el valor de los ruidos de las señales como el tiempo de convergencia de las señales de salida del amplificador Lock-in son función del valor del LPF empleado. Por su gran influencia en la calidad de los datos obtenidos se va a estudiar en los apartados siguientes el diseño óptimo de dicho filtro.

3.4.1.1 Influencia del filtro pasa bajos (LPF)

En este apartado se va a estudiar cuál es el óptimo filtro pasa bajo (LPF) para esta aplicación. Se analizarán cómo influyen las distintas frecuencias de corte del filtro, se probarán filtros de un paso, dos pasos y tres pasos.

Si para el LPF se elige un condensador puro, cuya función de transferencia es $\frac{1}{C S}$, la simulación no converge al presentar una singularidad a frecuencia cero; por eso se van a emplear filtros RC, siendo:

$$\text{Función de transferencia} \quad H(s) = \frac{1}{1 + R C S} \quad (59)$$

$$\text{Frecuencia de corte} \quad f_c = \frac{1}{2 \pi R C} \quad (60)$$

Eligiéndose la constante de tiempo RC se fijará el ancho de banda del filtro, se ensayarán 5 frecuencias de corte distintas, eligiéndose cada una de ellas a la mitad de la anterior,

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

comprobándose el tiempo de convergencia del amplificador Lock-in, y la calidad y tolerancia de las señales de salida.

Para analizar la exactitud conseguida con este sistema se calculan los valores medios tomados después de que converjan las señales. Se resumen en la tabla 12 los resultados obtenidos con los distintos filtros, indicando la figura donde se puede ver los resultados de cada filtro, el tiempo de convergencia, los valores medios de amplitud y fase y los errores en las medidas.

Función de transferencia	$\frac{1}{1 + 0,125 S}$	$\frac{1}{1 + 0,25 S}$	$\frac{1}{1 + 0,5 S}$	$\frac{1}{1 + S}$	$\frac{1}{1 + 2 S}$	$\frac{1}{1 + 4 S}$
Figura	Figura 46	Figura 47	Figura 48	Figura 45	Figura 49	Figura 50
Frecuencia de corte (Hz)	1,273	0,637	0,318	0,159	0,079	0,040
Tiempo de convergencia (s)	1	2	3	4	9	20
Ruido en la amplitud (mV _{pp})	58	36	24	15	7,3	0,82
Ruido en la fase (mrad _{pp})	243	147	87	47	42	23
Error máximo en la amplitud	+0,25%	+0,6%	+0,75%	+0,4%	-0,15%	-1,05%
Error máximo en la fase	+3,67%	+3,1%	+3,27%	+4,0%	-0,27%	-2,3%
Valor medio amplitud (V)	0,2005	0,2012	0,2015	0,2008	0,1997	0,1979
Valor medio desfase (V)	0,311	0,3093	0,3098	0,312	0,2992	0,2931

Tabla 12: Resumen de los resultados con distintos filtros.

Se observa en la tabla 12 que los errores de los valores medios se mantienen por debajo del $\pm 1,1\%$ para la amplitud y del $\pm 4\%$ para la fase, pero el problema se presenta en las oscilaciones o ruidos de las señales: éstas mejoran al bajar la frecuencia de corte, pero aumenta el tiempo de convergencia de las mismas.

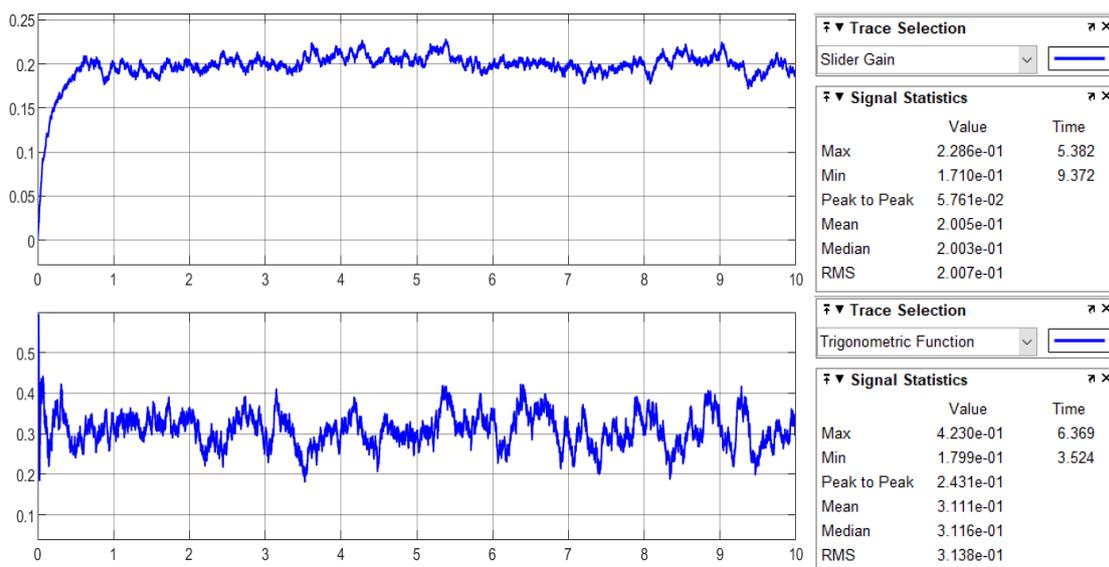


Figura 46: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 1,273$ Hz.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

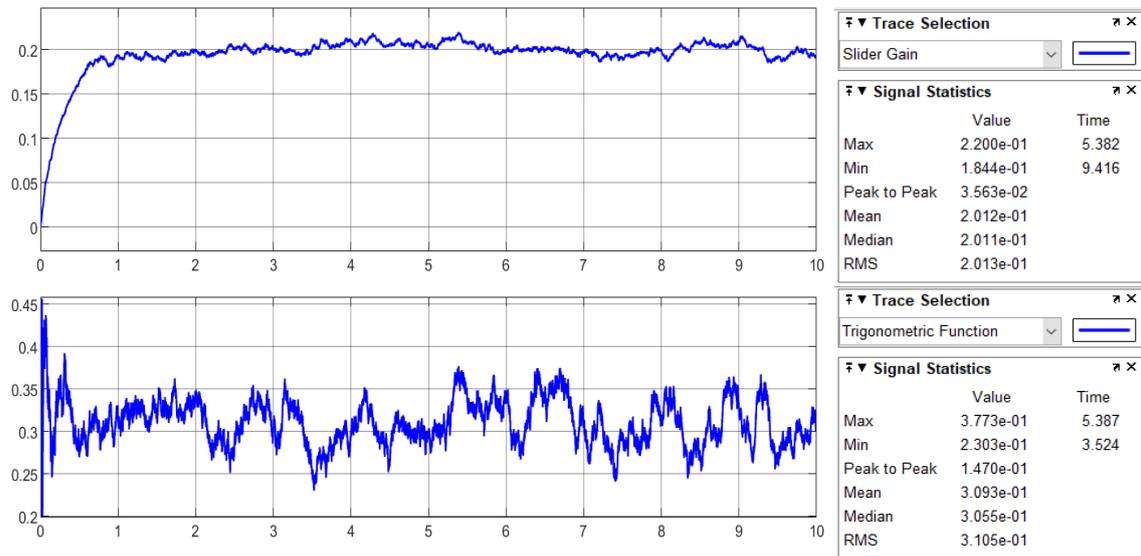


Figura 47: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,637$ Hz.

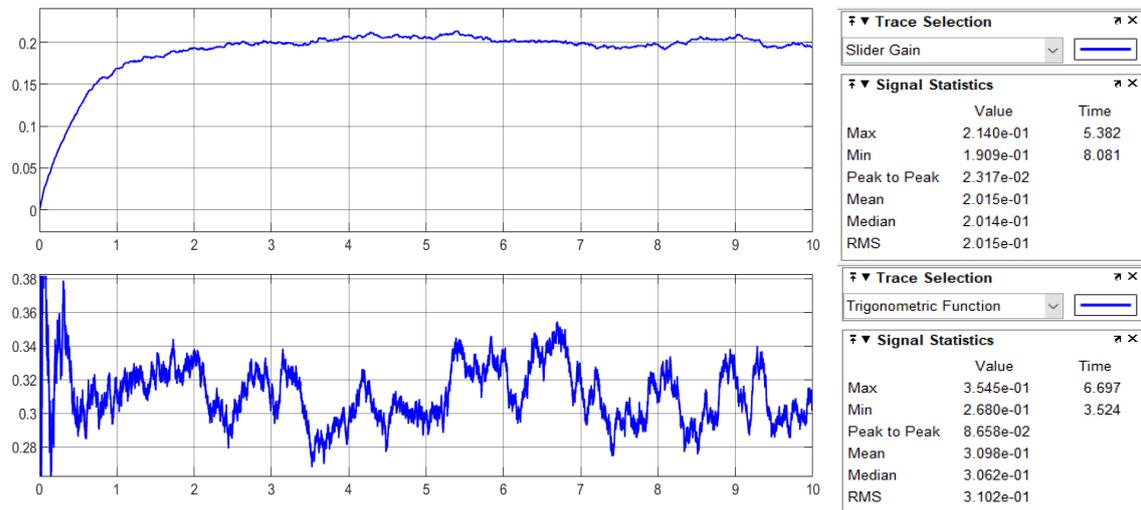


Figura 48: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,318$ Hz.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

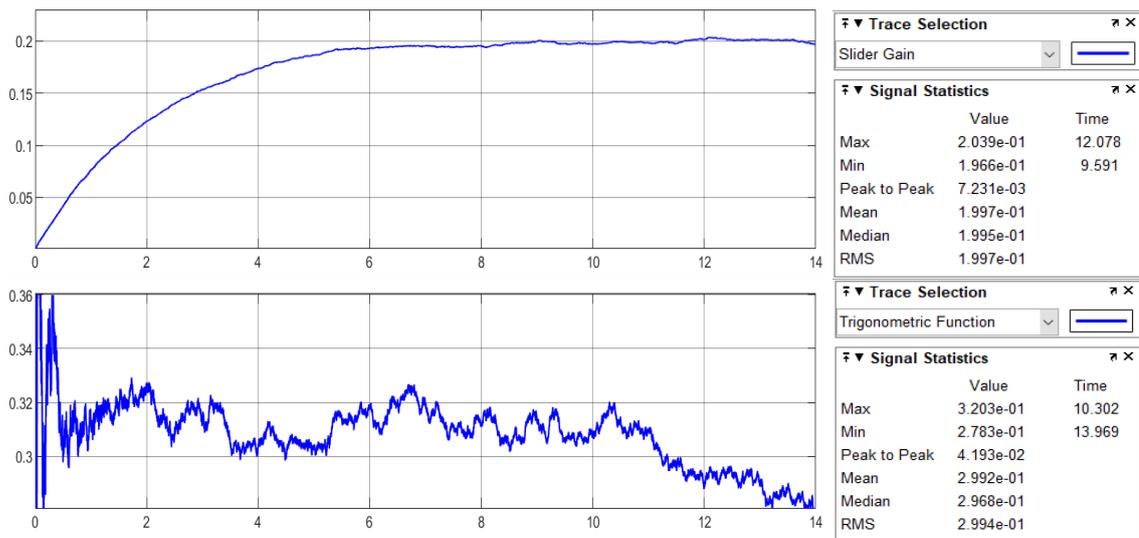


Figura 49: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,079$ Hz.

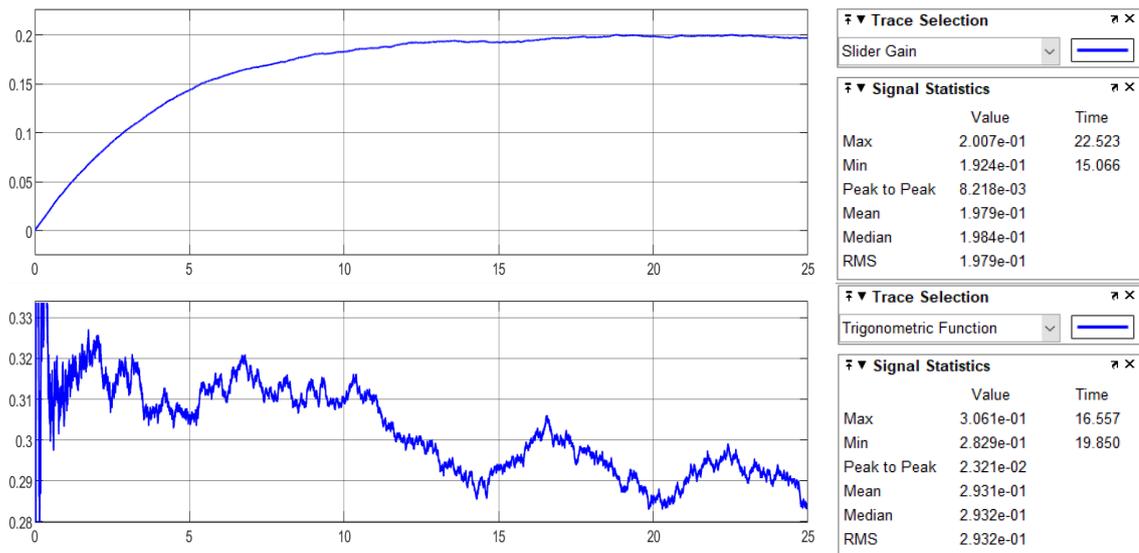


Figura 50: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,040$ Hz.

Según lo expresado anteriormente se tiene que buscar un equilibrio entre el error permitido y el tiempo de adquisición. Para mejorar el rizado manteniendo el tiempo de repuesta se prueba con una función de transferencia del filtro LPF de doble y triple paso; esto es, con un doble polo y un triple polo para conseguir una atenuación de -40 dB/década y -60 dB/década, respectivamente. También se aumenta el tiempo de simulación para analizar si aparecen oscilaciones de baja frecuencia.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

En la figura 51 se muestran los resultados de utilizar un doble polo a la frecuencia 0,159 Hz. La señal de amplitud resultante 0,2005 V tiene un error del $\pm 0,05\%$ en valor medio, un ruido de 13,1 mV_{pp} y tarda 6 segundos en estabilizarse. La señal de fase (0,299 rad) tiene un error del $\pm 0,34\%$ en valor medio y un ruido de 50 mrad_{pp}. En la gráfica también se aprecia que aparecen oscilaciones de baja frecuencia (0,0125 Hz), menor que la de corte (0,159 Hz).

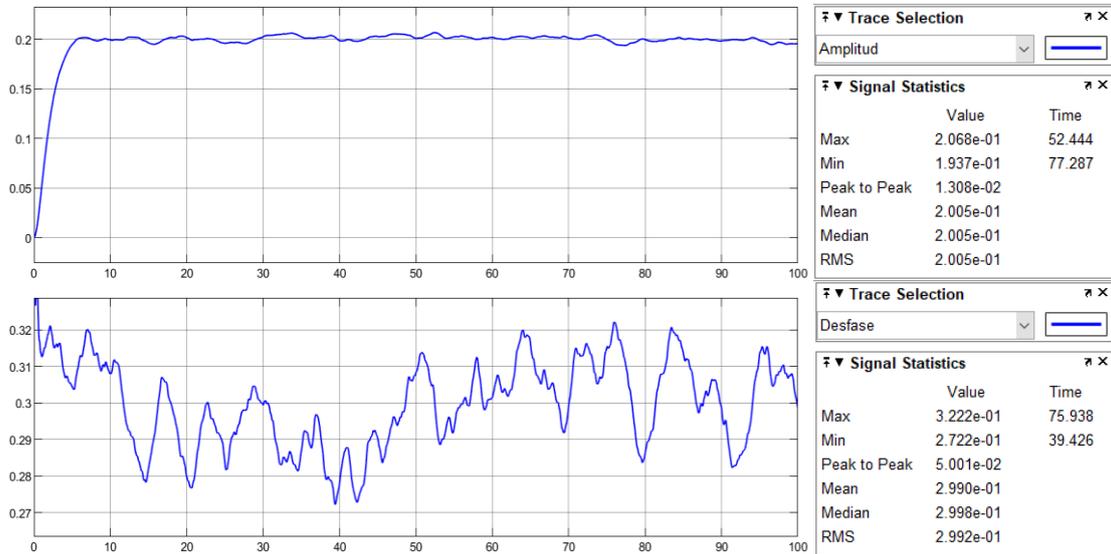


Figura 51: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,159$ Hz y polo doble.

En la figura 52 se muestran los resultados de utilizar un triple polo a 0,159 Hz. La señal de amplitud resultante 0,2005 V tiene un error del $\pm 0,05\%$ en valor medio, un ruido de 10,5 mV_{pp} y tarda 8 segundos en estabilizarse. La señal de fase 0,2989 rad tiene un error del $\pm 0,37\%$ en valor medio y un ruido de 40 mrad_{pp}. También aparece la oscilación a baja frecuencia.

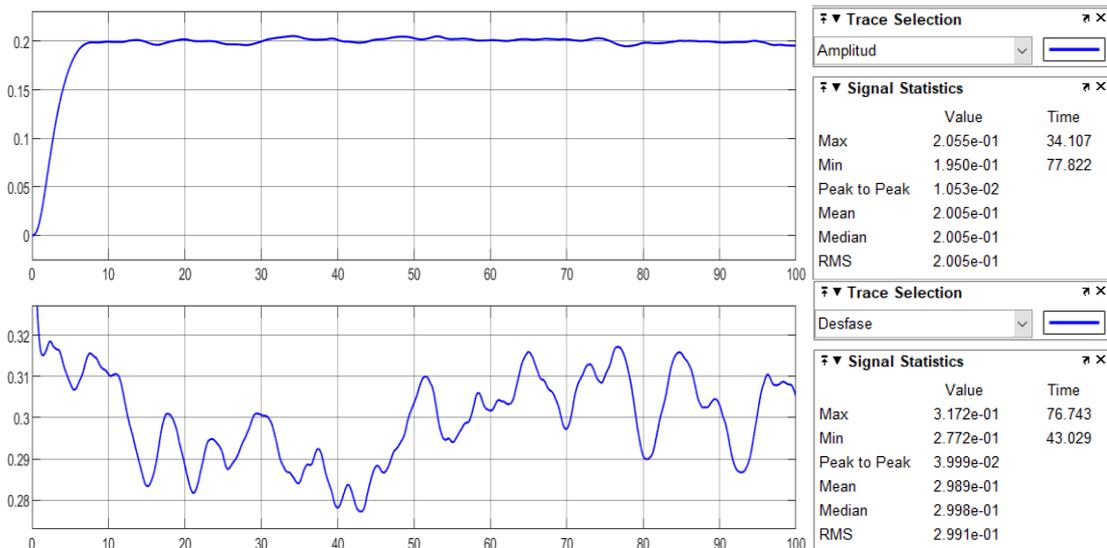


Figura 52: Resultados con la frecuencia de corte en $f_c = 0,159$ Hz y triple polo.

Al ampliar la base de tiempos se ven con claridad las inestabilidades de baja frecuencia, que son las causantes de que el ruido no disminuya al aumentar el número de pasos de filtrado. No se obtienen los resultados esperados de aplicar un doble o triple paso de LPF; se comprueba que las oscilaciones de las componentes del ruido son de frecuencias inferiores a la frecuencia de corte del LPF, por lo cual el aumentar la atenuación del filtro, poniendo más pasos, es menos efectiva que el bajar la frecuencia de corte, teniendo además como contrapartida un aumento del tiempo de convergencia.

Como resumen de las pruebas se puede concluir que, si se necesita precisión en la medida, la solución óptima es poner la frecuencia de corte del filtro LPF relativamente alta, para que el sistema converja rápidamente, y utilizar los valores medios de las señales para que las medias resultantes tengan la suficiente exactitud. Con esta estrategia se esperan conseguir tiempos menores a 10 s.

3.4.1.2 Influencia de la desviación en frecuencia entre la medida y el generador

El método del amplificador Lock-in se basa en la cancelación de los armónicos de distinta frecuencia de la que se quiere medir de tal forma que se puede hacer un barrido en frecuencias y obtener como resultado la respuesta del sistema a cada frecuencia. En la metodología desarrollada propuesta en esta tesis no se requiere el análisis en un rango de frecuencias, sino que se quiere extraer los valores de determinados armónicos correspondientes a los rizados de tensión y de corriente impuestos por el convertidor. Surge la pregunta de cómo debe ser de precisa la frecuencia generada frente a la frecuencia que se quiere medir, ya que se sabe que el amplificador Lock-in se comporta como un filtro de ancho de banda igual al doble del ancho de banda del LPF.

Para la realización de estas pruebas se elige el filtro en un paso con una frecuencia de corte de $f_c = 0,159$ Hz, lo que corresponde a una función de transferencia $1/(S+1)$.

La primera prueba se realiza variando la frecuencia de la señal a medir en un +0,1% (100,1 Hz) con respecto a la frecuencia de los osciladores. En la figura 53 (eje de ordenadas en voltios y abscisas en segundos) se comprueba que la amplitud converge a un valor erróneo (0,172 V) y que el desfase no converge a ningún valor.

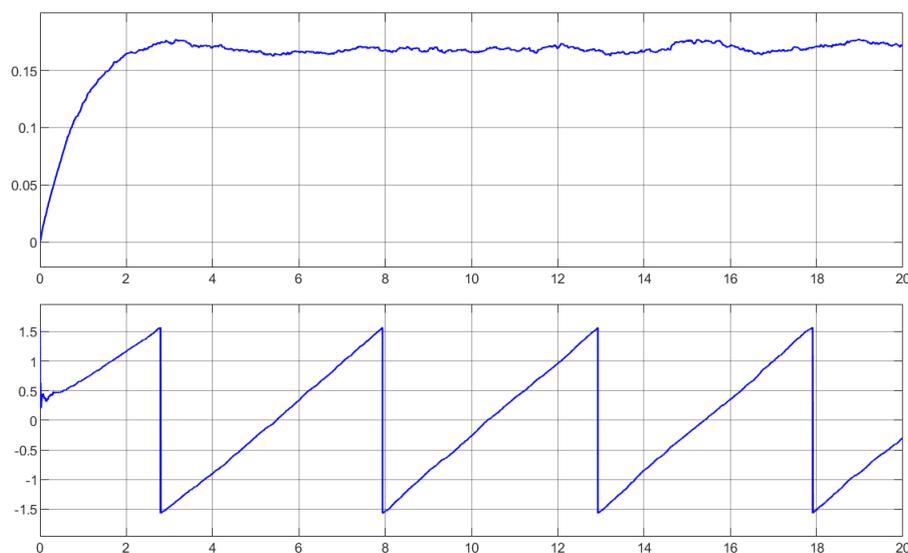


Figura 53: Disparidad del 0,1% entre la frecuencia de la señal y los osciladores.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Se sigue disminuyendo el error bajándolo a un $+0,01\%$ (100,01 Hz) con respecto a la frecuencia de los osciladores. En la figura 54 se comprueba que la amplitud converge al valor correcto (0,2 V), pero la medida del desfase no converge a ningún valor.

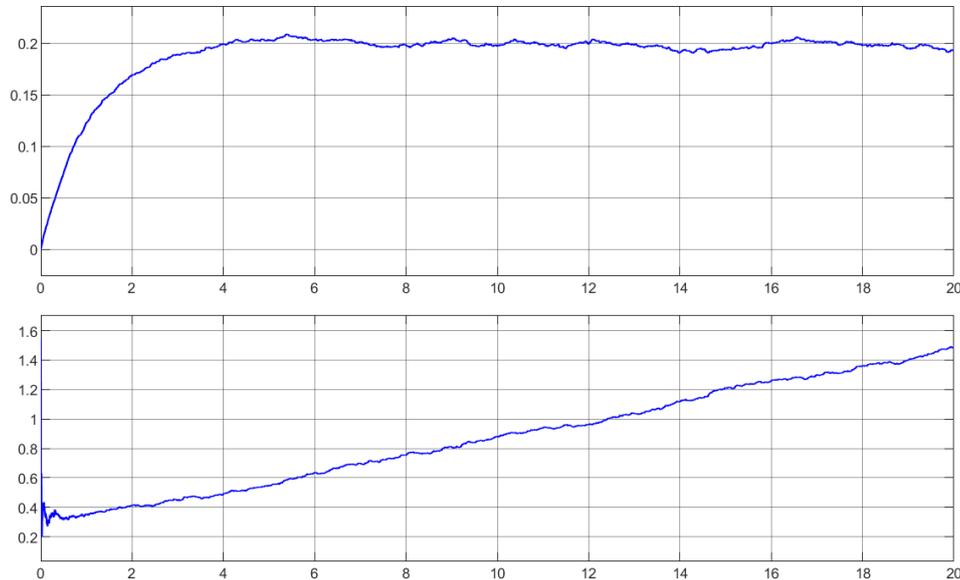


Figura 54: Disparidad del 0,01% entre la frecuencia de la señal y los osciladores.

Se realiza otro estudio, esta vez analizando cómo afecta la disparidad entre las frecuencias de los dos osciladores. Se modifica la frecuencia del oscilador en cuadratura un $+1\%$ (101 Hz), permaneciendo el resto de frecuencias sin modificarse. En la figura 55 se comprueba que la amplitud converge al valor 0,193 V, que presenta un error del $-3,5\%$, y el desfase converge a un valor erróneo (0 V).

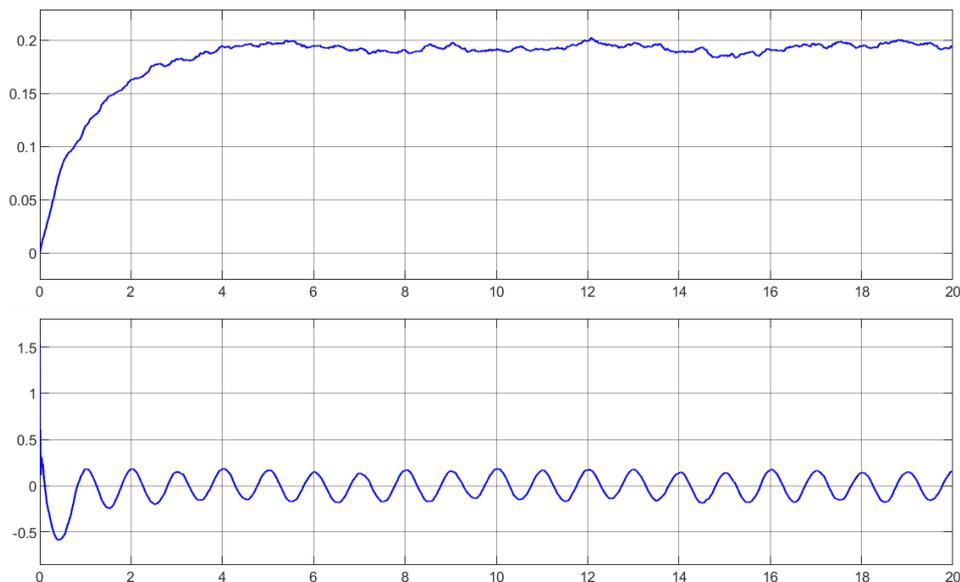


Figura 55: Disparidad del 1% entre la frecuencia de un osciladores y el resto.

Como conclusión de estas pruebas, se puede decir que el amplificador Lock-in necesita que los dos generadores sean exactamente de la misma frecuencia y que su frecuencia sea exactamente la

frecuencia a analizar. Por lo tanto presenta una gran discriminación de las frecuencias de las señales a analizar, pero resulta un problema cuando no se conoce con exactitud la frecuencia a medir.

3.4.1.3 Conclusiones del amplificador Lock-in

Por las pruebas realizadas se puede afirmar que el amplificador Lock-in tiene una gran discriminación de las frecuencias analizadas y que coinciden exactamente con la frecuencia de los dos generadores empleados. Las disparidades entre las frecuencias de la señal de medida y las señales de los osciladores generados provocan errores importantes en la fase y en la amplitud, haciendo que las salidas del amplificador Lock-in no converjan. Esto, que es una ventaja para ciertas aplicaciones, (por ejemplo, cuando se quiere comprobar la respuesta de un sistema ante distintas frecuencias) es un problema cuando lo que se quiere es leer una señal a una frecuencia generada por otro equipo. El emplear este método obligaría a estudiar un rango de frecuencias con el consiguiente aumento del tiempo de medida. Por esta razón se demuestra que el método del amplificador Lock-in no es idóneo para ser utilizado en el método novedoso defendido en esta tesis para medir el SOH de la batería y nos permite descartarlo, ya que las frecuencias de las señales de rizados de tensión y de corriente que se quiere medir son generadas por el convertidor y no son de una frecuencia precisa y estable.

3.4.2 Técnica de la transformada de Fourier

En este apartado se va estudiar la idoneidad o no de utilizar la transformada de Fourier para obtener el valor de amplitud del armónico fundamental del rizado de tensión y de corriente, de acuerdo al método que aquí se propone de estimar el SOH de un batería.

La teoría de Fourier afirma que cualquier señal periódica $x(t)$ continua en el dominio del tiempo y de la frecuencia, con periodo T , se puede descomponer en suma de funciones $X[k]$ simples, sinusoidales, cuya frecuencia es múltiplo de la función periódica $f_0=1/T$.

En el mundo digital de los microcontroladores no se puede emplear directamente la transformada de Fourier, ya que la señal de entrada debe ser continua en el dominio del tiempo y de la frecuencia; esto es, toman infinitos valores en un intervalo finito de tiempo y de frecuencia. Por el contrario en el mundo digital las señales son discretas, con un número finito de valores, que normalmente son adquiridos mediante un conversor ADC que captura las señales a una frecuencia de muestreo f_s y se toman "N" valores.

Para resolver este problema se emplea la Transformada de Fourier Discreta (Discrete Fourier Transform, DFT), pero se tienen que cumplir varias premisas:

- La señal tiene que ser muestreada por encima del doble de su frecuencia máxima; se conoce a este requisito como criterio de Nyquist o teorema del muestreo de Shannon.
- La frecuencia de muestreo de la señal ha de ser un múltiplo entero de la frecuencia fundamental; esto es, se tiene que abarcar un número entero de periodos de la señal.

Para reducir los tiempos de cálculo de la DFT se han desarrollado los algoritmos de la transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT) que minimizan el número de operaciones a realizar, con la limitación de tenerse que tomar un número de muestras que sea una

potencia de 2, lo que se conoce como radix-2. No se debe confundir la FFT con una transformada distinta, pues es simplemente un procedimiento numérico para el cálculo rápido de la DFT.

Para el cálculo del módulo del armónico fundamental del rizado de tensión y de corriente se pueden emplear los dos métodos anteriores: los cálculos de la transformada de Fourier discreta DFT o los algoritmos de la transformada rápida de Fourier FFT. En este apartado se van a comparar los métodos de la DFT y la FFT, y también se van a estudiar las limitaciones de dichas técnicas en cuanto al sincronismo de la señal muestreada y la frecuencia de muestreo.

3.4.2.1 *Influencia de la frecuencia de muestreo*

Como ya se ha dicho, una de las limitaciones de la DFT es que la frecuencia de muestreo de la señal ha de ser un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. En el caso de que no se cumpla esto, la señal muestreada estará truncada puesto que no se capturan un número entero de ciclos y se produce lo que se conoce por fuga espectral.

La técnica habitual para digitalizar la señal es el uso de ADC que muestrea la entrada a una frecuencia fija de conversión que no tiene por qué ser un múltiplo de la frecuencia de la señal a digitalizar. También suele ocurrir en muchos casos que el generador de la señal a digitalizar no tiene una frecuencia estable; esto es, suele variar con el tiempo o con la temperatura y existen dispersiones por las tolerancias de los componentes del circuito que genere la frecuencia. Se va a estudiar en este punto qué ocurre cuando no se cumple esta regla estudiando la influencia de la frecuencia de muestreo con respecto a la señal a muestrear. Para hacer estos cálculos se utiliza el algoritmo de la FFT del programa de cálculo MathCad de la casa Mathsoft.

Los coeficientes de la transformada de Fourier son discretos y sus frecuencias dependen de la frecuencia de muestreo y del número de muestras tomadas. Se van a estudiar dos situaciones distintas, tomándose el mismo número de muestras y la frecuencia de muestreo. Se capturan dos señales distintas, una con la frecuencia múltiplo de la frecuencia de captura y otra no. Como se va a emplear un algoritmo de cálculo FFT, el número de muestras tomadas tiene que ser fijado como potencia de 2:

El número de muestras N tomadas es:

$$m = 13 \quad N = 2^m \quad N = 8.192$$

El número de coeficiente de armónicos (γ) que se obtiene como resultado es:

$$\gamma = 2^{m-1} \quad \gamma = N/2 \quad \gamma = 4096$$

Se utiliza para la digitalización un conversor ADC con la siguiente configuración:

- El periodo de muestreo fijado es: $T_s = 8 \mu s$
- La frecuencia de muestreo obtenida es: $f_s = 125 \text{ kHz}$

Las frecuencias de los coeficientes de la FFT obtenidos serán función de la frecuencia de muestreo y del número de muestras:

$$f_k = \frac{k}{N} f_s \quad f_1 = 12,2588 \text{ Hz}$$

3.4.2.1.1 Si la frecuencia del armónico es submúltiplo de la de muestreo.

En este caso se va a estudiar la situación de que la frecuencia de muestreo sea un múltiplo de la de la frecuencia a medir por la DFT. Se elige una frecuencia del armónico de la señal que sea múltiplo de la frecuencia de muestreo; en este caso se toma 20 pasos, despreciándose los decimales.

La frecuencia del armónico es:

$$f_a = 305,176 \text{ Hz} = 305 \text{ Hz}$$

Se genera la función con 0,13 V de amplitud y frecuencia f_a , discreta, muestreada a la frecuencia f_s y sincronizada con dicha frecuencia y con un adelanto de 0,3 radianes:

$$V(x) = 0,13 \text{ V} \sin(2\pi f_a T_s x + 0,3)$$

Se muestra la transformada FFT resultante en la figura 56. Se observa que solo aparece el armónico correspondiente a 305 Hz, y se pasa a calcular su valor.

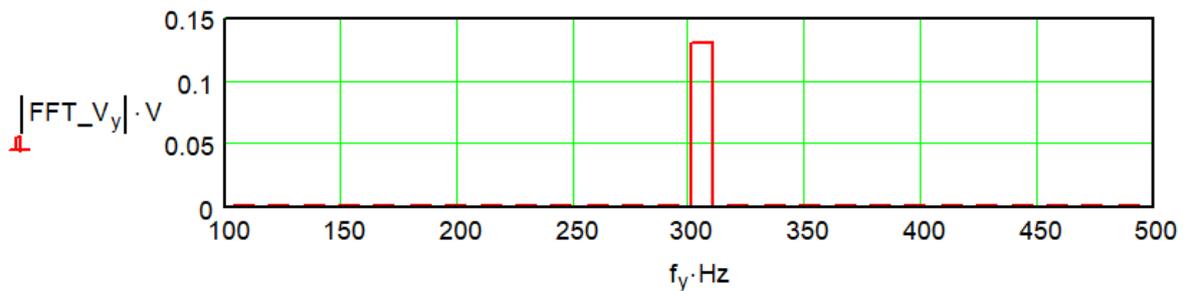


Figura 56: Transformada de Fourier de la función sincronizada de 305 Hz.

El orden del coeficiente correspondiente a $f_a = 305 \text{ Hz}$ será:

$$k = \frac{f_a}{f_s} N \qquad k = 19,988$$

Como el número de armónico tiene que ser discreto y entero, se trunca quedando:

$$k = 20$$

Se calcula el valor de amplitud del armónico.

$$FFT(20) = 0,130004 \text{ V}$$

El error cometido es:

$$error = \frac{FFT(20)}{0,13 \text{ V}} - 1 \qquad error = 0,0033\%$$

Se comprueba, como era de esperar, que la transformada rápida de Fourier devuelve el valor correcto de frecuencia y de amplitud de la señal digitalizada introducida (305 Hz y 130 mV) y el error es mínimo (0,0033%), a pesar de no ser exactamente la frecuencia del armónico múltiplo exacto de la frecuencia de muestreo (se han despreciado los decimales, del orden de milihenrios).

3.4.2.1.2 Si la frecuencia del armónico no es submúltiplo de la de muestreo.

En este caso se va a estudiar la situación en que la frecuencia a medir no sea un múltiplo de la de la frecuencia de muestreo, por lo que la señal muestreada estará truncada y se producirá una fuga espectral.

La frecuencia del armónico es:

$$f_a = 300 \text{ Hz}$$

Se genera la función con 0,13 V de amplitud y frecuencia f_a , discreta, muestreada a la frecuencia f_s y sincronizada con dicha frecuencia y con un adelanto de 0,3 radianes:

$$V(x) = 0,13 \text{ V} \sin(2\pi f_a T_s x + 0,3)$$

Se muestra la transformada de Fourier en la figura 57. Se observa que aparecen multitud de armónicos correspondientes a los coeficientes de la FFT:

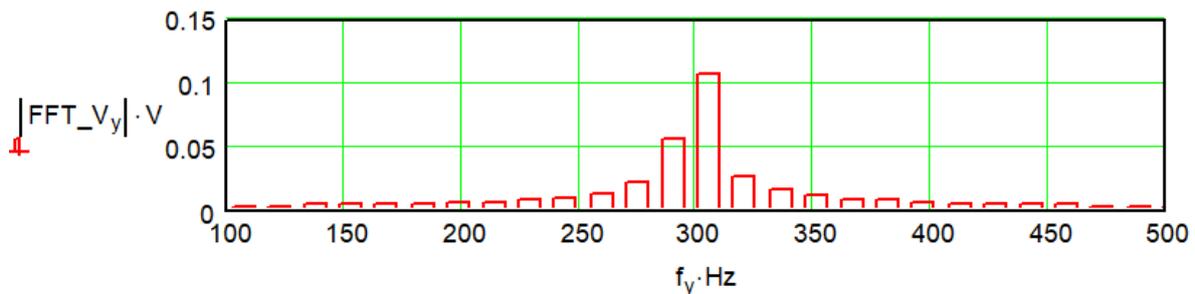


Figura 57: Transformada de Fourier función no sincronizada de 300 Hz.

Como la frecuencia de la señal no es múltiplo de la de muestreo, la transformada no puede representar la frecuencia de 300 Hz y se distribuye la energía entre los armónicos de frecuencia más próximos. Se pasa a calcular el valor del armónico más próximo a 300 Hz.

El orden del coeficiente correspondiente a $f_a = 300 \text{ Hz}$ será:

$$k = \frac{f_a}{f_s} N \quad k = 19,6608$$

Como el número de armónico tiene que ser discreto y entero, se trunca quedando:

$$k = 20$$

Se calcula el valor de amplitud del armónico.

$$FFT(20) = 0,1068 \text{ V}$$

El error cometido es:

$$error = \frac{FFT(20)}{0,13 \text{ V}} - 1 \quad error = -17,86\%$$

Se comprueba que para una desviación del -1,64% en la frecuencia del armónico el error es del -17,86% en la amplitud. En el caso del estudio particular de esta tesis para medir los rizados de tensión y corriente del convertidor por el sistema que implementa el convertidor para generar la frecuencia de la salida alterna no se puede garantizar una frecuencia fija y estable, esperándose variaciones entorno al $\pm 5\%$.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Para minimizar el error, según el teorema de conservación de la energía o teorema de Rayleigh se necesitaría hacer la suma cuadrática de todos los coeficientes, ya que la energía se tiene que conservar. Pero en una señal compuesta de varias frecuencias (y por lo tanto con una DFT que tiene varios armónicos distintos) no se deberían mezclar en el cálculo de un armónico la aportación de los armónicos próximos. Una solución de compromiso es considerar solo un número finito de coeficientes entorno al coeficiente buscado. El número de coeficientes a considerar dependerá de cada caso en particular, por ejemplo si se toman 20 coeficientes en el caso de estudio, se estará sumando el aporte de todos los armónicos comprendidos entre las frecuencias:

$$f_{10} = \frac{10}{N} f_s \quad f_{10} = 152,59 \text{ Hz}$$

$$f_{30} = \frac{30}{N} f_s \quad f_{30} = 457,76 \text{ Hz}$$

$$FFT(20) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |fft(k)|^2} \quad FFT(20) = 0,1291 \text{ V}$$

El error cometido es:

$$error = \frac{FFT(20)}{0,13 \text{ V}} - 1 \quad error = -0,68\%$$

De esta forma se reduce el error en amplitud de tomar un solo coeficiente -17,86% al -0,68% si se toman veinte coeficientes.

El armónico fundamental de la tensión rectificadora trifásica de 50 Hz es de 300 Hz; por tolerancia de diseño se supone que dicha frecuencia puede variar un $\pm 5\%$; esto es, tomar valores entre 295 Hz y 305 Hz. Como los valores de 300 Hz y 305 Hz ya se han estudiado, se pasa a analizar el error en 295 Hz.

Si se supone una variación de un -5% en la frecuencia del armónico: $f_a = 295 \text{ Hz}$

Como el número de armónico tiene que ser discreto y entero, se trunca quedando:

$$k = \frac{f_a}{f_s} N \quad k = 19,333 \quad k = 20$$

Se calcula la FFT, dando como resultado la distribución de armónicos de la figura 58.

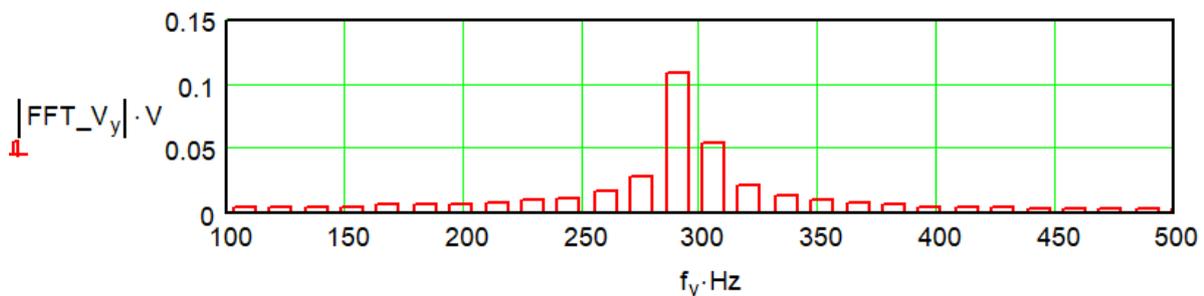


Figura 58: Transformada de Fourier función no sincronizada de 295 Hz.

Se calcula el valor de amplitud del armónico: $FFT(20) = 0,529 \text{ V}$

El error cometido es: $error = \frac{FFT(20)}{0,13 \text{ V}} - 1 \quad error = -59,30\%$

El error es mayor, puesto que se está cogiendo el coeficiente 20 en vez del 19 (que para este caso es más exacto) pero un sistema automatizado tendría que analizar para cada medida cual es el coeficiente más exacto duplicándose los tiempos.

Sumándose el aporte de los 20 armónicos más cercanos:

$$FFT(20) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |fft(k)|^2} \quad FFT(20) = 0,1296 \text{ V}$$

El error cometido es: $error = \frac{FFT(20)}{0,13 \text{ V}} - 1 \quad error = -0,28\%$

Para el margen de frecuencias esperadas para el armónico principal entre 295 Hz y 305 Hz el error esperado en amplitud varía entre -0,68% y -0,28%.

3.4.2.2 Transformada de Fourier Discreta (DFT)

La DFT se aplica a una señal periódica discreta en el tiempo $x[n]$ obtenida por muestreo con periodo $T_s=1/f_s$ para obtener una función $X(f)$, que es continua como función de la frecuencia y periódica. Los coeficientes correspondientes a los N valores obtenidos de la señal muestreada $x[n]$ [48] se obtienen mediante la ecuación (61):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, 2, \dots, (N/2)-1 \quad (61)$$

Se puede también expresar mediante la fórmula Euler de la siguiente forma:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (62)$$

Los coeficientes son simétricos respecto al N/2, por lo cual para calcular el valor de amplitud de un armónico solo hace falta los primeros N/2 coeficientes. El cálculo de los N/2 coeficiente DFT para N puntos requieren N/2·N multiplicaciones complejas, N/2·2N cálculos de senos y cosenos y N/2·N sumas de complejos; en total, 2N² cálculos de senos y cosenos. Siendo K_{dft} el tiempo que tarda el microprocesador en calcular un seno, el tiempo de procesado será K_{dft} 2N². Este tiempo se puede reducir si se tiene una tabla con los senos y cosenos calculados previamente. Para 4096 muestras se requieren 33.554.432 y para 8192 muestras 134.217.728 operaciones de senos y cosenos.

Suponiendo que con 4096 muestras solo se requiere el cálculo de 10 coeficientes de Fourier, entonces el número de operaciones se reducen a 163.840. Si se toman 8192 muestras se necesitan 20 coeficientes de Fourier; entonces el número de operaciones se reducen a 655.360 operaciones de senos y cosenos.

La memoria requerida para procesar un vector de N puntos dependerá de si se quieren guardar los coeficientes complejos, los valores de amplitudes y frecuencias o solo de amplitudes. Para el procesado de cada coeficiente no se requiere más memoria del procesador que la necesaria para guardar una variable compleja 32 bits (4 bytes).

El requerimiento de memoria para guardar los datos depende del número de medidas; en el caso de tener 4096 medidas de 16bits (2 bytes) se necesitan 8,2 kB y si se toman 8192 muestras se necesitan 16,4 kB.

3.4.2.3 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

La transformada rápida de Fourier (FFT) se basa en cálculos recursivos de diezmado en el tiempo o diezmado en la frecuencia [37], para lo cual se tiene que elegir el número de valores muestreados de la señal como potencias; habitualmente se toman base 2. Se aplica sobre señales aperiódicas discretas en el tiempo, obtenidas por muestreo con periodo de muestreo $T_s=1/f_s$ y tomándose un total de 2^m muestras. El resultado de la FFT es una función que es continua como función de la frecuencia y tiene $1+2^{(m-1)}$ componentes. Dichos componentes corresponden con las frecuencias de la descomposición de la señal en armónicos.

Para el cálculo de la FFT se necesitan $N/2 \cdot \log_2 N$ multiplicaciones complejas y $N \cdot \log_2 N$ sumas complejas, en total $3/2 \cdot N \cdot \log_2 N$ operaciones con senos [110]. Siendo K_{dft} el tiempo que tarda el microprocesador en calcular un seno, el tiempo de procesado será $K_{dft} \cdot 3/2 \cdot N \cdot \log_2 N$ y para 4096 muestras (2^{12}) se requerirán 73.728 y para 8192 muestras (2^{13}) se requerirán 159.744 operaciones de senos o cosenos.

La memoria requerida para procesar un vector de N puntos es $N \cdot \log_2 N$ números. Para 4096 (2^{12}) puntos de 16 bits (2 bytes) se requieren $4096 \cdot 12$ números complejos tipo de 32 bits (4 bytes):

$$4096 \times 16 + 4096 \times 12 \times 32 = 1.638.400 \text{ bits} = 205 \text{ kB}$$

$$8192 \times 16 + 8192 \times 13 \times 32 = 3.538.944 \text{ bits} = 443 \text{ kB}$$

3.4.2.4 Transformada DFT versus FFT

De forma genérica, se puede afirmar que los algoritmos FFT reducen los tiempos de cálculo, necesitando para ello más recursos de memoria frente al cálculo directo que no requiere memoria adicional pero cuyo tiempo de ejecución es mucho mayor.

En el caso de emplearse un MCU para realizar los cálculos, el recurso de memoria está limitado y para la medida de la impedancia de la batería no se requiere una gran velocidad de lectura, ya que son valores de lenta variación con el tiempo. Por estos motivos se elige el cálculo de la DFT, al primarse la ocupación de memoria frente a la velocidad de cálculo.

A modo de resumen se muestra en la tabla 13 una comparativa de los dos métodos de cálculo, tomándose 4096 y 8192 muestras de 16 bits (2 bytes) en ambos casos y calculándose todos los armónicos o una pequeña parte de ellos.

4096 muestras	Operaciones de senos o cosenos	Requerimiento de memoria
DFT	33.554.432	8,2 kB
DFT (10 armónicos)	163.840	8,2 kB
FFT	73.728	205 kB
8192 muestras	Operaciones de senos o cosenos	Requerimiento de memoria
DFT	134.217.728	16,4 kB
DFT (20 armónicos)	655.360	16,4 kB
FFT	159.744	443 kB

Tabla 13: Comparativa de los recursos necesarios DFT vs FFT.

3.4.2.5 Conclusiones de la Transformada de Fourier

Se comprueba que la transformada DFT es el método que se adapta mejor a los requerimientos para la medida de los armónicos de los rizados de tensión y de corriente necesarios para la técnica de estimación del SOH de la batería defendida en esta tesis.

El método elegido es el cálculo de la DFT, restringido únicamente al cálculo de los veinte valores de armónicos alrededor de la frecuencia de 300 Hz, necesiéndose 16,4 kB de memoria para almacenar los 8192 valores y con un error en la medida esperado del -0,7%.

3.4.3 Lectura de la impedancia

La impedancia de la batería es un valor complejo, tal como se representa en la figura 15, al estar compuesta por una parte resistiva pura y otra parte capacitiva. Se va a estudiar en este apartado la aportación de cada uno de los componentes a la frecuencia del armónico fundamental de los rizados de tensión y corriente. El estudio se realiza para dos frecuencias, la frecuencia de red española 50 Hz, usada en varios equipos comerciales de medida de impedancia de baterías, y la frecuencia fundamental de la rectificadora trifásica sin controlar del convertidor cargador de 300 Hz.

Para el modelo interno de la batería se toma el simplificado de I. Damlund de la figura 14, fijándose los valores para sus componentes en: $C_p = 1,7 \text{ F}$, $R_M = 1,05 \text{ m}\Omega$ y $R_E = 12 \Omega$.

Se empieza el estudio por la frecuencia de red de 50 Hz, entonces de acuerdo con la ecuación (13):

$$\begin{aligned} \text{La impedancia de la batería es:} & \quad Z = 1,045 - j 1,872 \text{ m}\Omega \\ \text{El módulo de la impedancia es:} & \quad |Z| = 2,144 \text{ m}\Omega \\ \text{El argumento de la impedancia es:} & \quad \arg(Z) = -1,062 \text{ rad} \end{aligned}$$

Como se comprueba no se está midiendo con el módulo de la impedancia solamente la parte resistiva, sino que la parte capacitiva tiene más peso que la componente resistiva en el módulo. En todo caso no es importante el valor absoluto de impedancia para el cálculo del SOH de la batería; lo que realmente importa es poder detectar la variación de la resistencia interna R_m . Se van a analizar dos situaciones, que la resistencia interna se incremente un 20% y que la capacidad se decremente un 20%. Se elige el valor del 20% de forma arbitraria y como indicador del comienzo del deterioro del vaso, ya que la norma [3] recomienda el cambio de un vaso cuando su resistencia interna se incremente entre un 30% y el 50% con respecto al valor de referencia.

Supóngase que la resistencia interna se incrementa un 20% pasando de 1,045 mΩ a 1,254 mΩ.

$$\begin{aligned} \text{La impedancia de la batería es:} & \quad Z = 1,254 - j 1,872 \text{ m}\Omega \\ \text{El módulo de la impedancia es:} & \quad |Z| = 2,254 \text{ m}\Omega \\ \text{El argumento de la impedancia es:} & \quad \arg(Z) = -0,981 \text{ rad} \end{aligned}$$

Se comprueba que el módulo de la impedancia medida solo se ha incrementado un 5,13%, no viéndose reflejada el incremento de la resistencia interna.

Supóngase ahora que la capacidad interna se decremente un 20% pasando de 1,7 F a 1,36 F.

$$\text{La impedancia de la batería es:} \quad Z = 1,045 - j 2,341 \text{ m}\Omega$$

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

El módulo de la impedancia es: $|Z| = 2,563 \text{ m}\Omega$

El argumento de la impedancia es: $\arg(Z) = -1,151 \text{ rad}$

Se comprueba que el módulo de la impedancia medida se ha incrementado un 19,54%.

Con esta prueba se ha comprobado que ante un incremento en el valor del módulo de impedancia no se puede saber si es producido por un aumento de la resistencia interna o una disminución de la capacidad. La medida del módulo de la impedancia a la frecuencia de la red no es suficiente para determinar la variación de la resistencia interna, siendo necesaria la lectura del argumento para poder discriminar el parámetro que ha producido el cambio.

Supóngase ahora que las medidas se realizan a la frecuencia de 300 Hz, con los valores de los componentes internos en condiciones nominales.

La impedancia de la batería es: $Z = 1,045 - j 0,312 \text{ m}\Omega$

El módulo de la impedancia es: $|Z| = 1,091 \text{ m}\Omega$

El argumento de la impedancia es: $\arg(Z) = -0,29 \text{ rad}$

Como se comprueba el aporte de la parte capacitiva al valor de la impedancia es menor que el de la parte resistiva. De igual forma que en el estudio anterior, se van a analizar dos situaciones, que la resistencia interna se incremente un 20% y que la capacidad se decremente un 20%.

Supóngase que la resistencia interna se incrementa un 20% pasando de 1,045 mΩ a 1,254 mΩ.

La impedancia de la batería es: $Z = 1,254 - j 0,312 \text{ m}\Omega$

El módulo de la impedancia es: $|Z| = 1,292 \text{ m}\Omega$

El argumento de la impedancia es: $\arg(Z) = -0,244 \text{ rad}$

Se comprueba que el módulo de la impedancia medida se ha incrementado un 18,42%.

Supóngase ahora que la capacidad interna se decremente un 20% pasando de 1,7 F a 1,36 F.

La impedancia de la batería es: $Z = 1,045 - j 0,39 \text{ m}\Omega$

El módulo de la impedancia es: $|Z| = 1,115 \text{ m}\Omega$

El argumento de la impedancia es: $\arg(Z) = -0,357 \text{ rad}$

Se comprueba que el módulo de la impedancia medida se ha incrementado un 2,2%.

Con esta prueba se ha comprobado que la medida del módulo de la impedancia a la frecuencia de 300 Hz es suficiente para determinar la variación de la resistencia interna, perdiéndose un 2% en la detección de variaciones de la resistencia interna de un 20%. Por otra parte, las variaciones de la parte capacitiva (-20%) contribuyen muy poco (2,2%) en la variación de la impedancia.

La impedancia de la batería expresada en forma fasorial se puede expresar de la siguiente forma:

$$Z = 1,091 \text{ m}\Omega \angle -0,29$$

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Los valores de los armónicos de tensión y de corriente obtenidos por la DFT se pueden también expresar en forma fasorial. El rizado de tensión se considera como referencia y su fasor no tendrá retardo, mientras que, como la carga es capacitiva, el rizado de corriente estará adelantado con respecto a la tensión.

$$V = V_{\text{armónico}} \angle 0$$

$$I = I_{\text{armónico}} \angle +\vartheta$$

Se calcula la impedancia de la batería dividiendo ambos fasores.

$$Z = (V_{\text{armónico}} \angle 0) / (I_{\text{armónico}} \angle +\vartheta) = (V_{\text{armónico}} / I_{\text{armónico}}) \angle -\vartheta$$

Tal como se ha argumentado, para el cálculo del valor del módulo de la impedancia se divide el valor del armónico de tensión entre el valor del armónico de corriente, obtenidos a la frecuencia fundamental del rectificador de 300 Hz, y esta medida es suficiente para medir la degradación de la batería SOH, haciéndose un seguimiento de su incremento durante la vida de la batería por medio del sistema de medida propuesto en esta tesis.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

3.5 ENSAYO 3: PRUEBAS CON EL CONVERTIDOR.

En el ensayo 3 se han realizado ensayos sobre la batería conectada en flotación al convertidor/cargador usados en los trenes de la serie 2000B de Metro de Madrid. El objetivo de estas pruebas es comprobar la factibilidad de medir la impedancia de la batería mediante el rizado de corriente impuesto por su cargador, como se defiende en esta tesis. Para realizar las medidas se ha utilizado un registrador comercial, y los datos capturados son procesados mediante una herramienta SW.

En los coches de la serie 2000B de Metro de Madrid el convertidor usado es de la casa SEPSA modelo 145 (figura 59), con una potencia de 60 kVA. En la figura 32 se muestra el diagrama de bloques de este convertidor.



Figura 59: Convertidor de 60kVA de los coches 2000B.

Las baterías empleadas en la serie 2000B de Metro de Madrid, con las que se hacen estos ensayos, son las mismas analizadas en el punto 3.3.2 de esta tesis, cómo ya se ha dicho, están compuesta por 52 vasos agrupados en 9 celdas (figura 38). Las celdas son del fabricante EXIDE del tipo Marathon CLASSIC de la serie EPZS, en concreto el modelo 02EPZS0120SC de 12 V y 120 Ah (C5).

3.5.1 Medida de la batería con el MEGGER BITE 2

Para poder comparar el método original propuesto con un equipo comercial se mide la batería con el equipo de la casa MEGGER modelo BITE 2 [78], que inyecta una corriente eficaz de 8,85 AC a la frecuencia de 50 Hz, tal como se muestra en la figura 60. Para la realización de esta prueba la batería se carga previamente y después se deja reposar, desconectándola del cargador, durante una hora, los resultados obtenidos de las medidas se encuentra en la tabla 14.

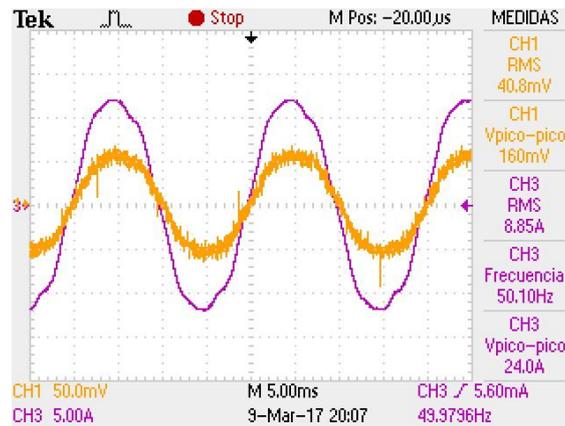


Figura 60: Señales de corriente y tensión del MEGGER BITE 2.

3.5.2 Caracterización de los rizados con el convertidor

Con el objeto de adaptar los niveles de las señales que se van a capturar con el registrador comercial empleado en las medidas, se necesitan caracterizar las formas de onda de los rizados de tensión y de corriente en la batería, para lo cual se miden y capturan con un osciloscopio para las condiciones de carga en vacío y a plena carga (de la figura 61 a la figura 66).

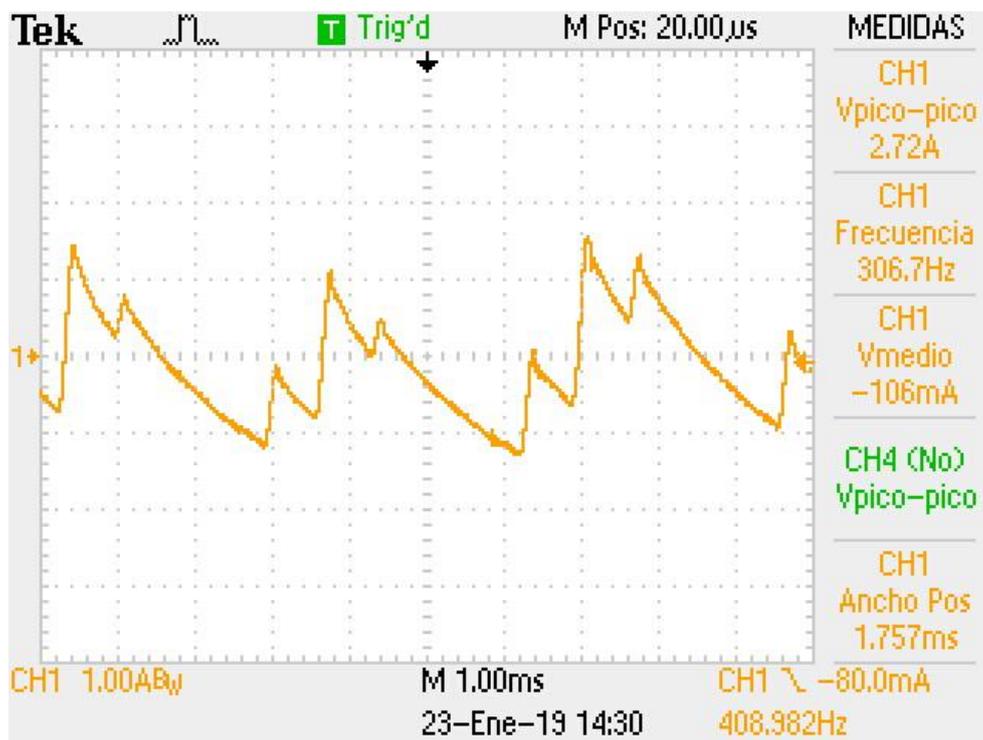


Figura 61: Medida del rizado de corriente en vacío.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

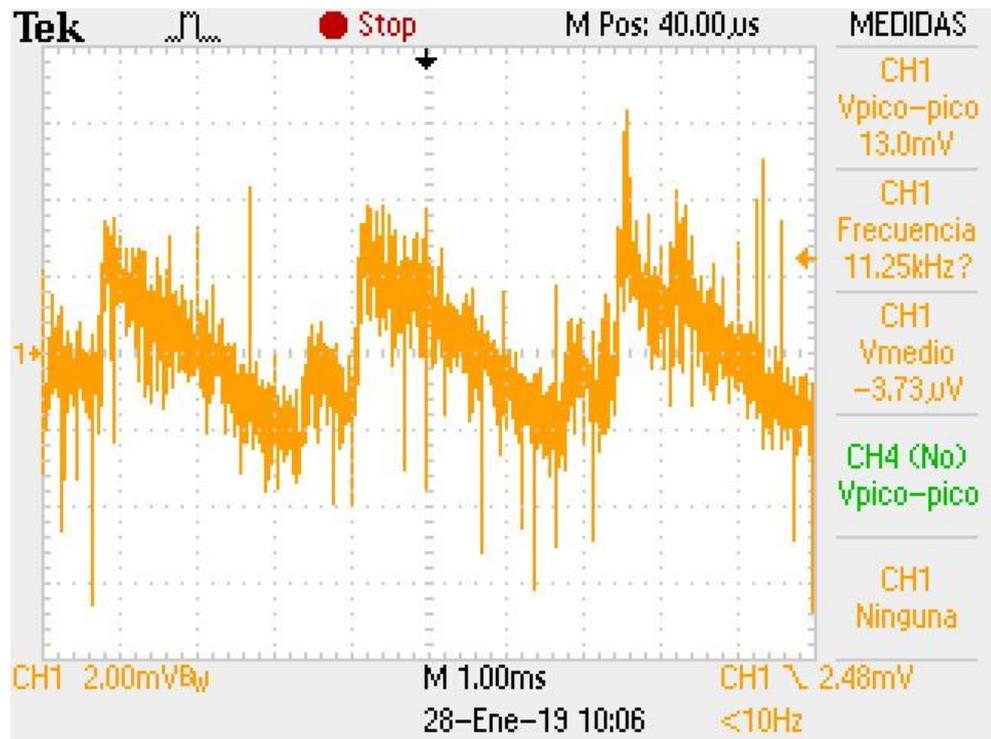


Figura 62: Medida del rizado de tensión de un vaso en vacío.

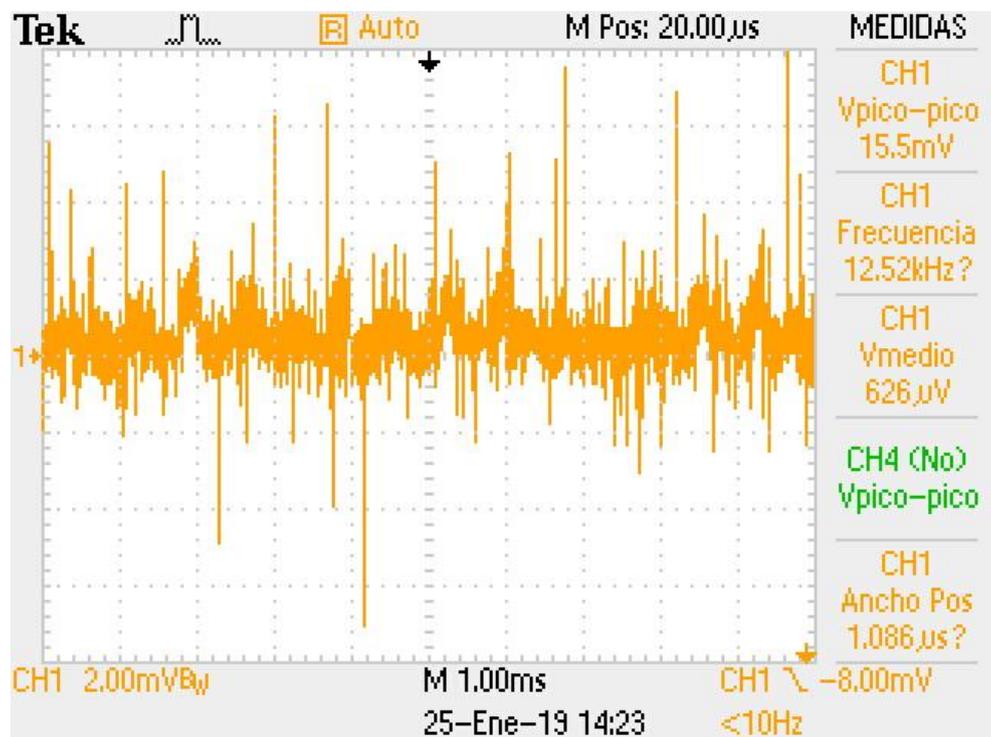


Figura 63: Medida del rizado de tensión de un puente en vacío.

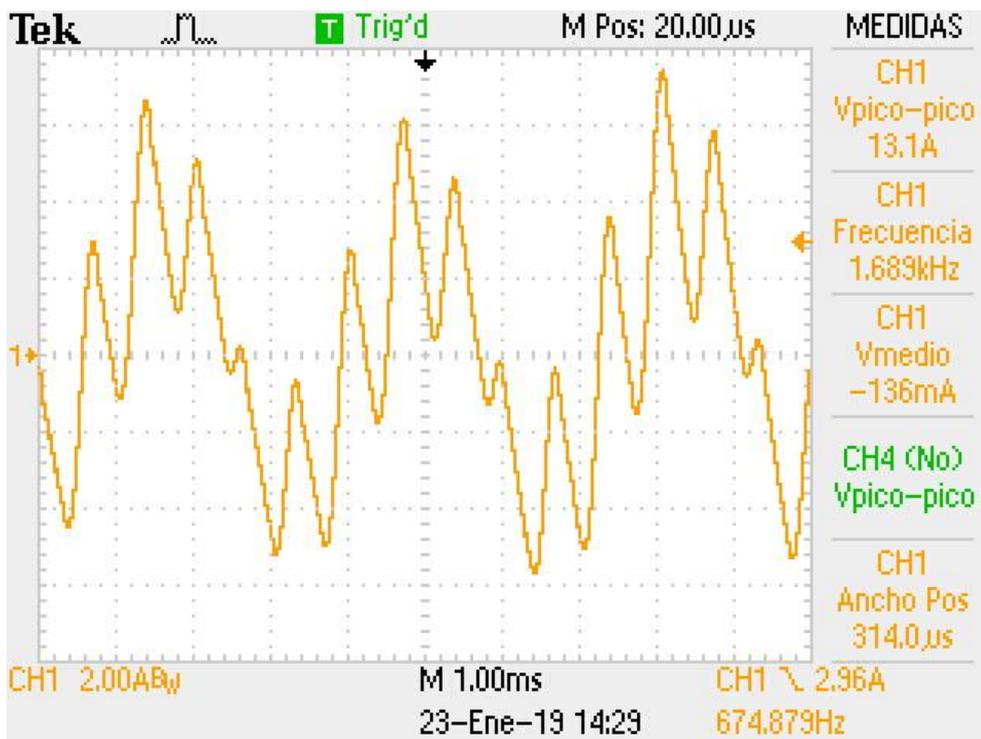


Figura 64: Medida del rizado de corriente a plena carga (45 A).

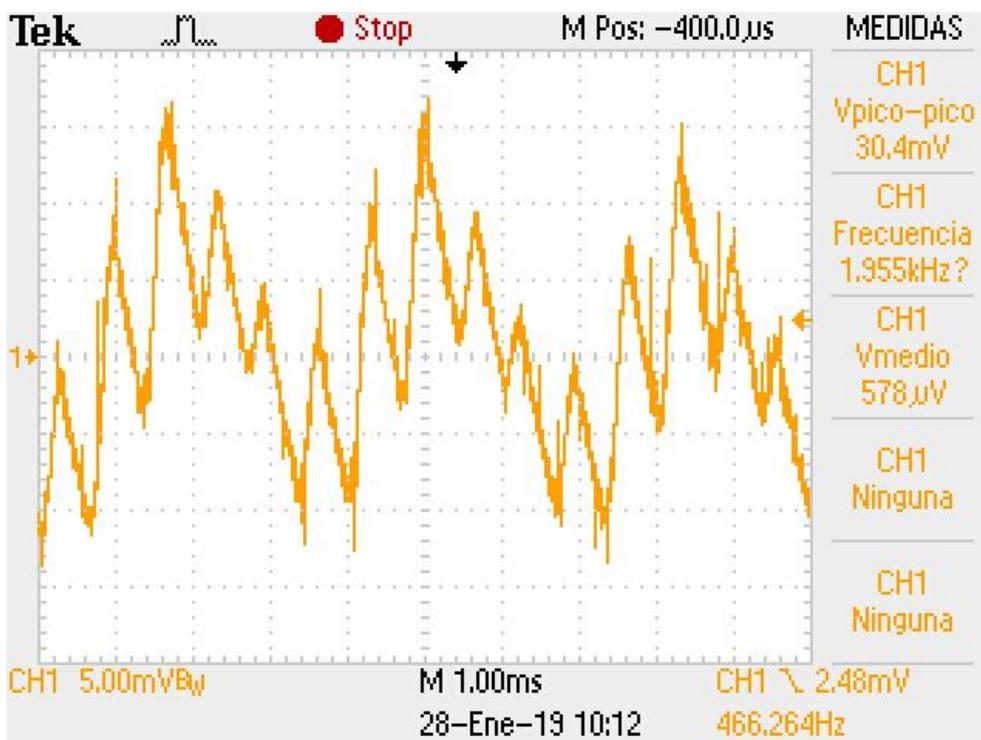


Figura 65: Medida del rizado de tensión de un vaso a plena carga (45 A).

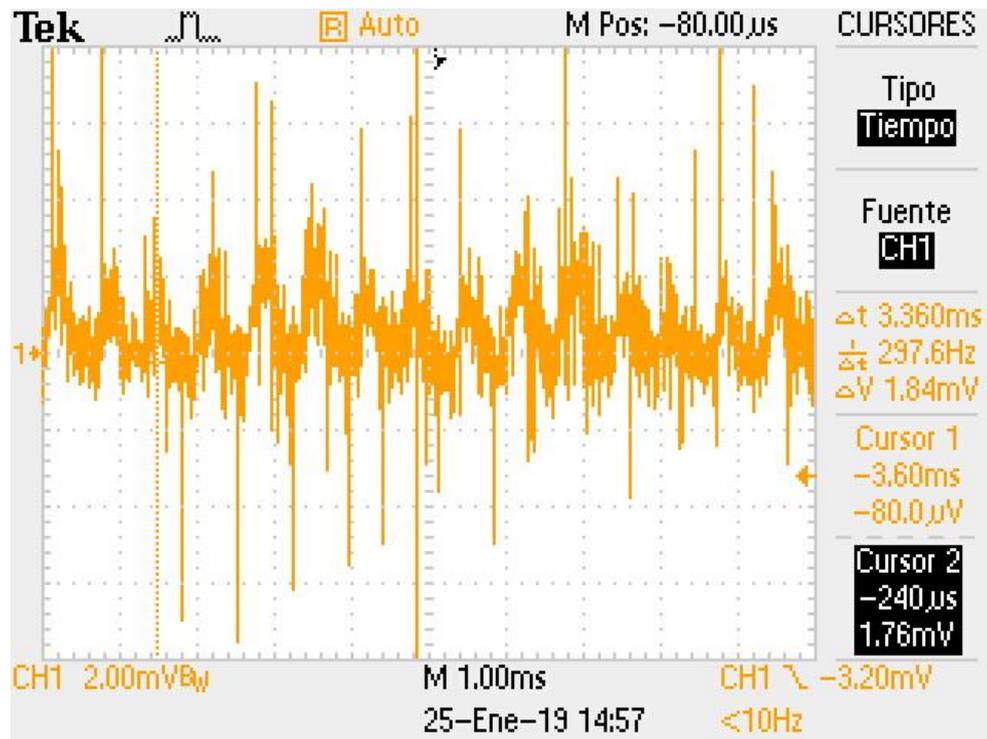


Figura 66: Medida del rizado de tensión de un puente a plena carga (45 A).

Se comprueba que los valores de rizados tanto de tensión como de corriente varían con la carga de continua del convertidor (salida de alterna cargada con 10 A y la salida de continua varía entre 0 A y 45 A), pasando de 2,74 A_{pp} y 5 mV_{pp} (pp pico a pico) cuando está en vacío, a 13,1 A_{pp} y 25 mV_{pp} a plena carga (5,22 kW).

En los rizados de tensión de los puentes no se aprecia a simple vista la misma forma de onda que la corriente, tal como sucede con los rizados de tensión de los vasos, ni a baja carga ni a plena carga. Esto es un indicio de que en esta medida hay una alta componente de ruido que deforma la señal.

3.5.3 Medida de la batería con el convertidor

Se conecta la batería al cargador tal y como se representa en la figura 32. Se capturan los rizados de corriente y tensión con el convertidor funcionando con baja carga (10 A en la salida alterna y 10 A en la salida de continua).

La instrumentación usada consistió en un registrador GRAPHTEC modelo GL500 midi LOGGER para medir los rizados de tensión de los vasos y un amplificador de corriente TEKTRONIX TCPA300 con una sonda de corriente TEKTRONIX TCP312, configurada en el rango de 10 A/V, para convertir la medida de corriente en tensión y ser capturada también por el registrador. Se capturan 81.920 muestras de cada uno de los rizados, con un periodo de muestreo de 8 μs, pero para agilizar el proceso de cálculo solo se toman 4096 datos para operar. El análisis de los datos capturados se realiza mediante la transformada rápida de Fourier utilizando la herramienta matemática MathCad de la casa MathSoft.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

A modo de ejemplo se muestra el proceso para medir la impedancia del vaso 1 según el método que se propone en esta tesis, siendo el mismo proceso para el resto de vasos y puentes. En la figura 67 se muestran los datos medidos en el vaso 1.

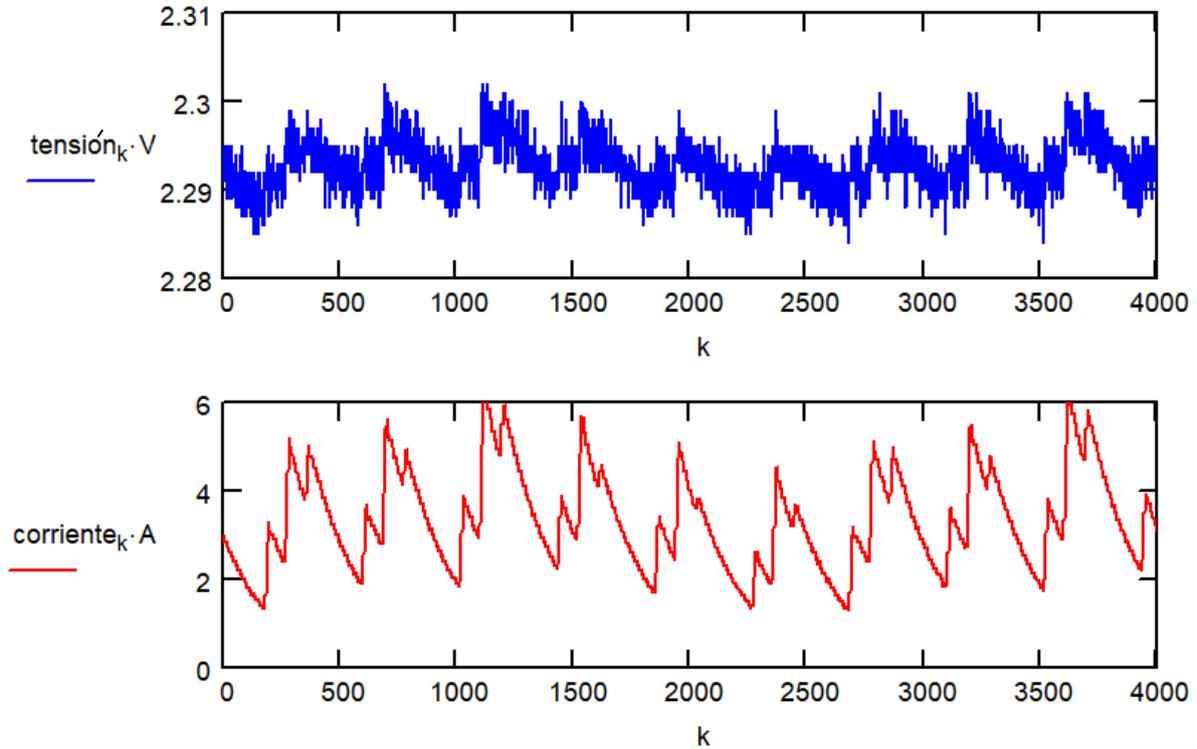


Figura 67: Medidas de los rizados de tensión y de corriente en el vaso 1.

Se calculan todos los armónicos comprobándose que el armónico principal corresponde con el de frecuencia de 300 Hz, apareciendo también el armónico de 1,5 kHz correspondiente al PWM, (figura 68). Se comprueba que existen armónicos en las frecuencias de sus múltiplos y en sus sumas y restas: 100 Hz, 300 Hz, 600 Hz, 900 Hz, 1.200 Hz, 1.500 Hz y 1.800 Hz.

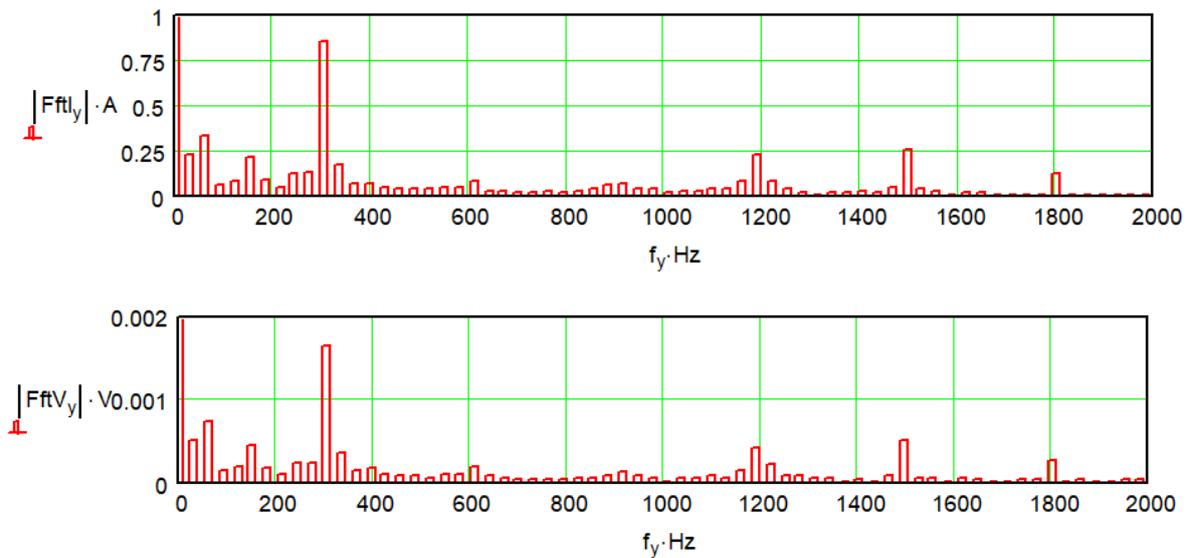


Figura 68: Armónicos de corriente y de tensión del vaso 1.

Se muestra también el detalle del armónico de 300 Hz (figura 69).

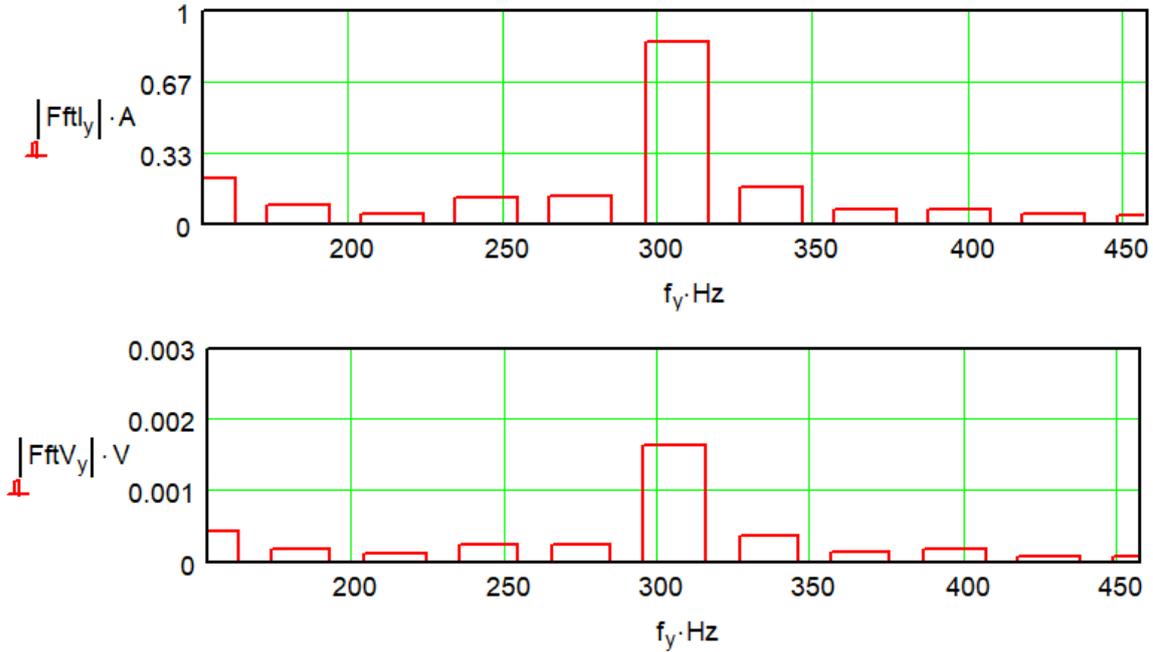


Figura 69: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión del vaso 1.

Los valores de los armónicos se calculan sumándose el aporte de los 10 armónicos más cercanos al armónico fundamental de 300 Hz y el valor de impedancia se calcula dividiendo el valor de los armónicos de 300 Hz de tensión por el de corriente, de acuerdo a lo argumentado en el apartado 3.4.3 de este documento.

$$V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=5}^{15} |v \text{fft}(k)|^2} \quad V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 1,798 \text{ mV}$$

$$I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=5}^{15} |I \text{fft}(k)|^2} \quad I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 0,9225 \text{ A}$$

$$|Z| = \frac{V_{FFT} (300 \text{ Hz})}{I_{FFT} (300 \text{ Hz})} \quad |Z| = 1,9492 \text{ m}\Omega$$

Este procedimiento se repite para los 6 vasos y los 6 puentes. Los resultados obtenidos de las impedancias y las resistencias de los puentes se presentan en la tabla 14, junto con las medidas realizadas con el equipo BITE.

Se comprueba que existen diferencias tanto en las tensiones medias de los vasos como en las impedancias y las resistencias de los puentes entre los dos métodos de medida empleados, el equipo comercial BITTE 2 y el registrador de señales GRAPHTEC empleando el novedoso método propuesto en esta tesis. Se marcan en azul los puentes que corresponden con los puentes entre celdas, que son más largos y por lo tanto tienen mayor resistencia.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Nº celda	Nº vaso	Medidas con el BITTE			Medidas con el Graphtec		
		Tensión vaso (V)	Impedancia vaso (mΩ)	Resistencia puente(mΩ)	Tensión vaso (V)	Impedancia vaso (mΩ)	Resistencia puente(mΩ)
celda1	vaso01	2,185	2,328	0,070	2,2930	1,9492	0,126
celda1	vaso02	2,170	2,127	0,075	2,2873	1,8702	0,103
celda1	vaso03	2,195	1,919	0,061	2,3137	1,6985	0,075
celda1	vaso04	2,190	1,947	0,073	2,3078	1,7986	0,106
celda1	vaso05	2,173	2,027	0,073	2,2872	1,7540	0,094
celda1	vaso06	2,177	2,242	0,119	2,2985	1,9716	0,227
celda2	vaso07	2,251	1,696	0,072	2,4291	1,4877	0,112
celda2	vaso08	2,243	1,567	0,079	2,4840	1,3954	0,113
celda2	vaso09	2,246	1,553	0,063	2,5269	1,3563	0,086
celda2	vaso10	2,239	1,653	0,070	2,5008	1,3742	0,106
celda2	vaso11	2,241	1,567	0,075	2,4574	1,3743	0,111
celda2	vaso12	2,239	1,611	0,141	2,4208	1,3805	0,218
celda3	vaso13	2,180	2,185	0,078	2,3149	1,9500	0,106
celda3	vaso14	2,165	2,875	0,073	2,2918	2,4596	0,103
celda3	vaso15	2,182	2,559	0,065	2,3128	2,1924	0,082
celda3	vaso16	2,195	2,301	0,071	2,3293	2,0116	0,106
celda3	vaso17	2,165	3,853	0,075	2,2698	2,8691	0,102
celda3	vaso18	2,160	3,033	0,106	2,2928	2,5845	0,198
celda4	vaso19	2,165	3,911	0,076	2,3021	3,4256	0,112
celda4	vaso20	2,170	2,918	0,073	2,3043	2,5294	0,112
celda4	vaso21	2,170	2,602	0,068	2,3064	2,2260	0,112
celda4	vaso22	2,177	2,501	0,070	2,3165	2,1941	0,111
celda4	vaso23	2,165	2,904	0,068	2,3165	2,1941	0,133
celda4	vaso24	2,148	2,904	0,125	2,3165	2,1941	0,211
celda5	vaso25	2,153	2,099	0,070	2,2846	1,9697	0,111
celda5	vaso26	2,158	2,127	0,070	2,3043	2,5294	0,105
celda5	vaso27	2,158	2,013	0,062	2,2957	1,7269	0,077
celda5	vaso28	2,163	1,984	0,070	2,2941	1,6239	0,097
celda5	vaso29	2,143	2,041	0,072	2,2759	1,8406	0,109
celda5	vaso30	2,155	2,171	0,098	2,2921	1,8816	0,184
celda6	vaso31	2,141	3,176	0,068	2,2817	2,9271	xx
celda6	vaso32	2,143	2,085	0,068	2,2756	1,8696	xx
celda6	vaso33	2,163	2,142	0,062	2,2987	1,8546	xx
celda6	vaso34	2,168	2,300	0,069	2,3026	1,9126	xx
celda6	vaso35	2,170	1,941	0,077	2,2759	1,8406	xx
celda6	vaso36	2,143	2,702	0,092	2,2921	1,8816	xx
celda7	vaso37	2,158	3,019	0,073	2,2980	2,6470	0,107
celda7	vaso38	2,163	2,228	0,068	2,3010	1,8631	0,108
celda7	vaso39	2,160	2,099	0,280	2,2968	1,8030	0,275
celda7	vaso40	2,163	2,214	0,070	2,3009	1,9213	0,092
celda7	vaso41	2,168	2,159	0,068	2,3059	1,8639	0,099
celda7	vaso42	2,160	3,062	0,095	2,3083	2,7726	0,201
celda8	vaso43	2,155	2,216	0,066	2,3055	1,8929	0,095
celda8	vaso44	2,136	1,974	0,075	2,2785	1,7539	0,103
celda8	vaso45	2,170	1,862	0,050	2,3169	1,6115	0,066
celda8	vaso46	2,177	1,826	0,065	2,3345	1,5821	0,097
celda8	vaso47	2,155	1,840	0,068	2,2689	1,5926	0,106
celda8	vaso48	2,155	2,372	0,122	2,2936	1,9948	0,198
celda9	vaso49	2,165	1,969	0,070	2,3098	1,8156	0,102
celda9	vaso50	2,165	1,903	0,057	2,3086	1,7406	0,077
celda9	vaso51	2,151	2,017	0,064	2,2950	1,6945	0,095
celda9	vaso52	2,148	3,120		2,2910	1,9807	

Tabla 14: Medidas con el MEGGER BITE 2 vs medidas con el Graphtec.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Se pasan a analizar los resultados obtenidos y argumentar los posibles motivos de discrepancias entre las medidas.

- Todas las impedancia medidas con el BITE de la tabla 14 son mucho mayores a las realizadas con el mismo equipo 8 meses antes, recogidos en la tabla 9. El motivo es que la batería estuvo almacenada este tiempo sin mantenimiento y sufrió una degradación, al ser una batería para achatarrar.
- Las tensiones medias de los vasos medidas con el registrador resultan mayores que las obtenidas por el MEGGER BITE 2. Esto es debido a que las condiciones de medida son distintas; en la medida con el registrador, la batería está conectada al convertidor y éste impone la tensión de flotación, mientras que con el BITE la batería se desconecta del cargador y sufre una pequeña auto descarga.
- Las impedancias medidas mediante el registrador salen menores al estar medidas a 300 Hz frente a los 50 Hz que utiliza el BITE 2. Esto concuerda con lo expuesto en el punto 3.4.3 de este documento.
- El valor de resistencia de los puentes medidos con el registrador se ve incrementado por el ruido eléctrico (figura 63), produciéndose un error de medida medio del 50%.

Se genera la tabla 15 que recoge los vasos en peor estado de la *tabla 14* ordenados por valor decreciente de impedancia, medida con el MEGGER BITE 2. Se comprueba que de los 14 vasos detectados defectuosos por el BITTE 2, 12 de ellos coinciden también con los vasos en peor estado medidos a través de los rizados de tensión y de corriente de acuerdo al procedimiento defendido por esta tesis. En concreto los vasos 52 y 36 que salen anómalamente bajos; surge la duda de si la medida está correctamente efectuada ya que se encontraron muchos problemas de falta de contacto en los testigos (agujeros de medida) de las cabezas de los tornillos por suciedad.

Nº celda	Nº vaso	Medidas con el BITTE		Medidas con el Graphtec	
		Tensión vaso (V)	Impedancia vaso (mΩ)	Tensión vaso (V)	Impedancia vaso (mΩ)
celda4	vaso19	2,165	3,911	2,3021	3,4256
celda3	vaso17	2,165	3,853	2,2698	2,8691
celda6	vaso31	2,141	3,176	2,2817	2,9271
celda9	vaso52	2,148	3,120	2,2910	1,9807
celda7	vaso42	2,160	3,062	2,3083	2,7726
celda3	vaso18	2,160	3,033	2,2928	2,5845
celda7	vaso37	2,158	3,019	2,2980	2,6470
celda4	vaso20	2,170	2,918	2,3043	2,5294
celda4	vaso23	2,165	2,904	2,3165	2,1941
celda4	vaso24	2,148	2,904	2,3165	2,1941
celda3	vaso14	2,165	2,875	2,2918	2,4596
celda6	vaso36	2,143	2,702	2,2921	1,8816
celda4	vaso21	2,170	2,602	2,3064	2,2260
celda4	vaso22	2,177	2,501	2,3165	2,1941

Tabla 15: Comparativa BITTE vs Registrador.

Con esta prueba se ha demostrado que el sistema propuesto en esta tesis para determinar el SOH mediante la medida de la impedancia está en línea con los resultados obtenidos usando un equipo comercial, si bien los valores de impedancias son distintos al ser la frecuencia de medida distinta.

3.5.4 Medidas sobre una resistencia conocida con el convertidor

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema propuesto en esta tesis se decide hacer otra prueba con el convertidor, consistente en medir una resistencia de bajo valor conocida. Se elige medir un shunt con relación de 60 mV / 50 A; esto es con resistencia de 1,2 mΩ. Para la medida de la tensión se empleó un registrador GRAPHTEC modelo GL500 midi LOGGER, y para la medida de la corriente un amplificador de corriente TEKTRONIX TCPA300 con una sonda de corriente TEKTRONIX TCP312 configurada en el rango de 10 A/V. Se capturaron 8192 muestras de cada uno de los rizados, con un periodo de muestreo de 8 μs (figura 70).

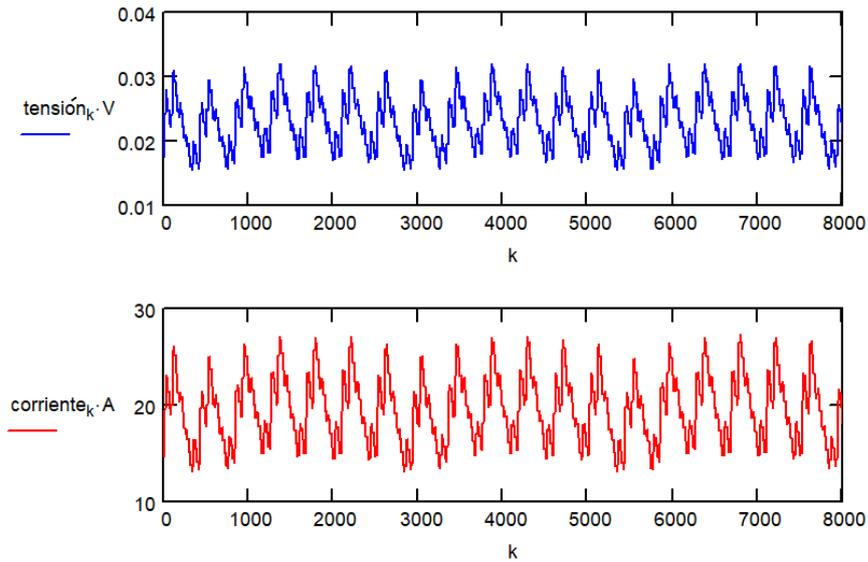


Figura 70: Muestras en la medida del shunt.

La FFT se realiza tomándose 8192 muestras (2^{13}) y para el cálculo del armónico de 300 Hz se toma la aportación de los 20 armónicos más cercanos (entre 152 Hz y 458 Hz) (figura 71).

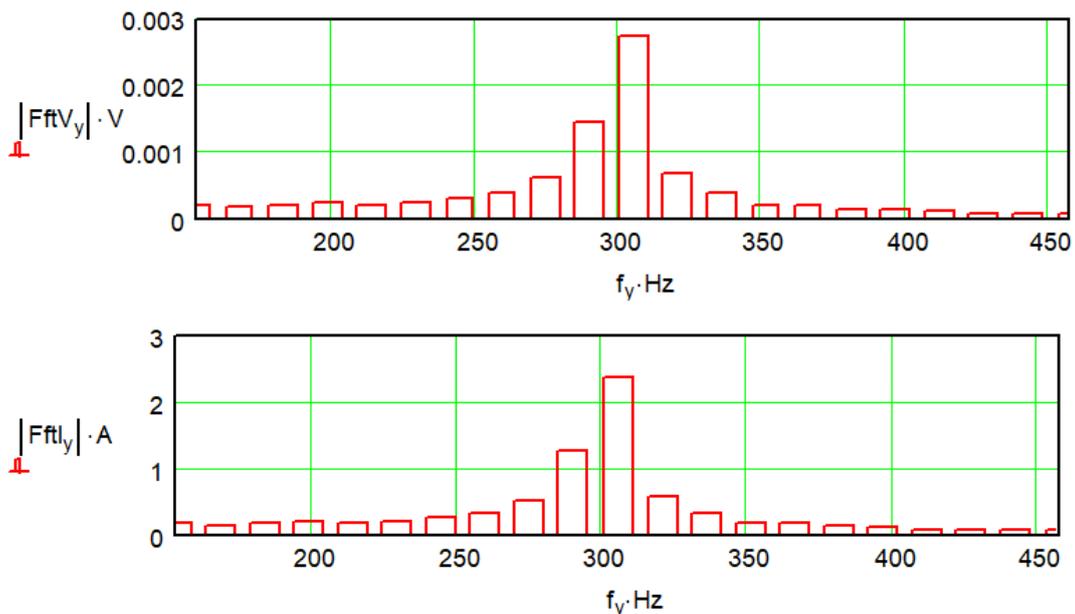


Figura 71: Transformada FFT de la medida del shunt.

El valor medido de resistencia se calcula dividiendo el valor de los armónicos de 300 Hz de tensión por el de corriente.

$$V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |v_{fft}(k)|^2} \quad V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 3,3567 \text{ mV}$$

$$I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |I_{fft}(k)|^2} \quad I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 2,888 \text{ A}$$

$$|R| = \frac{V_{FFT} (300 \text{ Hz})}{I_{FFT} (300 \text{ Hz})} \quad |R| = 1,1623 \text{ m}\Omega$$

El error cometido es: $error = -3,142\%$

Se obtiene un error del -3,14%, que se puede deber a la propia tolerancia del shunt, a errores en la toma de la medida por ruidos, al error cometido en el cálculo del armónico por la DFT y a tolerancias de los equipos de medida. En todo caso se considera aceptable al no ser un sistema pensado para medir el valor nominativo de impedancia de la batería con precisión, sino que lo que se pretende es hacer un análisis de su variación en el tiempo.

3.5.5 Conclusiones de la pruebas con el convertidor

Se puede afirmar como conclusión de estas medidas realizadas con el convertidor, que el rizado impuesto por el convertidor en la batería es suficiente para poderse medir la impedancia de la misma y estimar su SOH.

Los resultados obtenidos según el método propuesto en esta tesis están en línea con los resultados obtenidos usando un equipo comercial, si bien los valores de impedancias son distintos al ser la frecuencia de medida distinta. En todo caso, el valor de la impedancia no se debe considerar como una medida directa del SOH de la batería, sino que el sistema será efectivo si se hace un seguimiento de la evolución de la impedancia con el tiempo, y de esta forma detectar tempranamente el deterioro de algún vaso.

También se ha comprobado que con el método propuesto en esta tesis se pueden medir valores de resistencia del orden de 1 mΩ, con una precisión del 3,1%.

Se deduce por los resultados obtenidos, que es conveniente mejorar el sistema de adquisición de los valores de los rizados para minimizar los errores introducidos por el ruido y por errores humanos durante el proceso de captura. Otro motivo por el que se hace conveniente el diseño del equipo es por disminuir el tiempo necesario para el cálculo de las impedancias y así permitir hacer más ensayos en menor tiempo. Actualmente, el trabajo de post proceso de los datos para obtener el valor de los armónicos conlleva mucho tiempo y los resultados no se tienen en el momento de la medida, por lo que no se pueden validar hasta días después.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

3.6 ENSAYO 4: MEDIDAS EN UN TREN 2000B

Para comprobar que no influyen en las medidas de la impedancia de la batería las demás cargas de continua del tren se realizó una prueba en un tren real, con la batería sometida a las cargas reales en su condición normal de funcionamiento. La prueba se realizó sobre la batería del tren 2731 de la serie 2000B (figura 72).



Figura 72: Tren de la serie 2000B de Metro de Madrid.

El objetivo de la medida es comprobar si en el tren el armónico principal es también el correspondiente al rectificador de 300 Hz, o aparecen otros armónicos producidos por las cargas del tren. La medida se realizó midiendo el valor de rizado de tensión de la batería (el conjunto de los 52 vasos de la figura 73) y de la corriente con acoplamiento alterno, despreciando el valor de continua.



Figura 73: Batería de un coche 2000B

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

La instrumentación empleada para realizar las medidas de los rizados de corriente y tensión consistió en un registrador GRAPHTEC modelo GL500 midi LOGGER y un amplificador de Corriente TEKTRONIX TCPA300 con una sonda de corriente TEKTRONIX TCP303 configurada en el rango de 50 A/V.

Las medidas se realizaron en dos condiciones de carga, en carga (figura 74) y en flotación (figura 75), y en cada una de las medidas se registraron 524.288 puntos con un periodo de muestreo de $8 \mu\text{s}$.

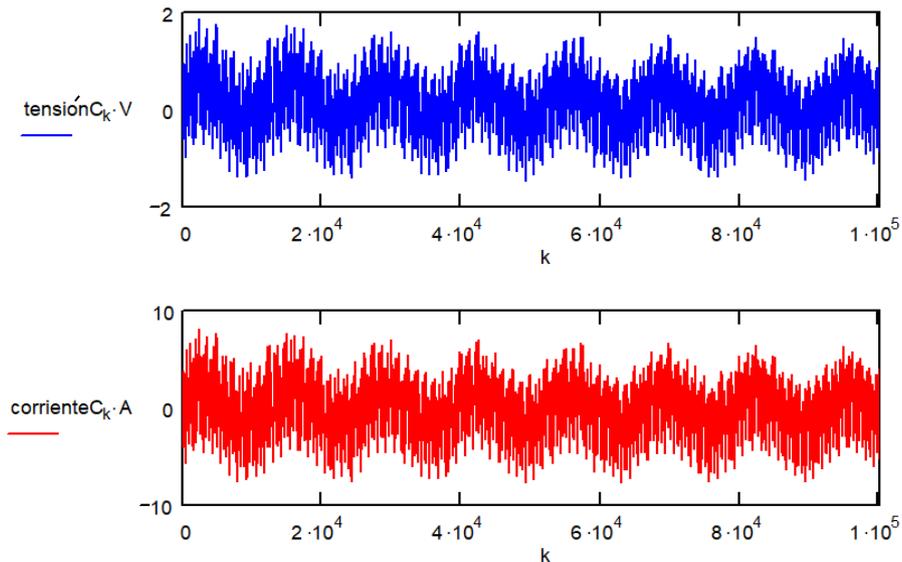


Figura 74: Valores de tensión y corriente capturados durante la carga.

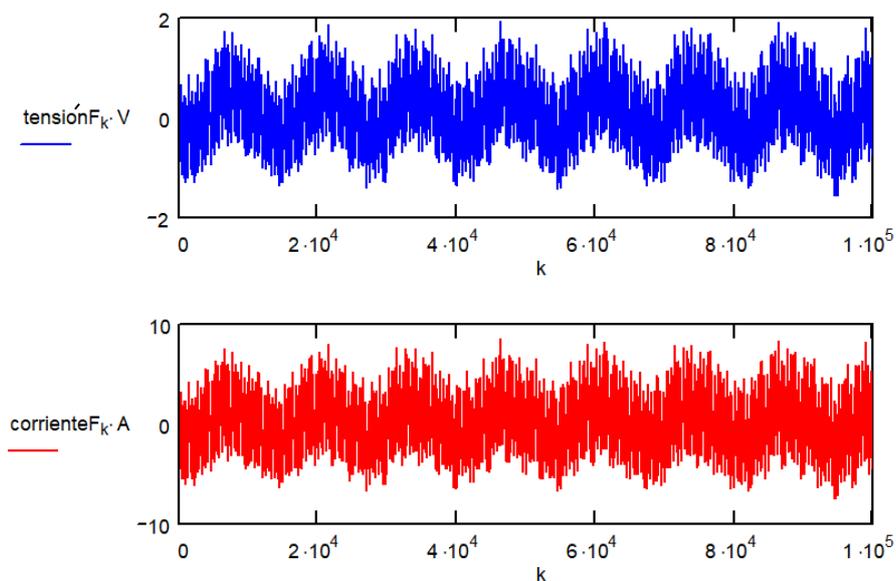


Figura 75: Valores de tensión y corriente capturados durante la flotación.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Se comprueba que el convertidor cargador impone un rizado de tensión sobre la batería que origina un rizado de corriente de ± 8 A de amplitud pico a pico, tanto en carga como en flotación, debido a su impedancia a dicha frecuencia.

Para realizar los cálculos de la FFT se toman 8192 muestras (2^{13}) de los datos capturados, tal como se representan en la figura 76 y la figura 77.

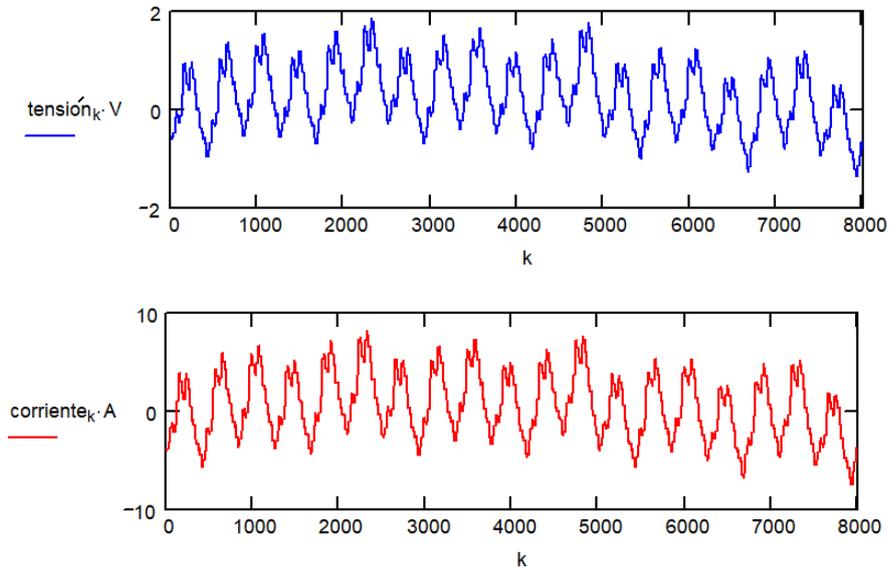


Figura 76: 8192 Valores de tensión y corriente capturados durante la carga.

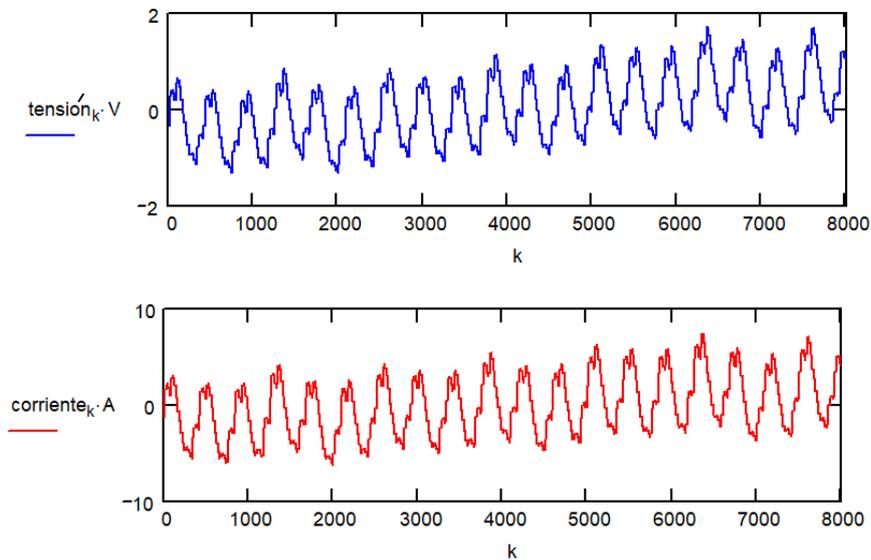


Figura 77: 8192 Valores de tensión y corriente capturados durante la flotación.

3.6.1 Análisis de los datos de flotación.

Para realizarse los cálculos de la transformada rápida de Fourier (FFT) se emplea la herramienta matemática Mathcad de la casa MathSoft. Se presenta en la figura 78 el espectro de frecuencias obtenido de aplicar la FFT a las 8192 muestras capturadas durante la flotación de la batería en el tren. Comparándose este espectro con el obtenido en el laboratorio (figura 68) se observa que aparecen los mismos armónicos a las mismas frecuencias (100 Hz, 300 Hz, 600 Hz,

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

900 Hz, 1.200 Hz, 1.500 Hz y 1.800 Hz) siendo la frecuencia de 300 Hz la principal. Por lo tanto en este caso no existen frecuencias en el tren que invaliden el sistema original de medida propuesto en esta tesis. La amplitud del armónico de 300 Hz de tensión es mayor, al tratarse en este caso de la tensión de la batería entera (52 vasos). Se presenta en la figura 79 el detalle de los armónicos principales de corriente y tensión de 300 Hz.

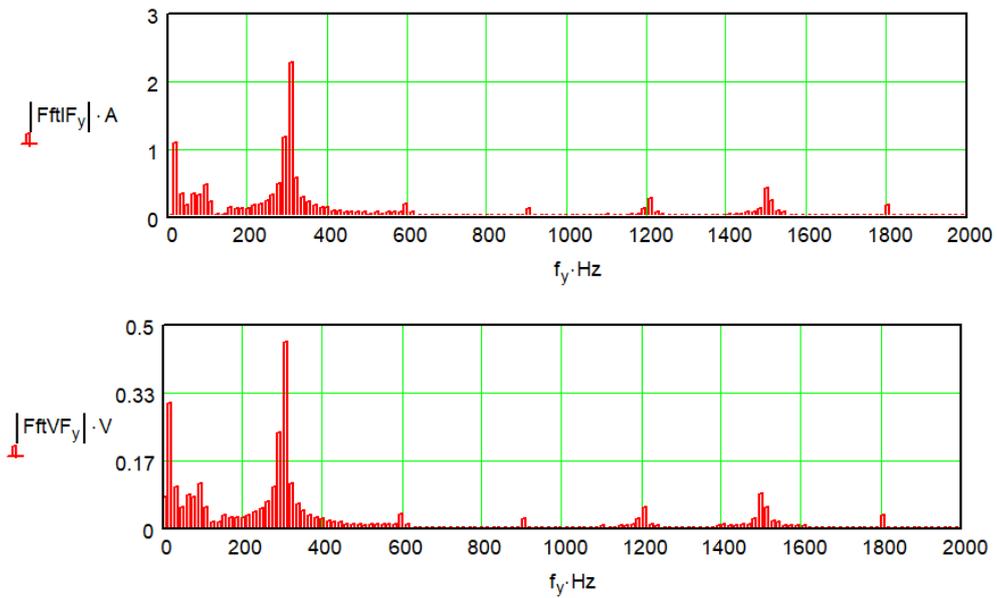


Figura 78: FFT de corriente y de tensión en flotación.

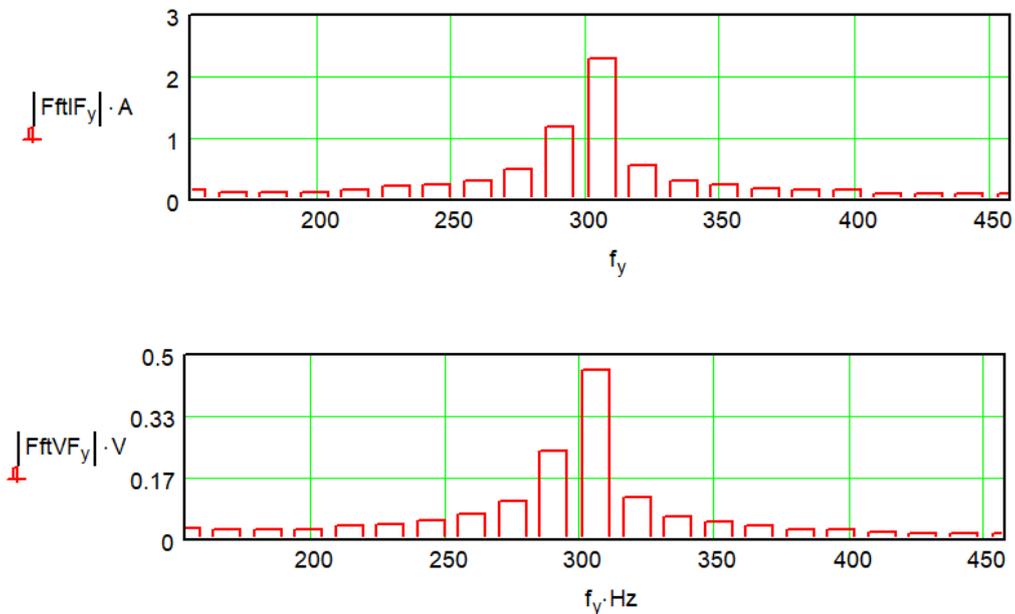


Figura 79: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión en flotación.

Se pasa a calcular la impedancia de toda la batería, 52 vasos más sus puentes entre vasos y los puentes entre celdas.

$$V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |v_{fft}(k)|^2} \quad V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 554,9745 \text{ mV}$$

$$I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |I_{fft}(k)|^2} \quad I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 2,7465 \text{ A}$$

$$|Z| = \frac{V_{FFT} (300 \text{ Hz})}{I_{FFT} (300 \text{ Hz})} \quad |Z| = 197,2426 \text{ m}\Omega$$

3.6.2 Análisis de los datos de carga.

De forma similar al tratamiento de los datos capturados durante la flotación de la batería en el tren, se van a estudiar ahora los datos capturados durante la carga de la batería. El procedimiento empleado consistió en apagar el convertidor del tren, dejando las cargas de continua medidas de tal forma que la batería comenzó a descargarse, y después de 15 minutos se vuelve a conectar el convertidor y se capturan los datos mientras el convertidor carga la batería. Se calculan las transformadas FFT de los rizados de corriente y de tensión, obteniéndose un espectro de frecuencias (figura 80) muy similar al de flotación; de igual forma, se presenta el detalle del armónico de 300 Hz (figura 81).

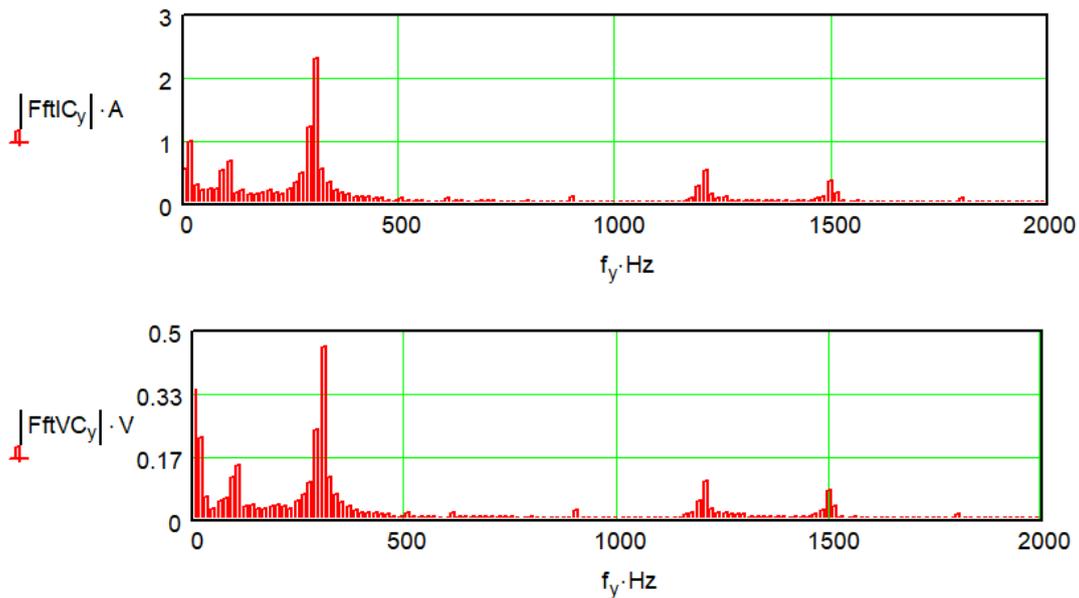


Figura 80: FFT de corriente y de tensión en carga.

Se pasa a calcular la impedancia de toda la batería:

$$V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |v_{fft}(k)|^2} \quad V_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 553,7045 \text{ mV}$$

$$I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = \sqrt{\sum_{k=10}^{30} |I_{fft}(k)|^2} \quad I_{FFT} (300 \text{ Hz}) = 2,8035 \text{ A}$$

$$|Z| = \frac{V_{FFT} (300 \text{ Hz})}{I_{FFT} (300 \text{ Hz})} \quad |Z| = 197,5064 \text{ m}\Omega$$

Los resultados obtenidos durante la carga son muy parecidos a los obtenidos durante la flotación de la batería, obteniéndose en ambos casos una impedancia de toda la batería de 197 mΩ.

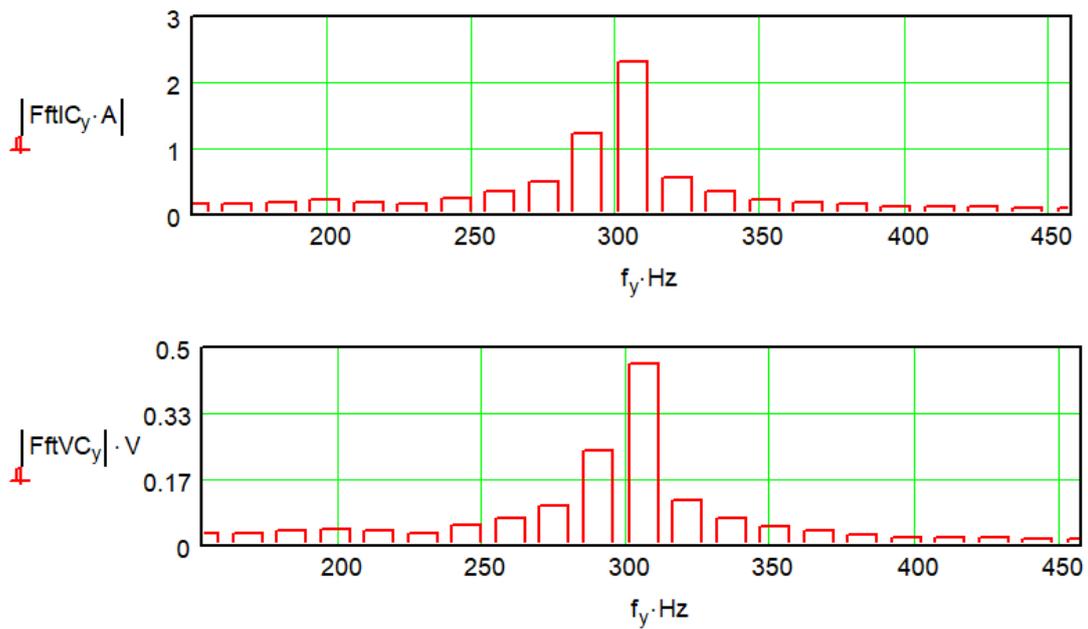


Figura 81: Armónicos de 300 Hz de corriente y de tensión en carga.

3.6.3 Conclusiones de las medidas en el tren

De las medidas realizadas del rizado de tensión y del rizado de corriente impuesto por el convertidor sobre la batería, mediante un registrador, en un tren de la serie 2000B de Metro de Madrid se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- La frecuencia del armónico principal es de 300 Hz, como se ha comprobado tanto en el laboratorio como en el tren, no apareciendo ningún otro armónico producido por otras cargas del tren.
- La frecuencia del armónico principal no depende de las condiciones de carga del convertidor, al igual que los resultados obtenidos de los ensayos en el laboratorio.
- La impedancia medida es la misma en las dos condiciones de carga (197 m Ω).

4 CAPÍTULO IV: VALIDACIÓN Y APLICACIÓN REAL

4.1 INTRODUCCIÓN

Una vez comprobada la viabilidad del novedoso método de medida propuesto en esta tesis, se desarrolla un equipo *ad hoc* para automatizar la medida y así poder explotar todas las ventajas que aporta el nuevo método.

El diseño del demostrador tecnológico se concibe con la premisa de ser apropiado para funcionar montado en tren y tener la capacidad de medir la corriente del convertidor, la tensión de cada vaso y calcular el valor de la impedancia de la batería, manteniendo como requisito un bajo coste de materiales y una rápida implementación.

El equipo construido se valida mediante la realización de medidas en el laboratorio y en el tren, tanto para comprobar su correcto funcionamiento como para corroborar el procedimiento de medida propuesto en esta tesis.

Ensayo 1: Validar el sistema propuesto en esta tesis y el equipo desarrollado *ad hoc* realizándose medidas en el laboratorio sobre una batería con su cargador SAI.

Ensayo 2: Validar el sistema propuesto en esta tesis y el equipo desarrollado *ad hoc* realizándose medidas en un tren.

4.2 JUSTIFICACIÓN DEL DEMOSTRADOR TECNOLÓGICO

La justificación de la necesidad de fabricación de un demostrador tecnológico, construido de acuerdo con el método original de esta tesis, se fundamenta en tres motivos:

- a. Demostrar que el sistema de medida propuesto en esta tesis permite una implementación económica, al no necesitar de requerimientos especiales.
- b. Demostrar el potencial que presenta para la explotación de los datos de la batería. El diseño del demostrador tecnológico está enfocado a la futura explotación de los datos para desarrollar un mantenimiento de la batería basado en la condición (CBM). Los datos capturados se enviarán, mediante un sistema inalámbrico wifi, a un centro de mantenimiento avanzado para su posterior análisis y tratamiento.

Con los datos reportados por el sistema captador propuesto se podrán hacer estudios de cómo envejecen las baterías con el tiempo, como varían las impedancias de los vasos con la temperatura y con el tiempo, de cómo varían las tensiones y corrientes de flotación con el tiempo, de posibles desequilibrios en las tensiones de flotación, de las temperaturas de trabajo en el tren bajo distintas condiciones de circulación y parada. Con los datos almacenados también se posibilita el estudio de buscar nuevas correlaciones entre parámetros de la batería.

- c. Demostrar el ahorro económico que presenta al automatizar la medida. Este sistema permitirá hacer un seguimiento del estado de la batería de forma remota mientras la batería está embarcada en el tren sin necesidad de detener el tren, ni desplazar a un

técnico con pesada instrumentación para hacer las medidas de impedancias de la batería. La recomendación de la norma IEEE 1188 de 2005 [3] es hacer semestralmente una medida de resistencia interna de cada vaso. También recomienda hacer trimestralmente una medida de la tensión de flotación de cada vaso, junto con otras operaciones de mantenimiento.

Con el método propuesto se evita tener que semestralmente parar un tren en depósito para la medida de las impedancias de la batería. Esta medida no está automatizada y los datos obtenidos posteriormente se tienen que introducir manualmente en la base de datos para poder realizar análisis de tendencias.

Por estos motivos se decide construir un equipo de medida, diseñado *ad hoc* para esta tesis, que permita automatizar las medidas y de esta forma poderse analizar tendencias en el comportamiento de la impedancia, comprobarse relaciones entre parámetros, monitorizarse las posibles descargas, etc.

4.3 CONSTRUCCIÓN DEL DEMOSTRADOR TECNOLÓGICO

Para optimizar el tiempo de desarrollo, se decide construir el prototipo del equipo de medida basándose en módulos comerciales. Se elige como núcleo del equipo la placa Arduino DUE por sus características, principalmente la precisión de sus convertidores analógico digital de 12 bits y la velocidad de su reloj de 84 MHz. Se presenta el resumen de sus características que son:

- | | |
|---------------------------------------|--|
| • Microcontrolador (MCU) | Atmel AT91SAM3X8E, basado en el procesador de 32 bit ARM Cortex-M3 RISC. |
| • Velocidad de reloj | 84 MHz |
| • Tensión de operación | 3,3 V |
| • Pines de entrada/salida digitales | 54 (con 12 salidas PWM) |
| • Conversores analógico digital (ADC) | 12 de 12-bit con una frecuencia de conversión de 1 MHz |
| • Conversores digital analógico (DAC) | 2 |
| • Memoria Flash | 512 KB |
| • Memoria SRAM | 96 KB (dos bancos: 64 KB y 32 KB) |

En la concepción del equipo, el primer problema que se presenta es cómo realizar la medida de tensión independientemente de cada uno de los vasos. En total se requieren 104 cables, y para simplificar dicho cableado se decide utilizar una unidad captadora por cada celda de batería (6 vasos y por lo tanto 12 cables). Por este motivo, el sistema de medida se divide en nueve unidades captadoras, encargadas de medir las tensiones de cada uno de los vasos de su celda, y una unidad máster, encargada de medir la corriente de la batería e implementar la lógica del sistema. Esta distribución permite reducir los tiempos de medida, al poderse medir simultáneamente en paralelo los vasos de distintas celdas por tener unidades captadoras diferentes. Para evitar tener que introducir más cableado en el sistema, la comunicación entre la unidad máster y el resto de unidades captadoras se realiza vía radio utilizándose una banda industrial abierta de 2,4 GHz.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Para sincronizar las medidas de los rizados de corriente en el máster y los rizados de tensión en las unidades captadoras, se equipa un opto-acoplador en cada unidad captadora que es controlado por la unidad máster, generándose así una señal de sincronismo.

Otro problema que aparece es cómo se van a leer las tensiones de cada uno de los vasos, ya que si se toma como referencia el primer vaso de la celda el último vaso está 12 V más positivo, lo cual produce una tensión de modo común que dificulta el diseño de la etapa amplificadora para medir unos pocos milivoltios. Se analiza el circuito integrado comercial, LTC6802 de la casa Analog Devices, cuya función es la de monitorizar cada vaso y controlar la carga de un paquete de batería litio-Ion [21], pero se descarta al estar concebido para la medida de la tensión media de los vasos y no para la medida del rizado de tensión.

Finalmente se decide para el diseño de la unidad captadora abrir cada uno de los hilos de medida mediante opto-relés, dejando conectados únicamente los hilos correspondientes al vaso a medir, de tal forma que se conecta la masa de la unidad captadora al terminal negativo del vaso a medir (figura 82), quedando la unidad captadora conectada en paralelo con el vaso que se mide y el resto de hilos de medida abiertos. Con este sistema, por contrapartida, la medida se tendrá que hacer vaso a vaso de forma individual. Otro problema que se presenta es que se penaliza la medida de los puentes, ya que no se realiza con un par de hilos trenzados, sino que se realiza entre dos hilos de dos pares distintos.

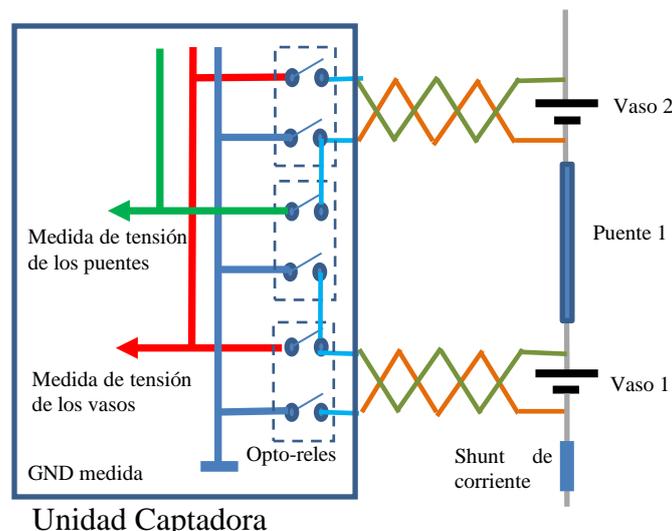


Figura 82: Cableado de la Unidad Captadora.

Para la medida de corriente lo primero que se probó fue un sensor de efecto Hall, modelo HO 50-S/SP30 de la casa LEM, pero los resultados obtenidos para rizados inferiores a 1 A arrojaban errores superiores al 10%. Se decide entonces usar un Shunt con una relación de 50 A / 60 mV; esto es, con una resistencia de 1,2 mΩ.

Recuérdese que las medidas de tensión y de corriente, que son de unos pocos milivoltios de amplitudes, se tienen que realizar en un ambiente ruidoso, como es el convertidor de potencia en funcionamiento, a la vez que también están presentes los consumos del resto de cargas del tren cuando está circulando. Por otra parte, las formas de onda de los rizados de tensión y del rizado de corriente no son sinusoidales puras y tienen un alto contenido en armónicos, por las conmutaciones

del convertidor. Los valores analógicos de tensión y de corriente, medios y de rizado, son amplificados mediante etapas amplificadoras para conformarlos al rango de entrada de los conversores ADC del MCU que son 12 bits (4096 pasos). La captura se realiza muestreando las señales con un periodo de 8 μ s, tomándose 8.192 (2^{13}) muestras. El cálculo de los valores se realiza mediante la transformada discreta de Fourier, calculándose solamente 20 coeficientes entorno a la frecuencia fundamental del convertidor de 300 Hz. El cálculo de valor de la impedancia se realiza dividiendo los armónicos de 300 Hz, el de tensión por el de corriente.

Después de las primeras pruebas con el sistema construido, se decide incorporar comunicaciones wifi para poder reportar las medidas a un servidor remoto para la explotación posterior de los datos. Para esta función se decide incorporar al sistema otro módulo comercial, en concreto el módulo ESP32-S2-Saola-1 WiFi Co-Processor de la casa Espressif [32], que dispone de un microprocesador de 32 bits de doble núcleo, un núcleo dedicado a la comunicación wifi y el otro para correr la aplicación que se quiera implementar. La comunicación entre la placa Arduino DUE del Máster con el módulo ESP32 se realiza mediante un canal serie RS-232, y los datos enviados son los mismos que los guardados en la tarjeta SD.

Se pasa a exponer las principales características y funciones de cada una de las unidades.

a) **Unidad Captadora:**

Las unidades captadoras se encargan de las siguientes funciones:

- Medir con aislamiento la tensión media de cada uno de los vasos.
- Medir con aislamiento el rizado de tensión de cada uno de los vasos.
- Calcular el valor de amplitud del armónico de tensión de 300 Hz, calculando la transformada de Fourier discreta.
- Comunicar a la unidad Máster el resultado de las medidas, mediante un módulo de radio NRF24L01 a 2,4 GHz.
- Incorpora una fuente de alimentación con aislamiento, separando la masa de medida (GND) de la masa de entrada de alimentación.

b) **Unidad Máster:**

Se diseña también una Unidad Máster encargada de las siguientes funciones:

- Integrar la lógica de medición y controlar a las 9 Unidades Captadoras.
- Medir la corriente media de la batería.
- Medir el rizado de corriente de la batería.
- Calcular el valor de amplitud del armónico de 300 Hz, calculando la transformada discreta de Fourier.
- Medir la temperatura de la batería, para lo cual se utiliza un termómetro digital DS18B20 de la casa Maxim, con resolución de 12 bits y bus de comunicaciones a un hilo (1-wire).

- Comunicarse con las unidades Captadoras, para lo cual incorpora un módulo de radio NRF24L01 a 2,4 GHz.
- Fechar las medidas, para lo cual se utiliza un reloj en tiempo real (RTC), empleándose el integrado DS3231 de la casa Maxim, que incorpora comunicación serie I2C. Es de bajo costo y extremadamente preciso por incorporar un oscilador de cristal compensado en temperatura.
- Recopilar los datos medidos de las unidades de captura y los propios, para guardarlos en una tarjeta micro SD.
- Enviar los datos de las medidas vía wifi a un servidor remoto para la explotación posterior de los datos.
- Incorpora una fuente de alimentación con aislamiento, separando la masa de medida (GND) de la masa de entrada de alimentación.

4.3.1 Lógica de control y flujograma

La unidad Máster incorpora toda la lógica de medida: cuando decide efectuar una medida despierta a los módulos captadores mediante la señal de un opto-acoplador, existiendo una señal específica para cada unidad captadora. La lógica implementada de medida consiste en posicionar todas las celdas en el mismo vaso y lanzar simultáneamente la captura de los 9 vasos correspondientes a cada una de las celdas ya que todos tienen la misma corriente. De esta forma, el tiempo de captura es el tiempo que se tarda en leer 6 vasos. Cada unidad captadora recibe del Máster vía radio, mediante los módulos NRF24L01 a 2,4 GHz, el número del vaso a medir y, mediante opto-relés, se conectan en bornas del vaso a medir (figura 82). Sincronizadas las unidades Máster y Captadores mediante la señal del opto-acoplador, todas inician simultáneamente la captura de los datos y el posterior cálculo del armónico de 300 Hz. Terminado el proceso se establece una comunicación entre el Máster y cada una de las unidades captadoras, donde cada unidad Captadora entrega al Máster los resultados de sus medidas y éste guarda las medidas en una tarjeta micro SD. Este proceso se repite para cada uno de los 6 vasos de cada celda.

Se resumen las lógicas de funcionamiento implementadas en la unidad Máster en la figura 83, estando su proceso de captura recogido en la figura 84. La figura 85 presenta el flujograma de la lógica implementada en las unidades Captadoras.

El sistema de medida propuesto permite una monitorización continua de la batería. En el prototipo se ha fijado un periodo de medida de 5 minutos. El sistema de medida diferencia si el convertidor está apagado o funcionando. Como los datos a medir son distintos dependiendo de esta situación se trabaja con dos ficheros en la tarjeta micro SD: uno para cuando el convertidor está apagado y otro para cuando esté encendido. Cuando la unidad máster decide hacer un nuevo ciclo de medida lanza la medida y al final de cada captura comprueba si hay rizado de corriente de 300 Hz para determinar si el convertidor está encendido o apagado. El estado del convertidor se guarda en una variable y en cada lectura de un nuevo vaso se comprueba si ha habido un cambio en la situación del convertidor. Al final del proceso se comprueba si en alguna de las medidas el convertidor estaba apagado, en cuyo caso no se guardan los rizados de ninguna de las seis medidas, guardándose solamente los valores medios de los vasos.

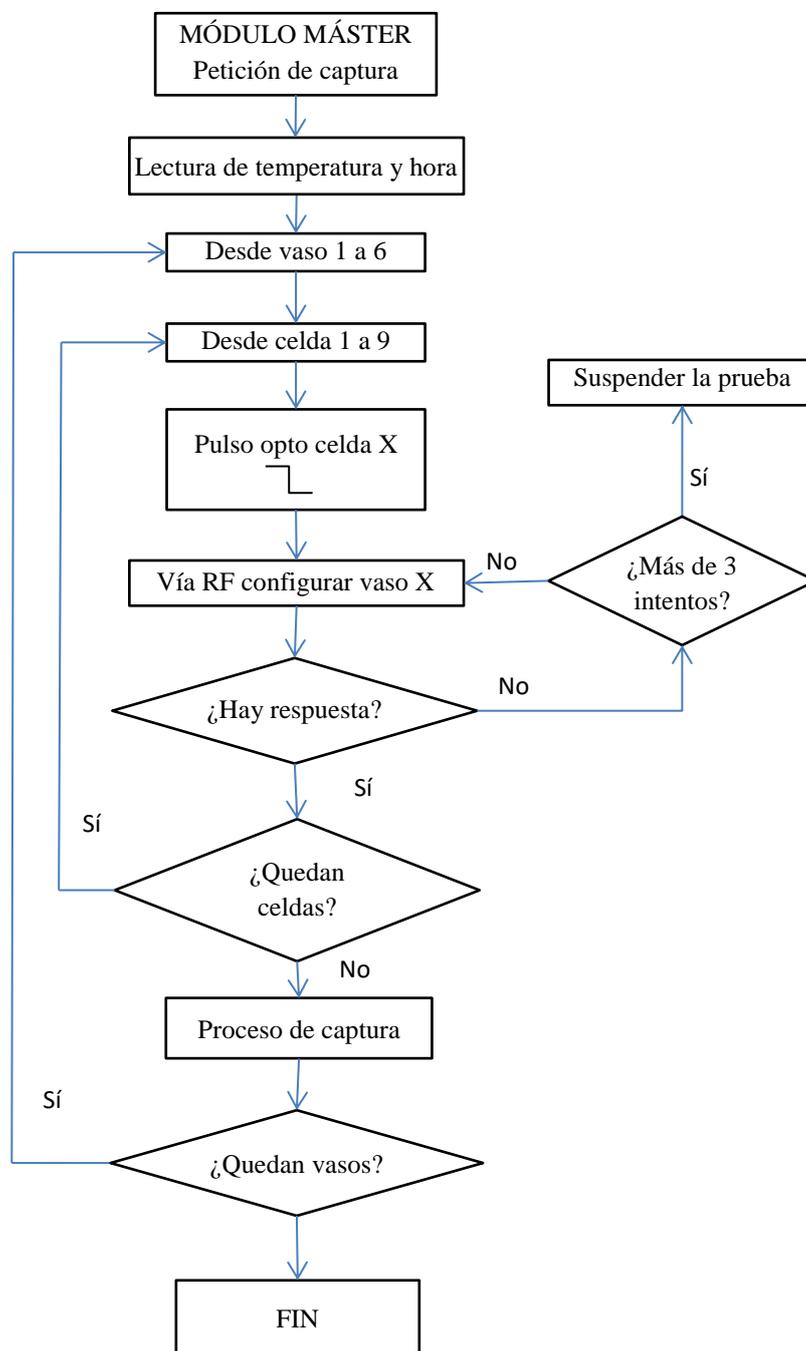


Figura 83: Flujograma de la unidad Máster.

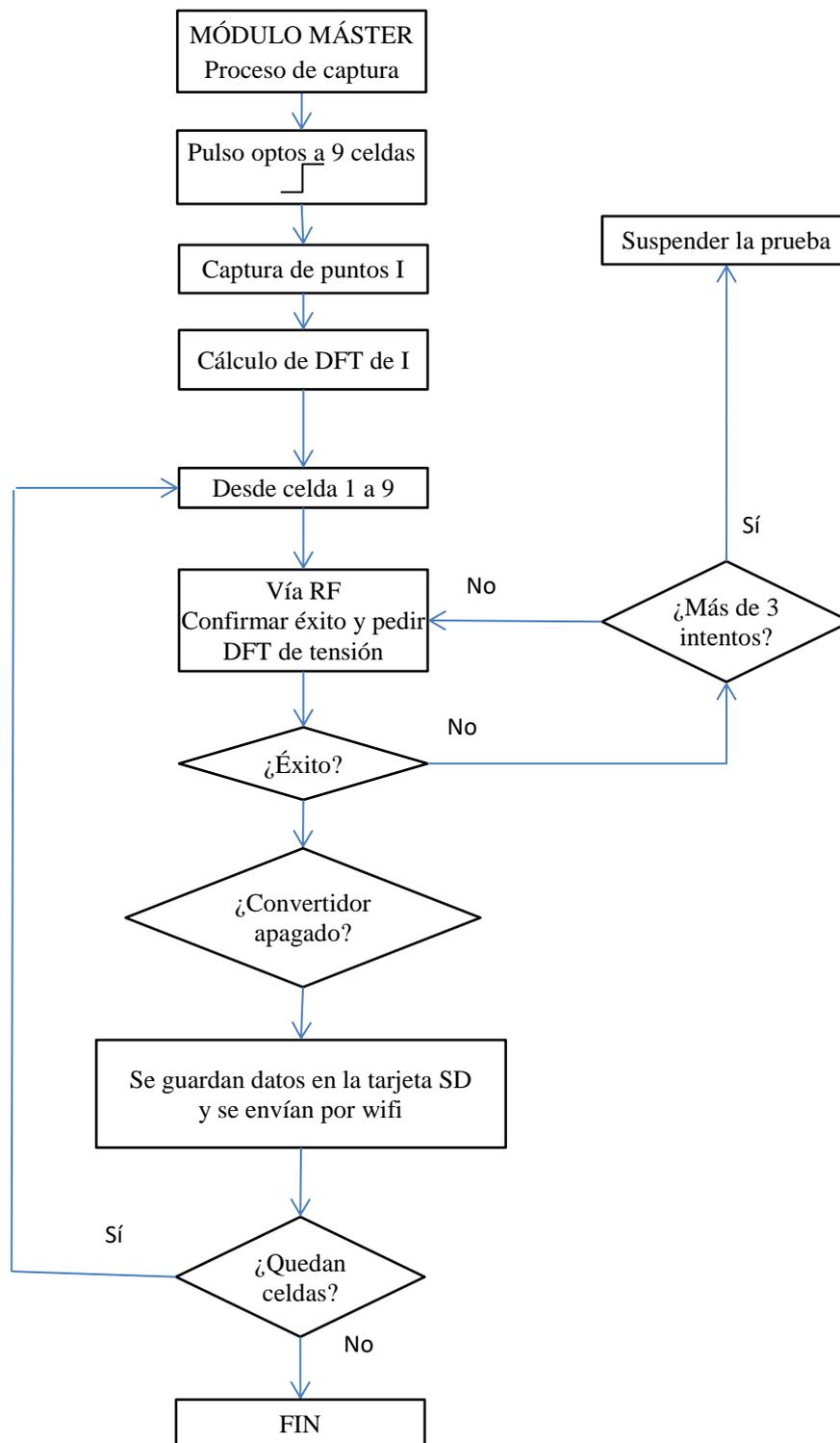


Figura 84: Flujograma del proceso de captura de la unidad Máster.

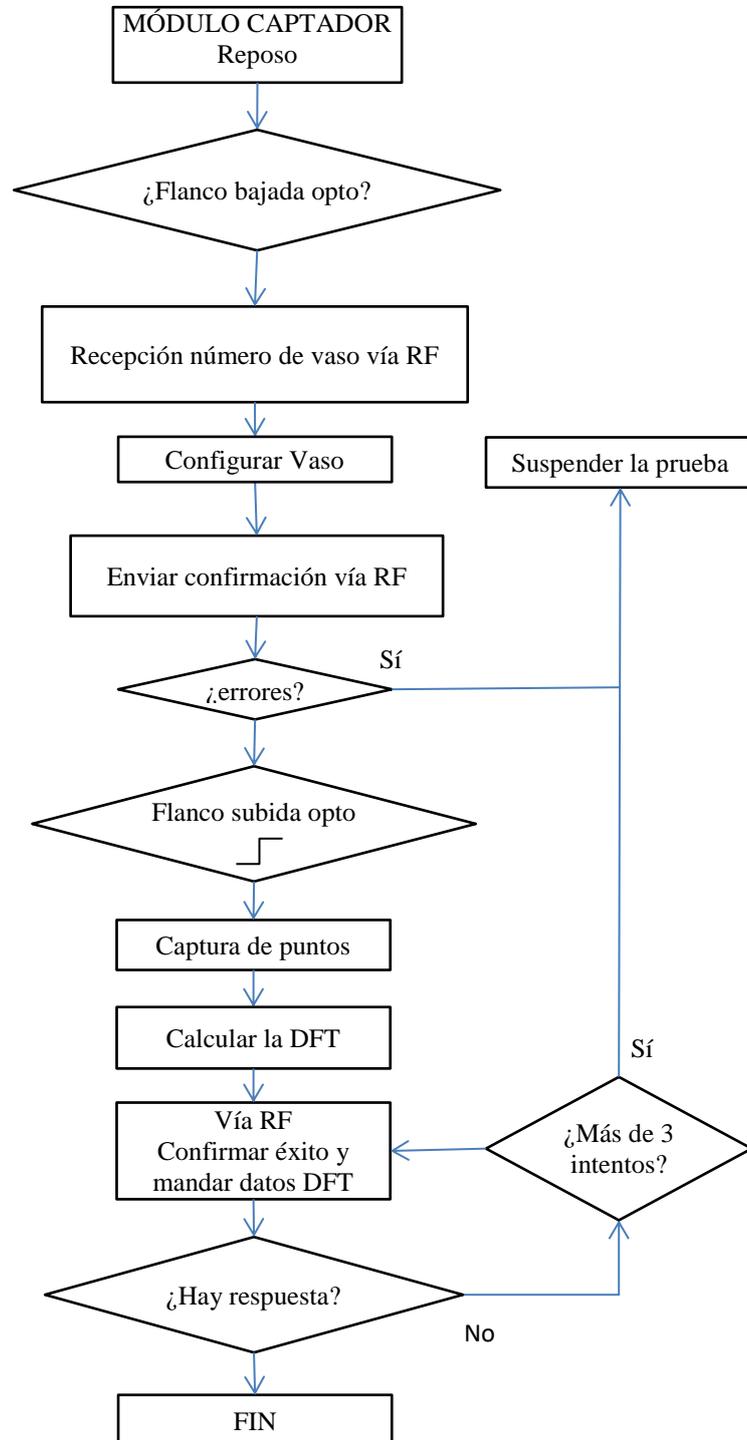


Figura 85: Flujograma de la unidad Captadora.

Cuando el convertidor está encendido, se guardan en la tarjeta micro SD los siguientes datos:

- Fecha y hora de la medida
- Temperatura de la batería
- Temperatura ambiente
- Tensión media de cada vaso
- Corriente media durante la medida
- Valor de los armónicos de tensión y corriente
- Impedancia de cada vaso

Cuando el convertidor está apagado, se guardan en la tarjeta micro SD los siguientes datos:

- Fecha y hora de la medida
- Temperatura de la batería
- Temperatura ambiente
- Tensión media de cada vaso

Los datos se guardan en la tarjeta SD en formato plano de texto, separado por punto y coma, para poderse abrir fácilmente con cualquier hoja de cálculo como por ejemplo el Excel de Microsoft.

4.3.2 Conversores analógico digital

Uno de los elementos críticos en el diseño son los conversores analógico digital ADC, ya que la precisión en las medidas depende en gran manera de ellos. Se pasa a estudiar la precisión que se puede alcanzar con los conversores ADC de la placa Arduino Due, sabiendo que la tensión de referencia del conversor es de 3,3 V y que son de 12 Bits, se obtienen 4096 niveles con una tensión de paso de 0,8059 mV entre niveles. Se analiza la influencia de esta limitación dada por el conversor ADC para la medida de tensión y de corriente.

De forma genérica se puede esperar el error máximo por el salto del ADC en función de la tensión a medir:

$$error (\%) = \left(\frac{valor\ de\ tensión + paso\ ADC}{valor\ de\ tensión} - 1 \right) 100 \quad (63)$$

4.3.2.1 ADC de la lectura de tensión del prototipo de captura

Recuérdese que, tal como se estudió en el punto 3.5.2, los rizados de tensión de los vasos de la batería varían entre 5 mV y 30 mV; entonces, según la ecuación (63) los errores esperables son los presentados en la tabla 16, resultando errores no aceptables para valores de tensión de rizado inferiores a 10 mV. Por lo tanto, el ADC tiene suficiente precisión para medir la tensión media de los vasos pero no para medir los rizados de la tensión; se hace necesario separa la medida de los rizados de tensión de la medida de la tensión media y amplificarlos para ganar resolución. La solución pasa por utilizarse dos canales del ADC: uno para la medida de la tensión media y otro para la medida de los rizados.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Tensión de entrada (mV)	Error (%)
1	80,6%
5	16,1%
10	8,1%
20	4,0%
30	2,7%
1000	0,081%
2200	0,037%

Tabla 16: Resolución ADC en la medida de tensión.

Para la medida de la tensión media de los vasos (figura 86), la tensión de entrada se filtra mediante un LPF, fijándose la frecuencia de corte en 3 kHz, una década después de la frecuencia fundamental del armónico de 300 Hz (R1 5k11 y C1 10 nF). Mediante un amplificador configurado como seguidor se manda la señal al ADC encargado de medir la tensión media de los vasos, obteniéndose una precisión del 0,037% para niveles de tensión de 2,2 V, tal como se muestra en la tabla 16.

Para medir el rizado de la tensión de los vasos, la salida del amplificador seguidor se filtra por un segundo paso de filtro HPF (figura 86), formado por C29 y las resistencias R61 y R62, con frecuencia de corte situada en 1,3 Hz. Con este HPF se elimina el valor de continua de la señal del rizado, convirtiéndola en alterna. Como no se está alimentando el operacional con tensión simétrica, sino que se alimenta entre 0 V y 3,3 V, la salida recortará el periodo negativo de la forma de onda. Para solucionar este problema se introduce una tensión de offset de 56,34 mV en la entrada para hacerla siempre positiva, limitándose el valor de rizado máximo de tensión en los vasos que se pueda leer en ± 50 mV. Finalmente la señal resultante es amplificada con ganancia de 28 (los 100 mV se convierten en 2,8 V) y se introduce en el ADC encargado de leer los rizados de la tensión de los vasos.

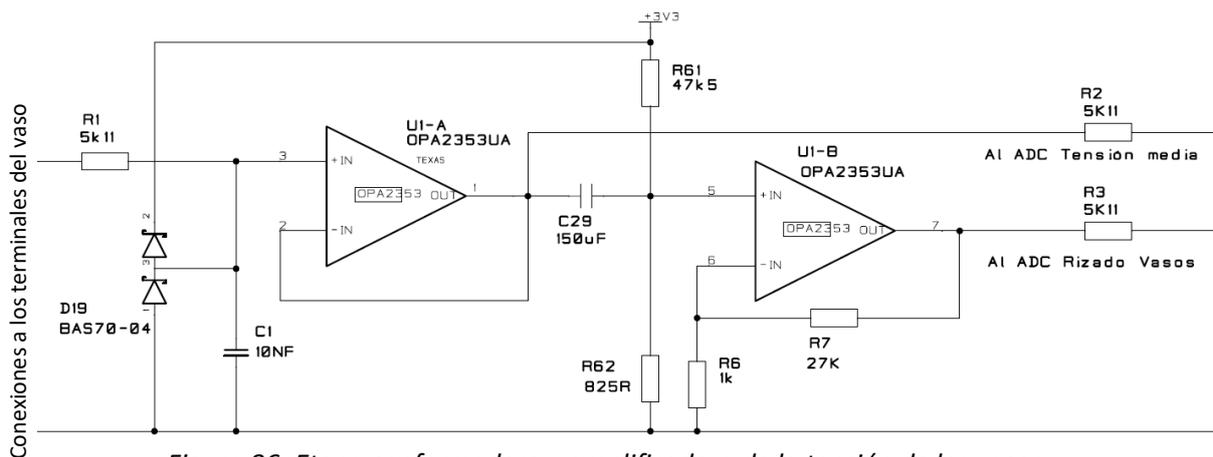


Figura 86: Etapa conformadora y amplificadora de la tensión de los vasos.

Con esta configuración se consigue para la medida de los rizados de tensión de los vasos una precisión de 28,8 μ V; por lo cual, según la ecuación (63), a partir de niveles de tensiones de rizado superiores a 1 mV el error es inferior al 3% y para el valor de 5 mV el error es inferior al 0,6%, disminuyendo el error a medida que la tensión de rizado aumenta al pesar menos los saltos de tensión (tabla 17).

Tensión de rizado (mV)	Error (%)
0,1	28,8%
1	2,9%
2	1,4%
5	0,6%
10	0,3%
15	0,2%
20	0,1%
30	0,1%

Tabla 17: Resolución del ADC para los rizados de tensión de los vasos.

Para la lectura de los rizados de tensión de los puentes también se emplean cuatro etapas, tal como se muestra en la figura 87. La primera etapa introduce un offset de 8 mV para poder leer un rizado alterno utilizando alimentación simple y un filtro LPF para reducir el nivel de ruido de frecuencia mayor a la del armónico, fijándose la frecuencia de corte en 3 kHz. Esta etapa también introduce una pequeña atenuación con ganancia 0,9956; la segunda está compuesta por un amplificador configurado como seguidor para adaptar las impedancias, la tercera etapa introduce un filtro LPF, fijándose la frecuencia de corte en 3 kHz (R4 5k11 y C4 10 nF) y la cuarta etapa amplifica la señal con una ganancia de 201 (se fija el valor máximo de entrada en ± 8 mV).

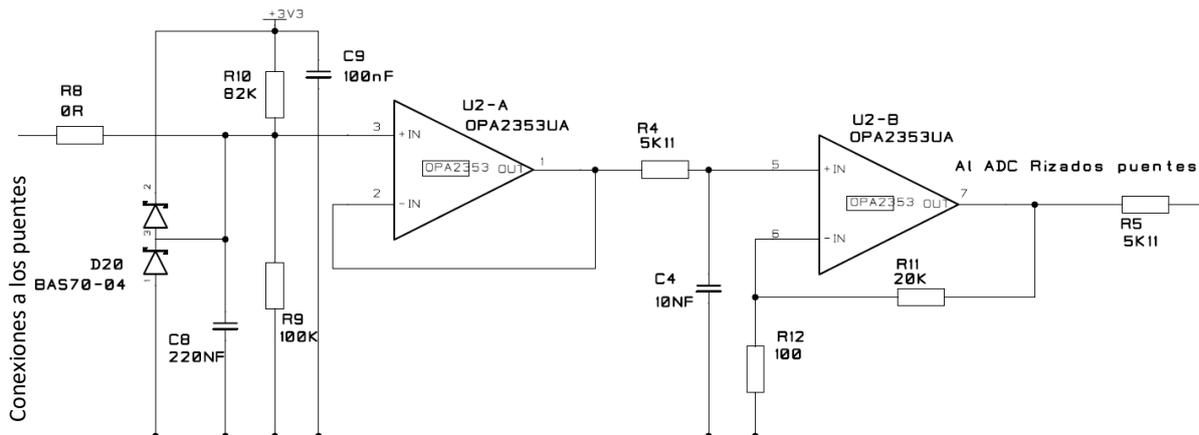


Figura 87: Etapa conformadora y amplificadora de la tensión de los puentes.

Los pasos de 0,8059 mV en la medida del ADC se convierte con esta etapa en pasos de 4 μ V en la entrada, por lo cual, según la ecuación (63), el error en la medida a partir de niveles de tensión superiores a 100 μ V es inferior al 4%, y a medida que la tensión de rizado aumenta el error disminuye, al pesar menos los saltos de tensión del ADC (tabla 18).

Se comprueba que teóricamente con el diseño empleado en la implementación de las etapas de medida se obtienen precisiones mejores al:

- 0,04% para la medida de las tensiones medias de los vasos
- 0,6% para la medida de los rizados de tensión de los vasos
- 4% para la medida de los rizados de tensión de los puentes.

Tensión de entrada (μV)	Error (%)
100	4,01%
200	2,00%
300	1,34%
400	1,00%
500	0,80%
600	0,67%
700	0,57%
800	0,50%
900	0,45%
1000	0,40%

Tabla 18: Resolución del ADC para los rizados de tensión de los puentes.

4.3.2.2 ADC de la lectura de corriente del prototipo Máster

Para la medida de la corriente los problemas son similares a los encontrados para la medida de la tensión. Como la corriente es bidireccional (carga y descarga), para no trabajar con tensiones negativas se decide introducir un offset en la medida para poderse trabajar con alimentación simple en la etapa amplificadora (figura 88). Fijando los límites de medida de la corriente de entrada entre ± 62 A, se introduce el offset de 85,567 mV mediante las resistencias R1 200 Ω , R2 5k11 y R25 7k5, pero por contrapartida también se está introduciendo para la señal de entrada de corriente una atenuación de 0,9383. Con la intención de reducir los ruidos se introduce también un filtro LPF, mediante el condensador C1 de 10 nF, fijándose la frecuencia de corte en 3,14 kHz. La señal resultante se bifurca en dos caminos: uno en la etapa amplificadora para la medida de la corriente media y otro a la etapa conformadora y amplificadora para la medida de los rizados de corriente.

La etapa amplificadora de la corriente media (figura 88) tiene a su entrada un filtro LPF, formado por R3 5k11 y C2 10 nF, con la frecuencia de corte en 3 kHz. Posteriormente, la señal resultante es amplificada con ganancia 21 y se introduce en el ADC de medida de corriente media.

Se pasa a estudiar con esta configuración la precisión que teóricamente se va a tener con el ADC. Se resumen en la tabla 19 las dispersiones teóricas para distintos niveles de corriente de entrada, comprobándose que tiene una precisión de 32 mA, y por lo tanto por encima de 1 A de entrada el error se mantiene por debajo del 3,2% y a medida que la corriente aumente, el error se minimiza al pesar menos los saltos de corriente.

Para la medida de los rizados de corriente, la etapa conformadora y amplificadora está formada por dos pasos (figura 88). En el primer paso la salida del operacional U1-A es filtrada con un filtro HPF, formado por C8 y las resistencias R9 y R10, con frecuencia de corte situada en 20,89 Hz. Con este HPF se elimina el valor de continua de la señal de corriente y se introduce una tensión de offset de 13,9656 mV, que corresponde a 11,6 A en la entrada para hacerla siempre positiva, limitándose el valor de rizado máximo de corriente que se pueda leer en ± 10 A. Finalmente la señal resultante es amplificada por 121 (los 26 mV se convierten en 3,146 V) y se introduce en el ADC encargado de leer los rizados de la corriente de la batería.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

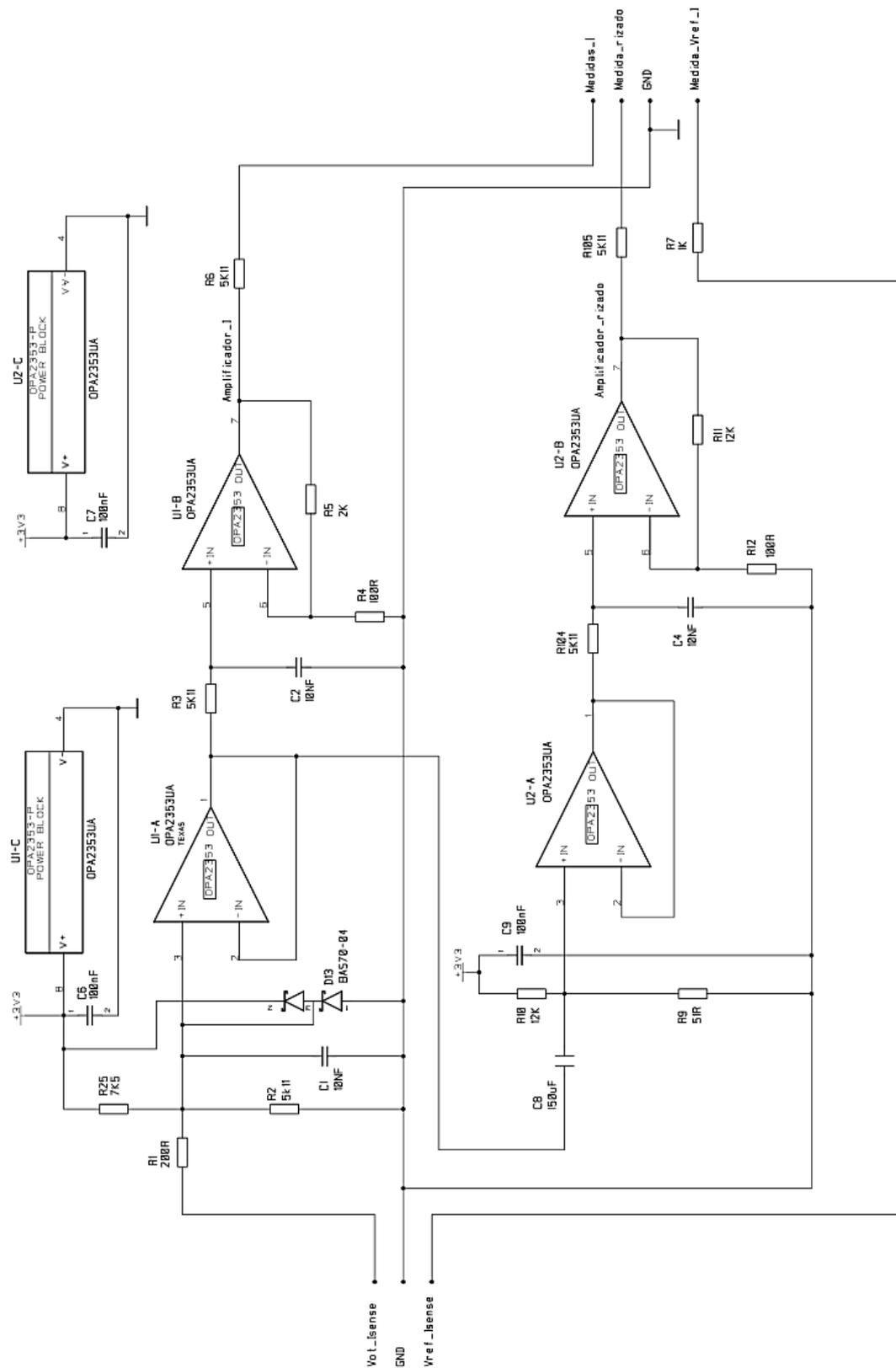


Figura 88: Etapa conformadora y amplificadora de la medida de corriente.

Entrada (A)	Entrada (mV)	Error (%)
0,5	0,60	6,40%
1	1,20	3,20%
2	2,40	1,60%
10	12,00	0,32%
20	24,00	0,16%
30	36,00	0,11%
40	48,00	0,08%
50	60,00	0,06%
60	72,00	0,05%
70	84,00	0,05%

Tabla 19: Resolución ADC en la medida de corriente media.

Con esta conversión se alcanzan una precisión de 5,55 mA, por lo cual el error es inferior al 5,6% para niveles de corriente de 100 mA e inferior al 0,6% para niveles de corrientes de 1 A (tabla 20).

Entrada (mA)	Entrada (μ V)	Error (%)
100	120	5,55%
200	240	2,78%
500	600	1,11%
1000	1200	0,56%
2000	2400	0,28%
3000	3600	0,19%
4000	4800	0,14%
5000	6000	0,11%
6000	7200	0,09%
7000	8400	0,08%
8000	9600	0,07%

Tabla 20: Resolución del ADC para los rizados de corriente.

4.3.3 Implementación de la transformada de Fourier

Como trabajo previo a la implementación de la transformada de Fourier discreta, se tiene que fijar el periodo de muestreo del ADC con el que se digitaliza la señal de entrada. El periodo de muestreo del ADC del MCU se ajusta mediante la configuración de su reloj, eligiéndose para obtener un periodo de muestreo de 8 μ s. Para validar el cálculo teórico, se comprueba con el prototipo construido el periodo real, para lo cual se mide el lapso de tiempo que se tarda en realizar 8192 medidas, obteniéndose 65 ms; esto es, el periodo de muestreo es de 7,9 μ s. Tal como se explicó en el punto 3.4.2 de esta tesis, se van a tomar 20 coeficientes entorno al coeficiente correspondiente a la frecuencia de 300 Hz. Con 7,9 μ s el armónico de 300Hz corresponde al coeficiente de Fourier 19,41, por lo cual se miden las frecuencias correspondientes a los coeficientes del 10 al 30 (154 Hz y 463 Hz).

La transformada discreta de Fourier DFT se realiza haciendo el cálculo directo según la ecuación (64).

$$F[k] = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (64)$$

Trabajando con 8192 muestras, para el cálculo de los 20 coeficientes que se necesitan para obtener el valor del armónico de 300 Hz se realizan 163.840 multiplicaciones complejas, 327.680 cálculos de senos y cosenos, y 163.840 sumas complejas, en total 655.360 operaciones complejas. De la misma forma que en el caso anterior, se utiliza el contador de proceso del MCU para hacerse una medida del tiempo real que se tarda en realizar dicho cálculo, obteniéndose un tiempo de 19,5 segundos, necesarios para que el MCU realice dichas operaciones que corresponde a 2,97 μ s por operación.

4.3.4 Construcción y Depuración del demostrador tecnológico.

El prototipo construido, para reducir los tiempos de desarrollo, está basado en módulos comerciales, que realizan las distintas funciones requeridas por el sistema de medida propuesto en esta tesis, de tal forma que los prototipos están formados por una placa PCB principal donde se insertan los distintos módulos comerciales (Arduino DUE, radio NRF24L01, reloj DS3231, lector de tarjetas SD y termómetro digital DS18B20). La unidad captadora dispone de cuatro micro interruptores para indicarle en que celda está instalada y de esta forma poderse comunicar con el Máster de forma correcta. Cada equipo está albergado en una caja estanca IP 65, para protegerlo del ambiente ferroviario y del entorno corrosivo de las baterías. La figura 89 muestra dos fotografías, una de la unidad Captadora y otra de la unidad Máster, ambas con la caja abierta.



Figura 89: (a) Unidad Captadora, (b) Unidad Máster

Una parte fundamental de los equipos de medida es la precisión con la que pueden medir los rizados de corriente y de tensión necesarios para el cálculo de la impedancia. Se pasa a continuación a hacerse medidas en el laboratorio encaminadas a caracterizar los equipos y determinar la precisión de dichos equipos.

4.3.4.1 Depuración de la lectura de tensión del prototipo de captura

En la depuración de la medida del valor de la tensión media de los vasos se obtuvo en el laboratorio una precisión del -1,3%, peor a la teórica del 0,04%. Seguramente el aumento del error se deba por desajustes en las ganancias de los amplificadores de la etapa de entrada.

Para la depuración de la medida de los rizados de tensión de la unidad Captadora se emplea un generador de formas TEKTRONIX AFG 3022; el problema es que dicho generador no genera

formas de ondas de amplitud menor a 10 mV, por lo que se necesita emplear un divisor resistivo. El partidor se forma entre la impedancia de salida del generador y la carga, tal como se muestra en la figura 90, obteniéndose un factor de reducción por 0,09089 para la medida del rizado de los vasos.

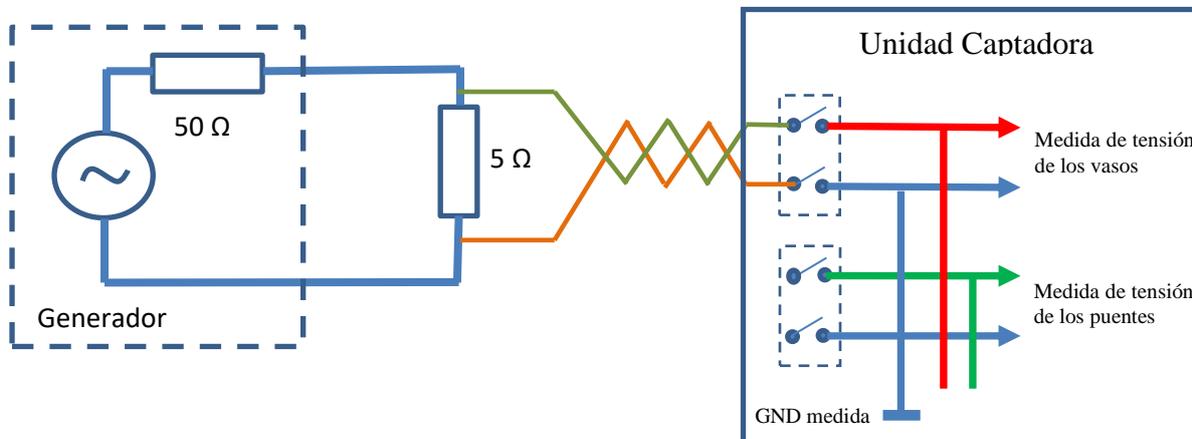


Figura 90: Configuración de prueba para las medidas de tensión de los vasos.

Los resultados presentados de las medidas incluyen todas las etapas; la etapa amplificadora, el conversor ADC y la medida del armónico de 300 Hz obtenido mediante la transformada de Fourier, tomándose la media de 5 medidas consecutivas. Los resultados de las medidas se presentan en la tabla 21, donde se comprueba que el error es menor al 5% para valores de rizado mayores a 2 mV.

Señal de entrada (mV)	Medida media (mV)	Error (%)
0,9582	1,3228	38,0%
1,9165	1,9658	2,6%
2,8747	2,8016	-2,5%
3,8329	3,7418	-2,4%
4,7912	4,6732	-2,5%
5,0298	5,2654	4,7%
10,0596	10,0069	-0,5%
15,0895	14,8883	-1,3%
25,1491	24,8105	-1,3%

Tabla 21: Depuración de la medida del rizado de tensión de los vasos.

Los errores teóricos para la medida del rizado de tensión de los vasos eran del 1,4% por el conversor ADC (ver tabla 17) y del 0,7% por la transformada de Fourier discreta (ver punto 3.4.2.1) lo que supone un 2,1%, muy inferior con el valor obtenido del 4,7% para valores de rizados mayores a 2 mV, llegando al 38% para amplitudes de 1 mV frente al 3,6% teórico.

La configuración de prueba para depurar la lectura de rizados de los puentes es distinta al tener un valor de tensión muy bajo; recuérdese que los puentes tienen una resistencia típica de 65 μΩ y para el rizado del convertidor de 2,72 A (figura 61) el rizado de tensión esperado es de 176,8 μV. Se cambia la configuración añadiendo un transformador de aislamiento con relación 10:1 y un partidor resistivo con relación 10:1, de tal forma que los 10 mV del generador se reducen a 100 μV (figura 91).

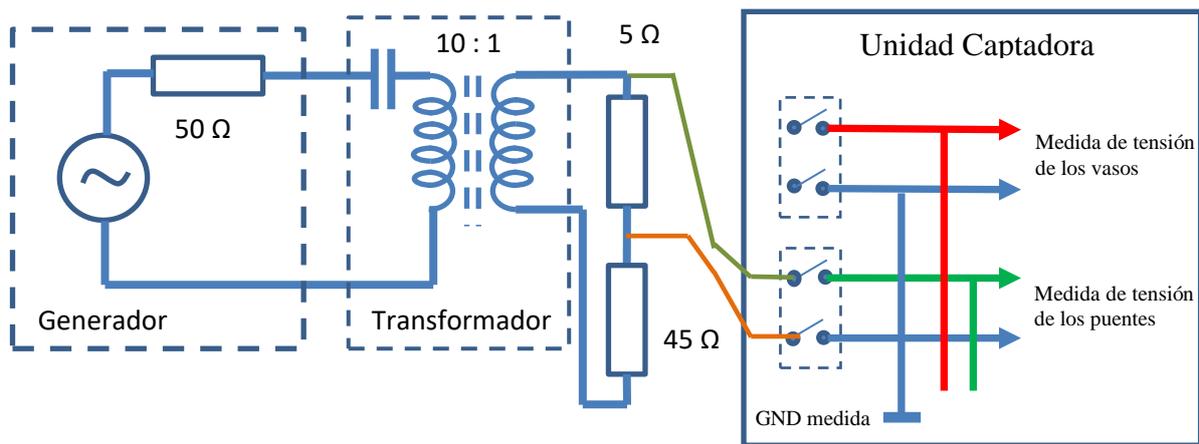


Figura 91: Configuración de prueba para las medidas de tensión de los puentes.

Al igual al caso de los vasos, se toma la media de 5 medidas consecutivas, incluyendo el conversor ADC y la medida del armónico de 300 Hz mediante la transformada de Fourier discreta. Los resultados se resumen en la tabla 22 donde se puede comprobar que se obtiene una precisión mejor al 3% en el rango de medida de 100 μV a 1 mV. Los valores obtenidos son mejores a los teóricos para 100 μV (4,7%) y peores para valores mayores de rizado (1,1%) (a los valores teóricos de la tabla 18 hay que sumarles 0,7% de la DFT), y la dispersión puede deberse a desajustes en las ganancias, ya que todos los errores tienen el mismo signo y un valor medio del 2,5% por defecto.

Generador (mV)	Entrada (μV)	Medida (μV)	Error (%)
10	104,7	103	-1,95%
20	209,5	205	-2,30%
30	314,2	307	-2,41%
40	419,0	408	-2,62%
50	523,7	510	-2,58%
60	628,5	613	-2,49%
70	733,2	715	-2,44%
80	837,9	816	-2,66%
90	942,7	918	-2,67%
100	1047,4	1018	-2,83%

Tabla 22: Depuración de la medida del rizado de tensión de los puentes.

4.3.4.2 Depuración de la lectura de corriente del prototipo Máster

Para la depuración de la medida de corriente de la unidad Máster se necesita un generador de corriente variable sinusoidal a la frecuencia del armónico principal del convertidor. Se decide montar un circuito básico que permita realizar estas medidas., El circuito empleado es un amplificador de clase A tal como se muestra en la figura 92; este circuito permite generar una corriente sinusoidal de 300 Hz de amplitud variable. La amplitud de la corriente alterna se ajusta variando la salida del generador y la tensión de alimentación del circuito y el nivel de corriente continua variando la resistencia de polarización de 200 Ω .

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

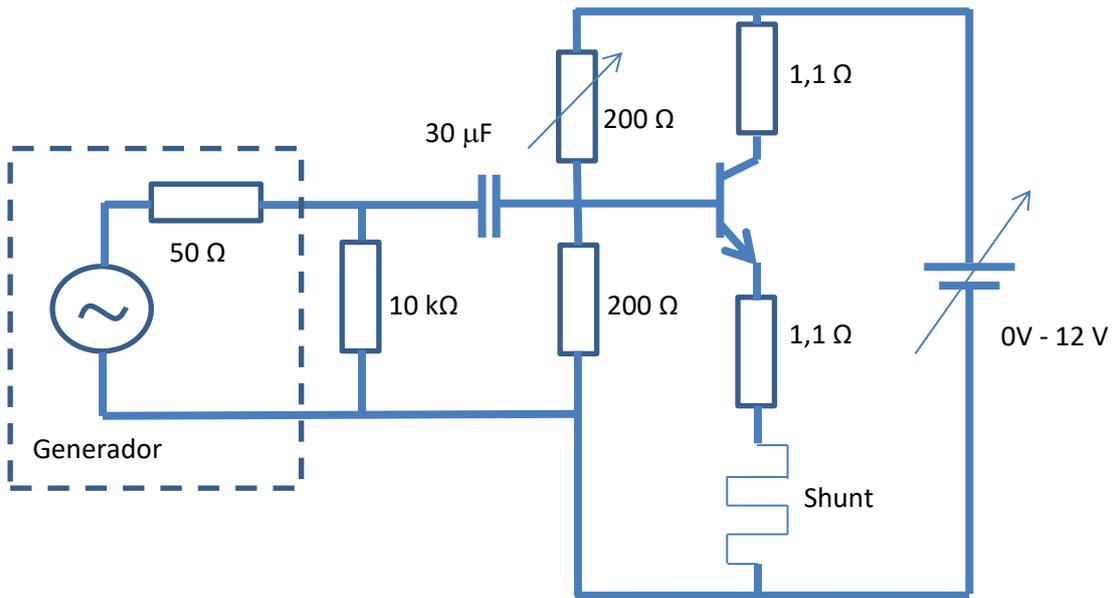


Figura 92: Circuito generador de corriente para la medida de la unidad Máster.

La primera medida que se realiza es la correspondiente con el valor de la corriente media, para lo cual se introducen corrientes entre -8 A y +8 A con saltos de 1 A. En la tabla 23 se presentan los resultados, donde se puede comprobar que se obtiene una precisión mejor al 1,6% para corrientes superiores a 0,5 A. Los valores obtenidos son mejores que los teóricos (tabla 19, más 0,7% de la DFT) para bajas corriente (7,1%) y en línea con los teóricos para 10 A (1,02%). El motivo de la dispersión se puede deber a desajustes en la ganancia de los amplificadores, ya que todos los errores tiene el mismo signo siendo el valor medio de 0,67% por defecto.

I shunt (A)	Medida (A)	Error (%)	I shunt (A)	Medida (A)	Error (%)
-8,0000	-7,9616	-0,48%	0,5000	0,4921	-1,58%
-7,0000	-6,9657	-0,49%	1,0000	0,9892	-1,08%
-6,0070	-5,9721	-0,58%	2,0030	1,9888	-0,71%
-5,0010	-4,9782	-0,46%	3,0020	2,9823	-0,66%
-4,0000	-3,9851	-0,37%	4,0010	3,9817	-0,48%
-3,0060	-2,9938	-0,41%	5,0010	4,9669	-0,68%
-2,0070	-1,9937	-0,66%	6,0000	5,9647	-0,59%
-1,0010	-0,9952	-0,58%	7,0000	6,9634	-0,52%
-0,5010	-0,4948	-1,24%	8,0000	7,9586	-0,52%

Tabla 23: Depuración de la medida de la corriente media.

A continuación se depura la medida de los rizados de corriente a la frecuencia de 300 Hz. Se realizan medidas entre 18 mA y 1,5 A, sobre una corriente media de 2,21 A. La medida incluye el conversor ADC y la medida del armónico de 300 Hz obtenido mediante la trasformada de Fourier DFT, tomándose la media de 21 medidas consecutivas. Los resultados se presentan en la tabla 24, obteniéndose una precisión mejor al 1,6% para rizados de corrientes superiores a 40 mA. Los

resultados obtenidos son mejores que los teóricos (tabla 20 más 0,7% de la DFT) para bajas corriente y peores para altas corrientes.

I_p (mA)	Medida (mA)	Error (%)
18,4	15,93	-13,41%
30,4	31,70	4,26%
39,2	39,59	1,00%
79,0	79,23	0,30%
115,0	116,38	1,20%
530,0	526,20	-0,72%
695,0	690,33	-0,67%
950,0	963,33	1,40%
1500,0	1476,1	-1,59%

Tabla 24: Depuración de la medida de rizado de corriente.

4.3.5 Conclusiones del demostrador tecnológico

El equipo, construido expresamente para demostrar la viabilidad del sistema de medida defendido en esta tesis, demuestra tener unas prestaciones suficientes para cumplir con su objetivo, teniendo unas precisiones en las medidas de:

- Medida de la tensión media de los vasos un $\pm 1,3\%$
- Medida del rizado de tensión de los vasos un $\pm 5\%$, para valores mayores a 2 mV.
- Para la medida del rizado de tensión de los puentes un $\pm 3\%$, para valores mayores a 100 μV .
- Medida de la corriente media un $\pm 1,6\%$, para corrientes mayores a 500 mA.
- Para la medida del rizado de corriente un $\pm 1,6\%$, para corrientes mayores a 40 mA.

Recuérdese que lo importante de la medida de la impedancia de una batería no reside en obtener un valor preciso de la misma en un determinado instante, sino que lo importante es monitorizar su variación en el tiempo para determinar su degradación, por lo que ha de ser fiable en la repetitividad a lo largo del tiempo.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

4.4 ENSAYO 1: EQUIPO CAPTADOR EN EL LABORATORIO

El ensayo consiste en comprobar el correcto funcionamiento del equipo Captador desarrollado ex proceso para esta tesis en el laboratorio. Las pruebas se realizan sobre una batería de los trenes 2000B, compuesta por 52 vasos divididos en 9 celdas, alimentada por el mismo tipo de convertidor de 60kVA de la casa SEPSA de dichos trenes (figura 94).

El sistema se monta sobre la primera celda (figura 93) de la misma batería utilizada en el apartado 3.5. El motivo de solo monitorizarse la primera celda es por prudencia, mientras no se demuestre la correcta funcionalidad del prototipo construido. Las unidades Captadoras y Máster se sujetan al contenedor de los vasos mediante unas pletinas de acero que permiten su sujeción sin tener que intervenir mecánicamente en los contenedores y ser de esta forma totalmente reversible. En el caso de la unidad Máster, en las pletinas también se fija el shunt de medida de corriente.



Figura 93: Sistema captador en 1ª Celda.



Figura 94: Convertidor 60kVA 2000B.

Para mantener un bajo coste y simplicidad de montaje, se utiliza para la medida de cada vaso un par de cables unifilares trenzados sin apantallar, y para su conexión se han roscado las cabezas de los tornillos de los vasos (figura 95) para poder roscar un tornillo de métrica 3.

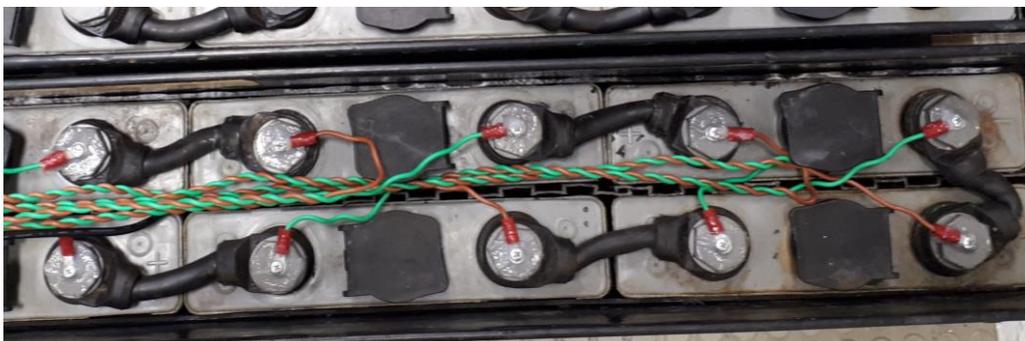


Figura 95: Conexión en los tornillos.

4.4.1 Primera sesión de pruebas del equipo captador

Las primeras pruebas en el laboratorio se realizaron durante cinco días no consecutivos, con el convertidor cargado en distintas condiciones: vacío, media carga y máxima carga. También se realizó el segundo día una prueba de descarga. Por seguridad, las pruebas en el laboratorio se tienen que realizar con supervisión de personal técnico y al finalizar la jornada de cada día el convertidor tiene que quedar apagado y la batería desconectada.

Los datos registrados y guardados por el Máster en la tarjeta SD durante esos días son extraídos y pasados a Excel para su posterior tratamiento y análisis, permitiendo el estudio de tendencias o variaciones de un parámetro con respecto de otro; por ejemplo, permite el estudio de la variación de la impedancia con respecto a la temperatura. En la figura 96 se puede ver una muestra de la tabla con parte los datos correspondientes al primer día en los dos formatos: en texto plano tal como se guardan en la tarjeta SD y capturados en una hoja de cálculo Excel. Los datos capturados se representan gráficamente en la figura 97, donde las leyenda RV1 a RV6 son las impedancias de los vasos en $m\Omega$, RP1 a RP6 son las resistencias de los puentes $m\Omega$ y V1_med a V6_med son las tensiones medias de los vasos en voltios.

Año;Mes;Día;Hora;Temp_Bat;Temp_exe;V1_med;V1_FFT;IV1_med;IV1_FFT;RV1;VP1_FFT;IP1_med;IP1_FFT;RP1;V2_med;V2_FFT;IV2_med;IV2_FFT;RV2;V19;1;28;12:27;21.38;22.0;2.271;1.637;2.015;836.964;1.956;0.103;2.003;797.432;0.129;2.269;1.439;2.033;783.160;1.837;0.071;1.982;772.19;1;28;12:32;21.44;22.75;2.272;1.514;1.990;773.458;1.958;0.099;1.897;770.636;0.128;2.268;1.421;1.931;776.538;1.830;0.070;2.174;763.19;1;28;12:37;21.50;23.25;2.272;1.514;2.039;772.699;1.960;0.099;1.972;779.828;0.127;2.269;1.438;2.091;786.011;1.829;0.071;2.015;773.19;1;28;12:42;21.56;23.50;2.272;1.525;2.024;771.864;1.976;0.097;1.885;758.553;0.128;2.269;1.396;1.999;766.391;1.821;0.072;1.904;781.19;1;28;12:47;21.56;23.75;2.272;1.516;2.058;777.458;1.950;0.100;1.836;782.443;0.127;2.270;1.359;1.834;743.351;1.829;0.073;1.948;786.19;1;28;12:57;21.69;23.25;2.274;1.541;2.069;782.073;1.970;0.101;2.002;774.168;0.131;2.271;1.420;1.892;782.205;1.816;0.071;1.971;784.19;1;28;13:01;21.69;23.50;2.273;1.583;2.111;811.899;1.949;0.103;1.866;789.013;0.130;2.270;1.436;2.139;787.059;1.825;0.072;2.238;795.

Año	Mes	Día	Hora	Temp_Bat	Temp_exe	V1_med	V1_FFT	IV1_med	IV1_FFT	RV1	V2_med	V2_FFT	IV2_med	IV2_FFT	RV2
19	1	28	12:27	21,38	22,00	2,271	1,637	2,015	836,964	1,956	2,269	1,439	2,033	783,160	1,837
19	1	28	12:32	21,44	22,75	2,272	1,514	1,990	773,458	1,958	2,268	1,421	1,931	776,538	1,830
19	1	28	12:37	21,50	23,25	2,272	1,514	2,039	772,699	1,960	2,269	1,438	2,091	786,011	1,829
19	1	28	12:42	21,56	23,50	2,272	1,525	2,024	771,864	1,976	2,269	1,396	1,999	766,391	1,821
19	1	28	12:47	21,56	23,75	2,272	1,516	2,058	777,458	1,950	2,270	1,359	1,834	743,351	1,829
19	1	28	12:57	21,69	23,25	2,274	1,541	2,069	782,073	1,970	2,271	1,420	1,892	782,205	1,816
19	1	28	13:01	21,69	23,50	2,273	1,583	2,111	811,899	1,949	2,270	1,436	2,139	787,059	1,825
19	1	28	13:06	21,75	23,75	2,273	1,509	2,076	774,628	1,948	2,270	1,431	2,188	783,051	1,827
19	1	28	13:11	21,81	24,00	2,273	1,531	1,872	785,575	1,949	2,270	1,417	1,948	778,229	1,821
19	1	28	13:16	21,81	24,00	2,273	1,509	2,122	774,029	1,950	2,270	1,458	1,890	799,637	1,823
19	1	28	13:21	21,88	24,00	2,274	1,481	1,984	760,562	1,947	2,270	1,440	1,920	800,288	1,800
19	1	28	13:26	21,88	24,00	2,273	1,517	1,921	774,556	1,958	2,270	1,409	2,372	766,310	1,839
19	1	28	13:31	21,94	24,25	2,238	6,520	0,426	3350,171	1,946	2,229	6,006	1,258	3308,971	1,815
19	1	28	13:35	22,00	24,25	2,231	6,619	1,142	3400,778	1,946	2,225	6,185	1,024	3410,096	1,814
19	1	28	13:40	22,00	24,25	2,229	6,545	0,866	3356,483	1,950	2,227	6,089	1,664	3361,616	1,811
19	1	28	13:45	22,00	24,25	2,229	6,498	1,451	3346,594	1,942	2,228	6,100	1,374	3357,575	1,817
19	1	28	13:50	22,00	24,25	2,230	6,547	1,156	3370,282	1,943	2,225	6,088	1,055	3345,674	1,820
19	1	28	13:55	22,06	24,25	2,231	6,517	1,977	3347,784	1,947	2,226	6,068	1,681	3352,646	1,810

Figura 96: Medidas con el sistema Captador.

Las medidas se inician a las 12:27 horas del primer día, estando el convertidor cargado con 10 A en la salida de alterna y 0 A en la salida de continua. A las 13:35 horas se sube la carga de continua a 45 A. A las 14:39 horas se vuelve a dejar en vacío la salida de continua. A las 15:11 horas se vuelve a poner a 45 A y finalmente la prueba de este día se finaliza a las 15:30 horas. Se apaga el convertidor y se desconecta la batería. Las pruebas de variaciones de carga del convertidor se realizan para comprobar si dicha variación influye en las medidas de la impedancia de los vasos o en las medidas de la resistencia de los puentes de interconexión entre los vasos. Se comprueba, tal como se aprecia en la figura 97, que no existe dicha influencia, no viéndose influenciadas las medidas por la variación de carga del convertidor.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

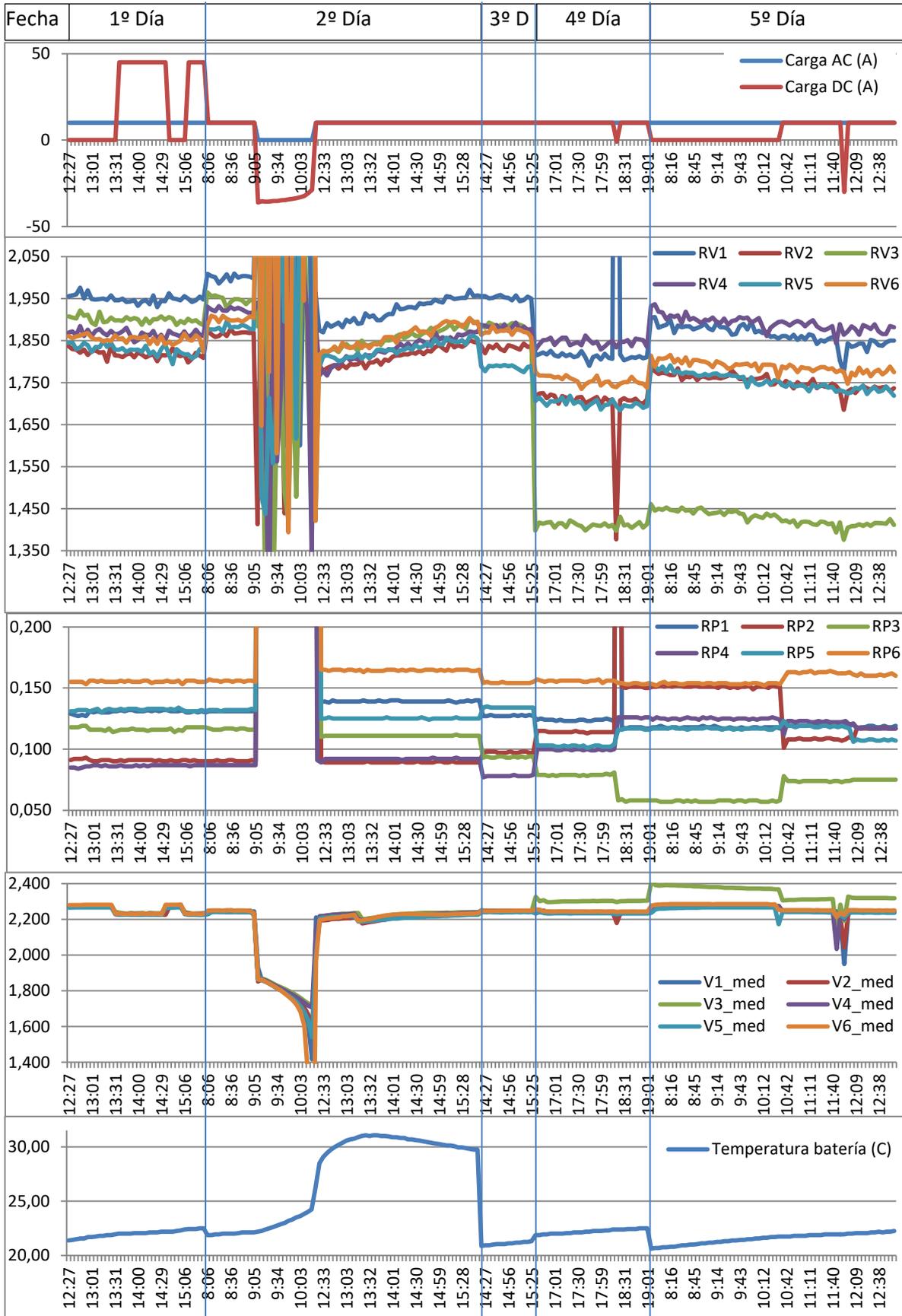


Figura 97: Gráficas de resultados de la primera sesión de pruebas.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

El segundo día de pruebas se decide hacer una prueba de descarga de la batería. Se inician las medidas a las 8:06 horas con el convertidor cargado con 10 A en ambas salidas. A las 9:10 horas se apaga el convertidor y comienza la descarga de la batería a 36 A. La descarga dura 83 minutos y a las 10:33 horas se enciende de nuevo el convertidor y la batería comienza a recargarse, permaneciendo en carga durante más de 3 horas. A las 15:48 horas se terminan las pruebas. Se comprueba en la figura 97 que todos los vasos están en muy mal estado y ninguno pasa la prueba alcanzando anticipadamente la tensión límite de 1,75 V. Se comprueba también que al estar el convertidor apagado no hay rizado de corriente ni de tensión y los valores de impedancia medidos son erróneos, se decide cambiar el SW del módulo Máster para que no guarde dichos valores con el convertidor apagado.

También se comprueba en la figura 97 que la lectura de la resistencia de los puentes sigue siendo errónea, similar a lo obtenido en el punto 3.5.2 de esta tesis. El tercer día se hace la prueba de aumentar el filtro de entrada de la medida de la tensión de los puentes para comprobar si mejora, pasando de 220 nF a 1 μ F. Los resultados no son aceptables, ya que al bajar la frecuencia de corte del filtro la medida de las resistencias de los puentes pasa a estar afectada por las variaciones en la carga del convertidor. Se decide dejar en el valor original.

El cuarto día se continúan las pruebas por la tarde. Se decide permutar el vaso 3 por el vaso 9 en mejor estado (es uno de los vasos que se comportó mejor en la prueba de descarga de la figura 39). Se comprueba como la impedancia medida de este vaso es mucho menor, pasando de 1,886 m Ω a 1,411 m Ω . Queda demostrado que el equipo de medida, usando el sistema propuesto en esta tesis, es capaz de medir la impedancia de los vasos, siendo capaz de diferenciar entre dos vasos con diferentes impedancias y estados de salud.

La batería queda desconectada durante dos días y al reanudarse las medidas el quinto día, se comprueba que todas las impedancias de los vasos han aumentado. El motivo de este aumento se debe principalmente a dos fenómenos: el descenso de la temperatura (durante el fin de semana no funciona la climatización del laboratorio) que hace que la impedancia aumente, tal como se muestra en la figura 16, y por otro lado los procesos de autodescarga durante el fin de semana también producen un aumento de dicha impedancia. Durante la prueba, a las 18:22 horas, se desconecta el convertidor para realizar una medida con el equipo MEGGER BITE 2, con el fin de hacer una comparativa entre ambos sistemas de medida. Se presentan en la tabla 25 los resultados de las medidas, tal como se argumentó en el punto 3.4.3 de esta tesis la impedancia medida por el BITE es mayor al estar medida a 50 Hz frente a los 300 Hz del sistema propuesto en esta tesis.

VASO	BITE (m Ω)	BITE (V)	Módulo (m Ω)	Módulo (V)
Vaso 1	2,182	2,126	1,814	2,241
Vaso 2	2,007	2,124	1,712	2,239
Vaso 3	1,575	2,151	1,411	2,302
Vaso 4	2,138	2,131	1,846	2,242
Vaso 5	2,021	2,126	1,703	2,234
Vaso 6	2,037	2,124	1,758	2,245

Tabla 25: Comparativa BITE con Módulo Captador.

La segunda diferencia que se observa es la disparidad entre las tensiones de los vasos, pero hay que tener en cuenta que las condiciones de medida son distintas: en el sistema de medida

propuesto en esta tesis el convertidor impone la tensión de flotación a los vasos y en el caso del BITE éste no impone ninguna tensión continua a los vasos, teniendo estos la tensión de vacío y bajando de valor por la autodescarga que sufren cuando se desconectan del cargador.

Si se ordenan los datos por impedancia decreciente de las medidas hechas con el BITE (tabla 26), se comprueba que también quedan ordenadas las medidas con el sistema propuesto en esta tesis, con pequeñas diferencias en las decenas de $\mu\Omega$.

VASO	BITE (m Ω)	Módulo (m Ω)	BITE (V)	Módulo (V)
Vaso 3	1,575	1,411	2,151	2,302
Vaso 2	2,007	1,712	2,124	2,239
Vaso 5	2,021	1,703	2,126	2,234
Vaso 6	2,037	1,758	2,124	2,245
Vaso 4	2,138	1,846	2,131	2,242
Vaso 1	2,182	1,814	2,126	2,241

Tabla 26: Comparativa BITE vs Captador ordenando por impedancia creciente.

Las medidas de las resistencias de los puentes (RP1 a RP6) son erróneas no correspondiendo con el estado real de los puentes. Se hace la medidas con el convertidor cargado con 10 A en cada una de las salidas. Los puentes tienen una resistencia típica de 65 $\mu\Omega$ y para el rizado del convertidor de 2,72 A (figura 61) el rizado de tensión esperado es de 176,8 μV . A pesar de ser un nivel de señal difícil de medir con el osciloscopio, se captura en los extremos de los puentes (figura 98) y se compara con el valor de tensión en el conector de entrada del equipo captador (figura 99). Se comprueba que con la solución de cableado empleada (figura 82) (primando la simplicidad de montaje frente a la medida de los puentes) que el ruido a la entrada se ha doblado por el ruido inducido en los cables por el convertidor, influyendo en la medida de la resistencias de los puentes.

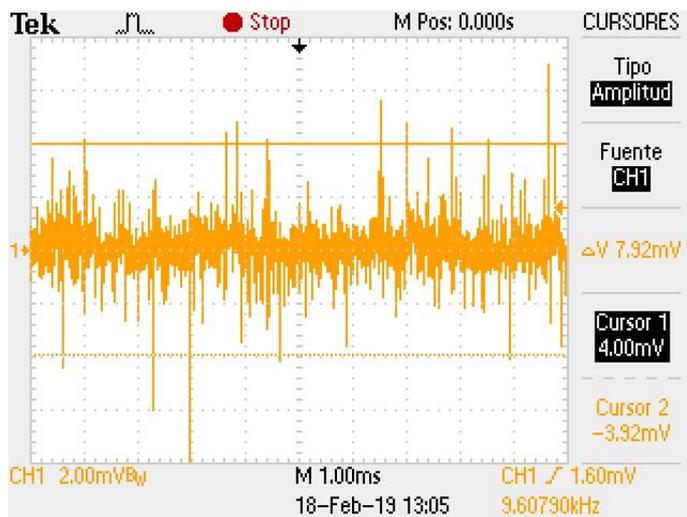


Figura 98: Rizado de tensión en extremos de los puentes.

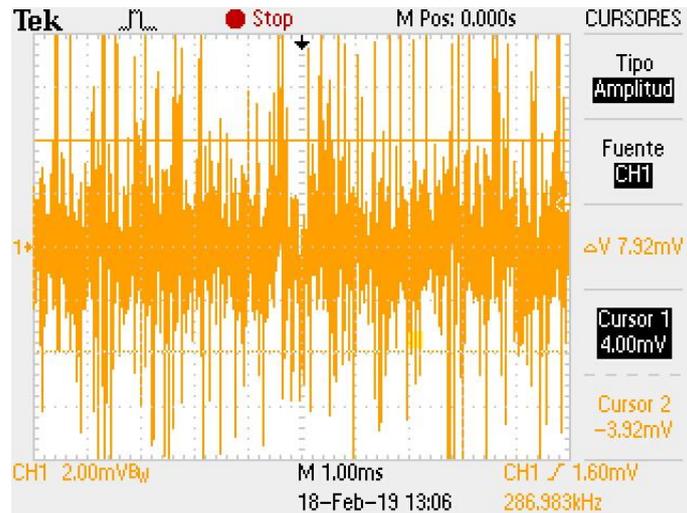


Figura 99: Rizado de tensión de los puentes en el conector del equipo.

4.4.2 Segunda sesión de pruebas del equipo captador

Se modifica el programa SW del módulo Máster para detectar cuando el convertidor está apagado, con el fin de cambiar la cadencia para guardar los datos a 10 minutos y separar los datos guardados en dos ficheros, CELDax y CONOFFx, dependiendo del estado del convertidor.

Se prueba la nueva versión de SW. La prueba se inicia a las 7:35 horas; el convertidor se carga con 10 A en la salida de alterna y se deja en vacío la salida de continua. A las 11:11 horas se apaga el convertidor y se enciende de nuevo a las 12:03 horas. A las 12:44 horas se carga la salida de continua con 10 A.

En el gráfico de las impedancias RV en $m\Omega$ (figura 100, grados en $^{\circ}C$, impedancias en $m\Omega$ y tensiones en V), se comprueba que estas siguen con la misma relación entre ellas que presentaron en las medidas efectuadas en la primera sesión de pruebas, más de un mes antes. RV1 y RV4 son las mayores (han pasado de 1,85 $m\Omega$ a 2 $m\Omega$), el segundo grupo, RV2, RV5 y RV6, tienen una impedancia parecida (han pasado de 1,75 $m\Omega$ a 1,85 $m\Omega$) y RV3 sigue siendo la más baja alrededor de 1,40 $m\Omega$. También se aprecia la variación que sufren con la temperatura.

Las medidas de los puentes (RP1 a RP6) siguen siendo incorrectas, obteniéndose medidas que no corresponden al estado real de los puentes.

También se comprueba cómo ya no se ven afectados los datos por apagar el convertidor, guardándose los valores de tensiones medias y corrientes medias en otra tabla (figura 101). La detección de cuándo el convertidor está apagado se ha realizado comprobando si la corriente media es ligeramente negativa. El problema que aparece es que también se ha detectado como convertidor apagado el transitorio de corriente de las 13:03 horas: cuando se ha variado la carga de 0 A a 10 A la batería ha aportado corriente (125 mA) y la unidad Máster lo ha identificado como que el convertidor estaba apagado. Se decide cambiar el criterio para detectar si el convertidor está apagado leyendo el armónico de corriente de 300 Hz (cuando está apagado no hay armónico, la lectura es de 1,5 mA, frente a cuando está encendido que es entre 400 mA y 6000 mA, dependiendo de la carga).

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

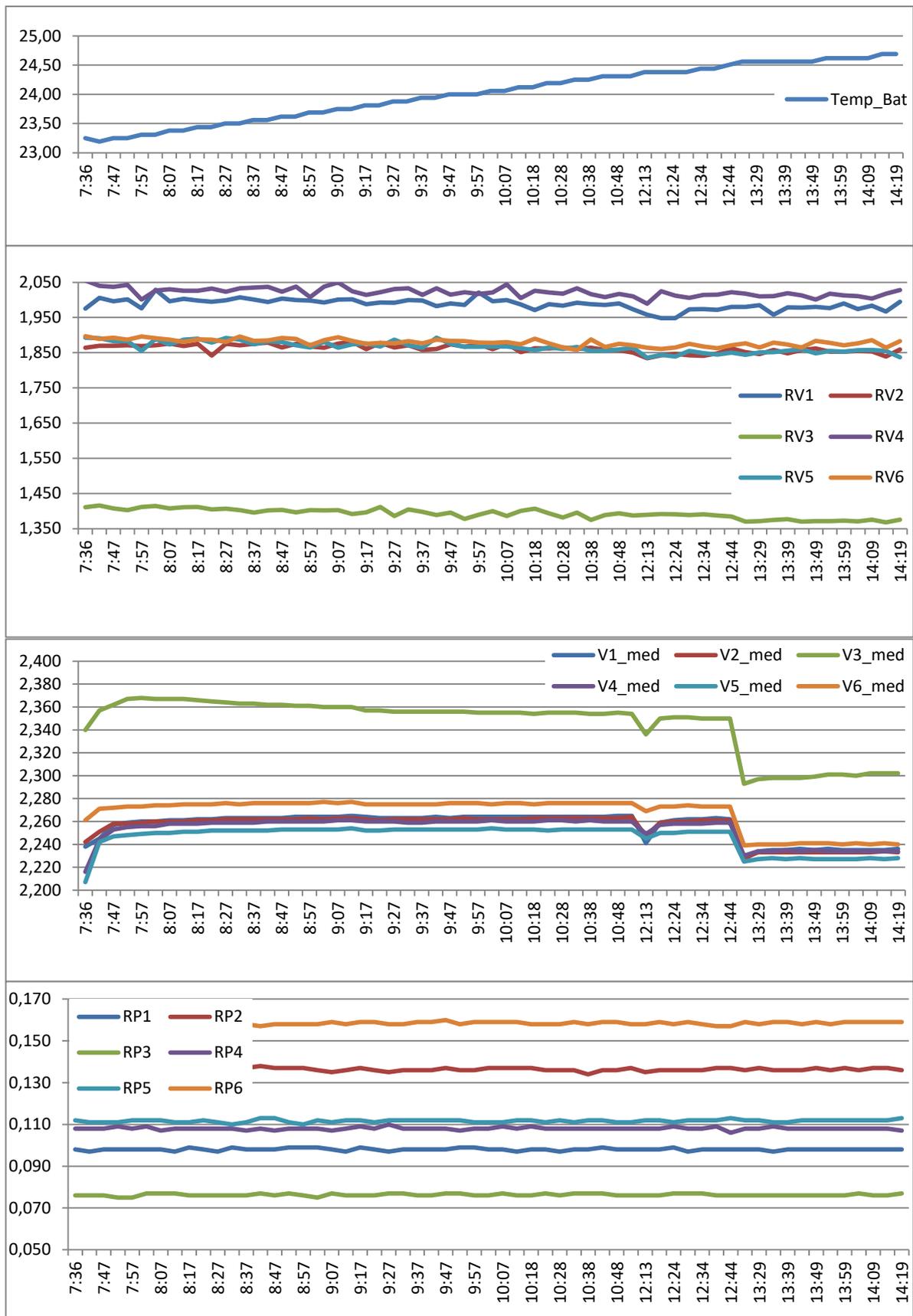


Figura 100: Gráfica de las medidas con el convertidor encendido.

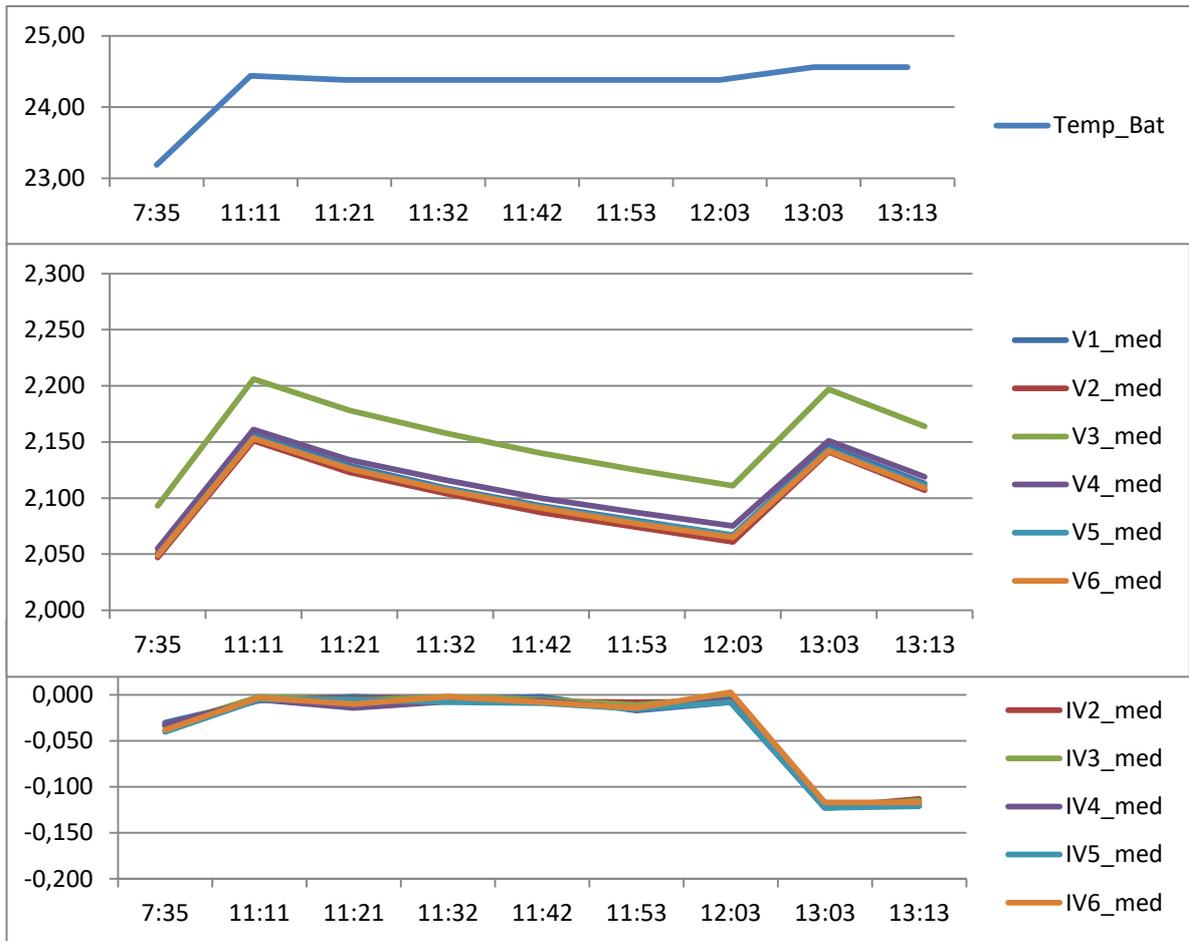


Figura 101: Gráfica de las medidas con el convertidor apagado.

4.4.3 Conclusiones de las pruebas de laboratorio del equipo captador

Se puede concluir que el equipo construido expresamente para validar la hipótesis de esta tesis permite medir la impedancia de la batería, automatizando la medida y aportando adicionalmente datos tan importantes como la temperatura de la batería, los valores medios y de rizado de corriente y de tensión, datos que también se pueden emplear para buscar nuevas correlaciones que indiquen el deterioro de la batería.

La validación del equipo se ha realizado mediante distintas pruebas:

- Se ha permutado dos vasos con distinto estado de salud y el sistema lo ha detectado correctamente.
- Se ha realizado una comparativa de los resultados con un equipo comercial y si bien los valores absolutos son distintos, los resultados cualitativos de impedancia son coincidentes.
- Se ha demostrado la independencia de las medidas de impedancia con las condiciones de carga del SAI.
- Se ha comprobado que el valor de las impedancias de los vasos se ve afectado por la temperatura de la batería.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

Durante las pruebas se detectaron algunas mejoras que han sido implementadas (método de detección cuando el convertidor está apagado).

También se pudo comprobar que la medida de las resistencias de los puentes no es factible de ser realizarla con la configuración actual, si bien este punto no es fundamental para el mantenimiento remoto, puesto que siempre serán necesarias las tareas de limpieza periódicas y la comprobación visual del estado, prestándose especial cuidado en la revisión de inicios de sulfataciones en las partes metálicas.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

4.5 ENSAYO 2: EQUIPO CAPTADOR EN EL TREN

Para proseguir con las pruebas se deciden hacer medidas con los equipos embarcados en un tren de la serie 2000B de Metro de Madrid, con el fin de comprobar que con el convertidor alimentando las cargas del tren en circulación normal, con transitorios de carga y un ambiente mucho más ruidoso que en el laboratorio, sigue siendo suficiente su rizado de corriente para determinar el estado de salud de la batería, tal como se defiende en esta tesis.

4.5.1 Primera prueba del equipo captador en tren

El sistema captador se instaló (figura 102) en la batería del coche 2711, permaneciendo capturando datos durante 14 días, hasta que fue desinstalado.



Figura 102: Sistema captador en la 1ª Celda de la batería del coche 2711.

Se presentan en la figura 103 la representación gráfica de los datos leídos durante las dos semanas del ensayo.

Como era de esperar, las impedancias de los vasos (RV1 a RV6) leídas en el tren en una batería sana, son mucho menores a las leídas en el laboratorio con una batería degradada, comprobándose que el equipo de medida puede leer y discriminar entre impedancias de 1,2 m Ω .

También se comprueba que las impedancias han sufrido un incremento paulatino durante el tiempo que duró la prueba, aumentado todas alrededor de 200 $\mu\Omega$. Se comprueba que, por contrapartida, las tensiones medias de los vasos (V1_med a V6_med) han disminuido de forma inversa a como han aumentado las impedancias de los vasos, disminuyendo la tensión media de todos los vasos alrededor de 50 mV. Este fenómeno se debe a que se han alimentado los dos equipos, la unidad captadora y la unidad máster, de los 12 V de la celda donde se realizan las medidas (celda 1). El consumo de todo el sistema de medida alimentado a 12 V es de 200 mA, pero es suficiente para producir un desequilibrio entre las celdas, que hace que la tensión de flotación impuesta por el convertidor no se distribuya equilibradamente entre las celdas, teniendo menos tensión media la celda más cargada.

El resultado es que al descargarse los vasos de dicha celda sus impedancias suben indicando que se están degradando. Esto es importante ya que es una práctica habitual hacer tomas intermedias en las baterías, y el ensayo anterior demuestra que no es una práctica recomendable.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

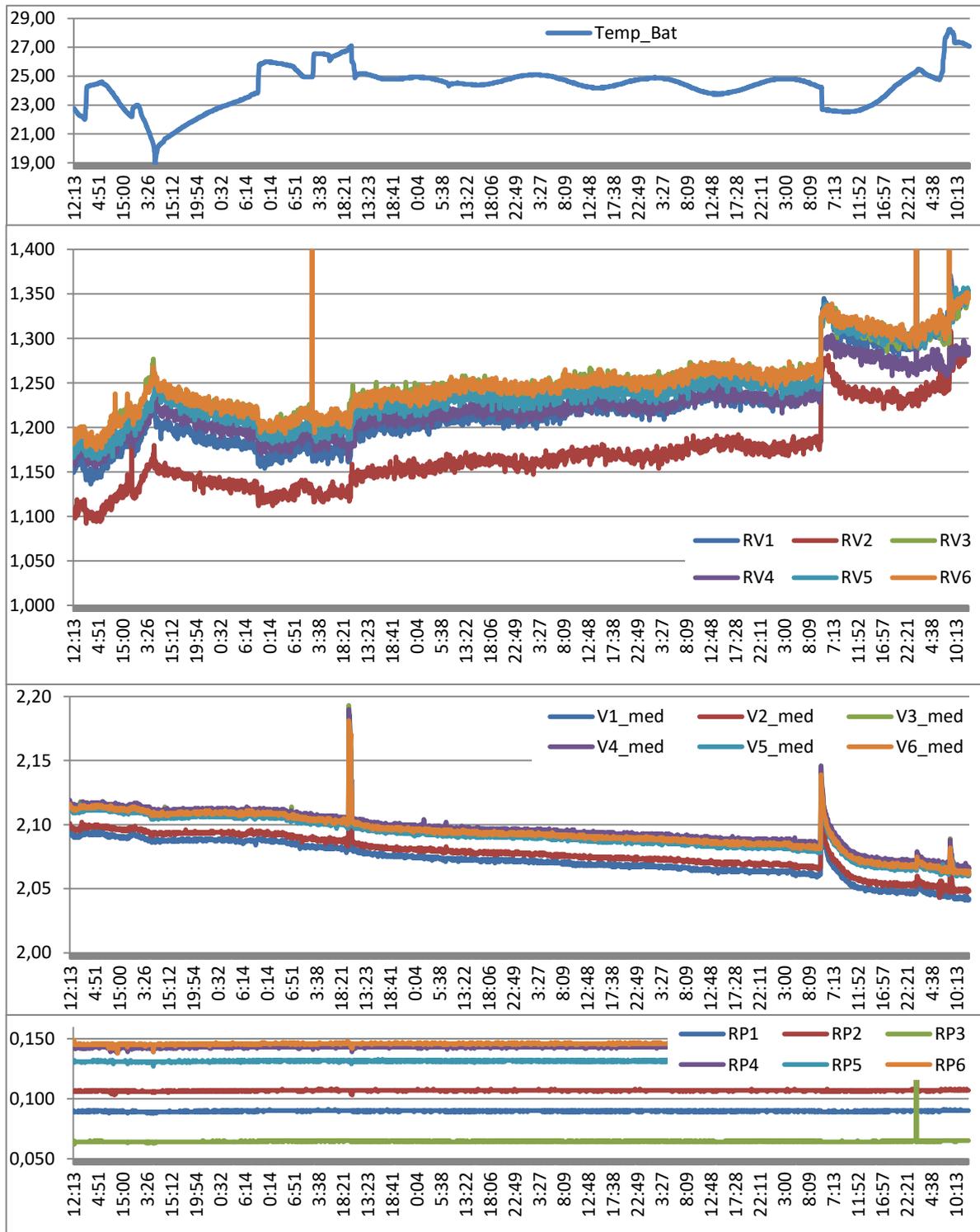


Figura 103: Gráficas de las medidas del coche 2711.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

La temperatura de trabajo de la batería en condiciones normales de funcionamiento, eliminando los transitorios, está entre 23 °C y 25 °C. También se aprecia claramente la fuerte relación inversa entre el valor de temperatura y el valor de la impedancia de la batería. A partir del sexto día de prueba la temperatura presenta una oscilación que reproduce inversamente la impedancia de los vasos. Se analiza más profundamente esta oscilación y se observa que el convertidor arrancó el sexto día de pruebas y no se apagó hasta cinco días después. Durante este tiempo el tren estuvo circulando durante el día y parado en depósito durante la noche sin apagarse el convertidor. A priori parece que la ondulación en el valor de temperatura no sigue la lógica de mayor temperatura durante el día y menor temperatura durante la noche, sino que está invertida. La explicación a este fenómeno se encuentra en la operativa del tren, cuando el tren circula la batería esta ventilada por el flujo de aire que se produce, y cuando el tren está detenido en depósito la batería no se ventila y su temperatura incrementa.

Si bien la explotación de los datos registrados está fuera del ámbito de esta tesis, se va a hacer a modo de ejemplo un tratamiento estadístico de los datos capturados durante estos 4 días para obtenerse la relación de las impedancias con la temperatura. En la tabla 27 se presentan las impedancias medias obtenidas para cada temperatura y en la figura 104 las representaciones gráficas, considerando un error de dos veces la desviación estándar.

Temperatura Batería (°C)	Impedancia Vaso 1 (mΩ)	Impedancia Vaso 2 (mΩ)	Impedancia Vaso 3 (mΩ)	Impedancia Vaso 4 (mΩ)	Impedancia Vaso 5 (mΩ)	Impedancia Vaso 6 (mΩ)
23,79	1,2355	1,1820	1,2643	1,2369	1,2525	1,2650
23,91	1,2329	1,1811	1,2629	1,2362	1,2509	1,2648
24,03	1,2324	1,1804	1,2596	1,2348	1,2504	1,2642
24,12	1,2311	1,1792	1,2605	1,2320	1,2503	1,2625
24,22	1,2263	1,1743	1,2566	1,2306	1,2440	1,2577
24,31	1,2282	1,1730	1,2554	1,2307	1,2425	1,2568
24,41	1,2192	1,1681	1,2513	1,2513	1,2384	1,2517
24,52	1,2184	1,1670	1,2492	1,2241	1,2377	1,2517
24,65	1,2217	1,1689	1,2507	1,2246	1,2399	1,2511
24,79	1,2165	1,1655	1,2472	1,2213	1,2357	1,2486
24,90	1,2078	1,1577	1,2398	1,2146	1,2276	1,2405
25,04	1,2076	1,1575	1,2398	1,2146	1,2289	1,2420
25,12	1,2039	1,1551	1,2349	1,2265	1,2265	1,2390
25,19	1,1937	1,1449	1,2304	1,2043	1,2188	1,2304

Tabla 27: Impedancias de los vasos frente a la temperatura.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

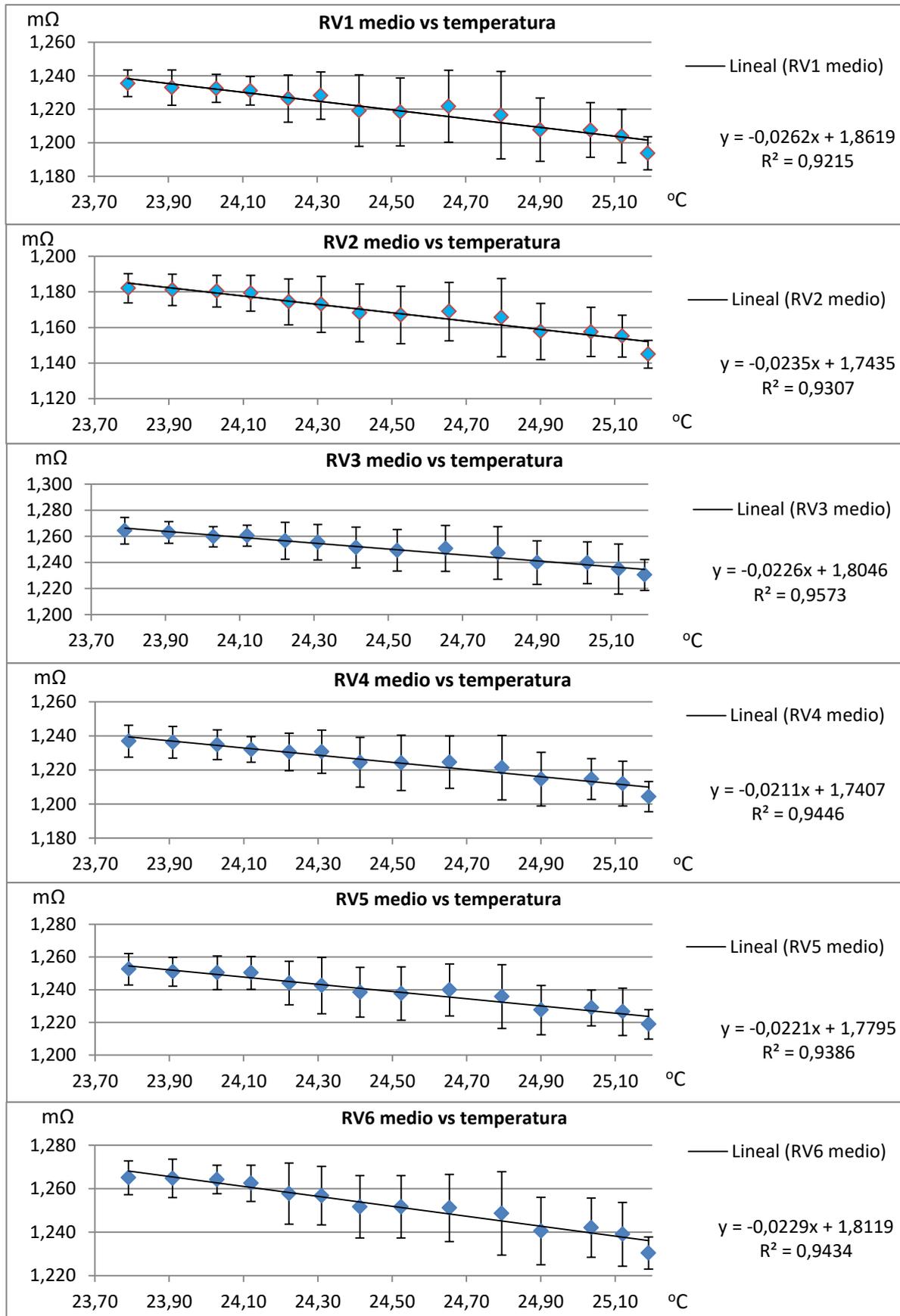


Figura 104: Impedancias vs Temperatura.

Para obtener una relación genérica se toma el valor medio de las 6 pendientes (figura 104) siendo la media calculada $0,023067 \text{ m}\Omega/\text{°C}$. Se puede escribir una ecuación genérica que relacione dos valores a distinta temperatura por la pendiente media calculada, quedando de la siguiente forma:

$$R_{T2} = R_{T1} - 0,023067 (T2 - T1) \quad (65)$$

Entiéndase la ecuación (65) como una primera aproximación, ya que la muestra tomada es muy reducida y poco representativa, por lo que es una muestra de las posibilidades que presenta la automatización de las medidas de las impedancias, sin tomarse como un resultado contrastado y definitivo, lo que abre una vía para nuevos desarrollos y líneas de investigación a partir del modelo de esta tesis.

4.5.2 Segunda prueba del equipo captador en tren

Con los buenos resultados de las pruebas realizadas hasta el momento, se decide dar un paso más e introducir un módulo wifi para habilitar el envío de los datos capturados a un servidor remoto dentro de Metro de Madrid. Con esta prueba se pretende validar el envío, desde el tren circulando, de los datos de la batería a un posible centro de mantenimiento para desarrollar un mantenimiento de la batería basado en la condición. El problema que se presenta es que la batería está situada en la parte baja del tren y cerrada en un cofre de metal que dificulta las comunicaciones. Por otra parte, la red wifi de Metro de Madrid solo está desplegada en las estaciones, y por lo tanto cuando se tiene que conectar con el servidor el transmisor está encerrado en el cofre de la batería, por debajo del nivel del andén y apantallado por el propio tren.

Se modifica la alimentación de los equipos para alimentarlos de la tensión de batería de 116 V y así solucionar el problema de desequilibrio de la prueba anterior. Una vez más, para reducir los tiempos de desarrollo, se decide usar un módulo comercial ESP32-S2-Saola-1 WiFi de la casa Espressif [32], realizándose la comunicación entre el ESP32-S2-Saola-1 y el Arduino Due por un puerto serie RS232 ().

Por simplicidad en la inserción de los datos de la batería en una base de datos, se decide enviar siempre los mismos datos, independientemente de si el convertidor está o no encendido. Se envía una variable que indica si el convertidor está encendido y cuando está apagado los valores de impedancias, rizados de tensión y de corriente se envían vacíos. Se mantiene el cambio de periodicidad a 10 minutos cuando el convertidor está apagado para no llenar la base de datos de datos repetidos sin variaciones importantes entre ellos.

Los datos de las medidas se guardan en un servidor de Metro de Madrid en una base de datos relacional MySQL, y se utiliza el software libre phpMyAdmin para visualizar los datos sobre una página web.

El sistema captador se vuelve a instalar en la primera celda de la misma batería de la primera prueba, correspondiente al coche 2711 (figura 106).

Se comprueba, tal como muestra la como se muestra en la figura 107, que los datos se insertan correctamente en la base de datos MySql no apareciendo problemas de conectividad por estar la unidad encerrada en el cofre metálico de la batería ni por la situación de dicho cofre en la parte baja del tren.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

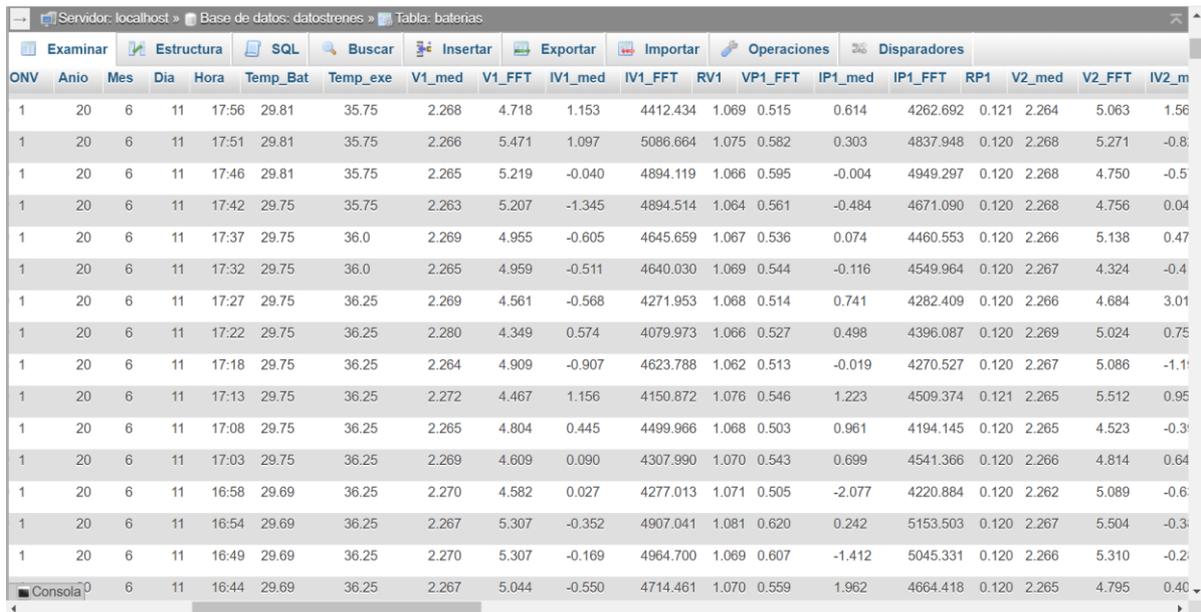


Figura 105: Implementación del módulo ESP32.



Figura 106: Montaje en el coche 2711.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.



ONV	Anio	Mes	Dia	Hora	Temp_Bat	Temp_exe	V1_med	V1_FFT	IV1_med	IV1_FFT	RV1	VP1_FFT	IP1_med	IP1_FFT	RP1	V2_med	V2_FFT	IV2_m
1	20	6	11	17:56	29.81	35.75	2.268	4.718	1.153	4412.434	1.069	0.515	0.614	4262.692	0.121	2.264	5.063	1.56
1	20	6	11	17:51	29.81	35.75	2.266	5.471	1.097	5086.664	1.075	0.582	0.303	4837.948	0.120	2.268	5.271	-0.8
1	20	6	11	17:46	29.81	35.75	2.265	5.219	-0.040	4894.119	1.066	0.595	-0.004	4949.297	0.120	2.268	4.750	-0.5
1	20	6	11	17:42	29.75	35.75	2.263	5.207	-1.345	4894.514	1.064	0.561	-0.484	4671.090	0.120	2.268	4.756	0.04
1	20	6	11	17:37	29.75	36.0	2.269	4.955	-0.605	4645.659	1.067	0.536	0.074	4460.553	0.120	2.266	5.138	0.47
1	20	6	11	17:32	29.75	36.0	2.265	4.959	-0.511	4640.030	1.069	0.544	-0.116	4549.964	0.120	2.267	4.324	-0.4
1	20	6	11	17:27	29.75	36.25	2.269	4.561	-0.568	4271.953	1.068	0.514	0.741	4282.409	0.120	2.266	4.684	3.01
1	20	6	11	17:22	29.75	36.25	2.280	4.349	0.574	4079.973	1.066	0.527	0.498	4396.087	0.120	2.269	5.024	0.75
1	20	6	11	17:18	29.75	36.25	2.264	4.909	-0.907	4623.788	1.062	0.513	-0.019	4270.527	0.120	2.267	5.086	-1.1
1	20	6	11	17:13	29.75	36.25	2.272	4.467	1.156	4150.872	1.076	0.546	1.223	4509.374	0.121	2.265	5.512	0.95
1	20	6	11	17:08	29.75	36.25	2.265	4.804	0.445	4499.966	1.068	0.503	0.961	4194.145	0.120	2.265	4.523	-0.3
1	20	6	11	17:03	29.75	36.25	2.269	4.609	0.090	4307.990	1.070	0.543	0.699	4541.366	0.120	2.266	4.814	0.64
1	20	6	11	16:58	29.69	36.25	2.270	4.582	0.027	4277.013	1.071	0.505	-2.077	4220.884	0.120	2.262	5.089	-0.6
1	20	6	11	16:54	29.69	36.25	2.267	5.307	-0.352	4907.041	1.081	0.620	0.242	5153.503	0.120	2.267	5.504	-0.3
1	20	6	11	16:49	29.69	36.25	2.270	5.307	-0.169	4964.700	1.069	0.607	-1.412	5045.331	0.120	2.266	5.310	-0.2
1	20	6	11	16:44	29.69	36.25	2.267	5.044	-0.550	4714.461	1.070	0.559	1.962	4664.418	0.120	2.265	4.795	0.40

Figura 107: Visor de los datos web phpMyAdmin.

4.5.3 Conclusiones de las pruebas en tren del equipo captador

Se ha comprobado que el sistema captador defendido en esta tesis se comporta en tren de igual forma que en el laboratorio, no presentando ninguna mal función por el ambiente ruidoso del tren, permitiendo la lectura remota de la temperatura de la batería, la tensión de flotación y la impedancia de cada vaso.

Se ha demostrado también que no existen problemas de conectividad wifi por estar el sistema captador encerrado dentro del cofre metálico de la batería y situado bajo el nivel del andén de la estación.

Se ha presentado un caso de uso del análisis de los datos registrados, obteniéndose una relación de la variación de la impedancia de los vasos con la temperatura, si bien es solamente una primera aproximación al no tener una muestra suficiente para valorar los resultados y comprobar su consistencia.

4.6 ANÁLISIS DE LOS COSTES DE IMPLEMENTACIÓN

Para finalizar este capítulo y poner en valor las ventajas que aporta esta metodología original, como lo son el ahorro económico y en tiempo que se produce al poder medir el SOH de la batería durante su funcionamiento normal con el convertidor cargador mientras está embarcada en tren (frente al modelo actual que requiere que se detenga el tren en un depósito de mantenimiento y se extraiga la batería), en este apartado se va a realizar un sencillo análisis de los posibles costes de una implantación del sistema propuesto en esta tesis frente a los costes de implementar la solución que se está utilizando en la actualidad.

Se realiza el estudio para el mantenimiento de un parque de 30 baterías, si bien este número no es relevante, obteniéndose iguales resultados con otras cantidades. Para el cálculo de los costes

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

del sistema actual no se ha tenido en cuenta los costes originados por la paralización del tren, ya que son muy variables y dependen de múltiples factores y del modelo de explotación. Para el cálculo de los costes de implementación se estima una amortización de la instrumentación en 10 años.

Calculamos el coste con la implementación actual, sabiendo que se realiza una medida de la impedancia de la batería semestralmente. Esta medida se realiza manualmente usando un equipo comercial, y posteriormente se introducen los datos en una hoja de cálculo. Para la realización de estas medidas se necesita:

- El equipo de medida que se usa en la actualidad es el Megger BITE 2P con un precio aproximado de 9.720€.
- Se requiere la actuación de un operario que supone un coste de mano de obra de 82€ por jornada de medida.

Con estos datos, el coste anual de mantenimiento de una flota de 30 baterías con el sistema original es de 5.892€, desglosados en los conceptos:

- Coste de amortización anual de la instrumentación 972€.
- Costes de mano de obra 4.920€.

Calculamos ahora el coste con la implementación según el procedimiento de esta tesis. El primer gasto es la inversión en el equipo de medida por batería. Para calcular su precio se ha tenido en cuenta los costes de materiales del demostrador tecnológico construido y se ha añadido un beneficio empresarial del 40%, obteniéndose los siguientes precios por batería:

- Una unidad Máster con un precio estimado de 153€.
- Nueve unidades captadoras con un coste unitario estimado de 175€.
- En total el coste del equipo por batería se estima en 1.728€.
- No hay costes de mano de obra al ser un sistema automático.

Los costes de mantenimiento para una flota de 30 baterías con el sistema propuesto en esta tesis suponen un coste anual de 5.184€, originados por la amortización anual del equipo, ya que el coste de mano de obra es nulo.

Resumiendo, los costes anuales son:

- Con una implementación clásica 5.892€.
- Con la implementación propuesta 5.184€.
- Ahorro conseguido 708€.

No hay que olvidar que el sistema propuesto, adicionalmente a la reducción de costes explicados, proporciona en tiempo real importantes datos sobre la batería, como son la temperatura de trabajo, la corriente media, las tensiones de flotación de cada vaso, las resistencias internas de cada vaso y los rizados de tensión y corriente. Con estos datos se posibilita hacer un mantenimiento basado en la condición, aumentando la fiabilidad del sistema y evitando fallos catastróficos como

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

que, ante un fallo en el suministro eléctrico de la catenaria, un tren se quede parado en un túnel sin batería para mantener las condiciones de habitabilidad en el recinto de viajeros.

Se ha demostrado que, si bien el sistema propuesto requiere una inversión inicial mayor, proporciona una pequeña reducción de los costes anuales de mantenimiento, costes que se anulan a los 10 años después de haberse amortizado la inversión inicial. Entonces, a partir de ese momento los costes para un parque de 30 baterías quedan:

- Con una implementación clásica 4.920€.
- Con la implementación propuesta 0€.
- Ahorro conseguido 4.920€.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

5 CAPÍTULO V: CONCLUSIONES Y APORTACIONES

El objeto de la presente tesis es proponer y comprobar un método novedoso para poder determinar el estado de salud de una batería de un equipo SAI.

La solución defendida en esta tesis es novedosa en la literatura técnica y consiste en emplear las condiciones de funcionamiento normal de la batería, en concreto usar el rizado de tensión impuesto por el cargador SAI y la respuesta en corriente de la batería, para poder estimar el estado de salud (SOH) de cada vaso con una mínima intervención sobre la batería.

Muchos de los sistemas de predicción del estado de salud y de carga (SOH & SOC) de una batería, vistos en la revisión del estado del arte de esta tesis, se basan en medir como varía la tensión durante los ciclos de descarga/carga y ajustar la parametrización del circuito equivalente para obtener un valor del estado de salud y de carga.

En el caso de los SAI, las baterías están en flotación, por lo que no sufren ciclos de descarga/carga en su funcionamiento normal, como ocurre con las baterías ferroviarias de los trenes metropolitanos. En el estado del arte se encuentran varias soluciones que buscan introducir una perturbación en la batería para poderla medir, bien mediante electrónica de potencia, bien modificando el lazo de control del cargador de la batería.

Para demostrar el funcionamiento del método de medida original propuesto se han realizado ensayos, tanto en el laboratorio como en el tren. Las medidas se han realizado manualmente con un registrador comercial y los resultados fueron validados mediante comparativas con un equipo comercial.

Una vez demostrado el método de medida original propuesto y para comprobar su viabilidad, se ha desarrollado y construido un demostrador tecnológico autónomo para automatizar la medida y así poder explotar todas las ventajas que aporta el nuevo método de medida. Se ha validado el equipo *ad hoc* mediante pruebas en el laboratorio, haciendo una comparativa con un equipo comercial, y en el tren.

El equipo permite hacer una monitorización remota de la batería SAI, reportando en tiempo real la impedancia de los vasos, la tensión de flotación, la corriente media de carga, la temperatura de trabajo de la batería y los valores de rizados de tensión y de corriente. Con los datos medidos, se puede hacer un mantenimiento remoto basado en la condición de la batería, adelantándose a fallos catastróficos.

El nuevo método de medida de la impedancia de la batería que se propone en esta tesis se ha dado a conocer mediante la publicación del artículo:

“Continuous Battery Health Diagnosis by On-Line Internal Resistance Measuring”

Publicado en *Energies* 2019, 12, 2836; <https://doi.org/10.3390/en12142836>.

Las ventajas más relevantes del nuevo sistema propuesto frente a los sistemas actuales, analizados en el estado del arte, se enumeran a continuación:

- Permite tener en tiempo real la lectura de los parámetros más importantes de la batería, facilitando el hacer un mantenimiento remoto basado en la condición.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

- Reduce los costes de mantenimiento, al no tener que parar el SAI ni necesitar el desplazamiento de un operario al SAI.
- Es no invasivo, utilizando las condiciones de funcionamiento de la batería sin necesitar introducir una perturbación.
- Se puede implementar en los SAI actuales, sin tener que modificar el convertidor ni necesitar introducir una nueva etapa de potencia para introducir una perturbación.
- Es económico, al no necesitar requerimientos especiales para su implementación.

6 CAPÍTULO VI: FUTUROS DESARROLLOS

Como en cualquier idea o metodología novedosa, su planteamiento, desarrollo y ejecución en un prototipo real, como ha sido el caso de esta tesis, abre nuevos caminos a futuros desarrollo.

Así, por ejemplo se abre un nuevo campo de investigación para extraer toda la información posible de los datos registrados, analizando tendencias y correlaciones entre los valores leídos durante el trabajo de la batería en condiciones normales de explotación.

Para facilitar el tratamiento de los datos almacenados es necesario el desarrollo de un software que permita la visualización en graficas de los datos, realice análisis estadísticos, realice análisis de derivas con el tiempo y que realice de forma automática el análisis de variación de un parámetro frente a otro, como por ejemplo la variación de la impedancia con la temperatura. El objetivo de esta línea de investigación es desarrollar e implementar un mantenimiento basado en la condición.

Otro campo de investigación es extender el sistema a otras plataformas SAI, con distintas soluciones del convertidor cargador y distintas tecnologías de baterías, ya que el método de medida de impedancia es válido para medir el estado de salud de todos los tipos de baterías.

También se puede investigar si es factible mejorar la adquisición de los valores de rizado de los cables de puente entre vasos, si bien esta medida no es fundamental ya que el deterioro de los mismos por sulfatación se puede detectar antes visualmente de que hayan modificado su resistencia. Recuérdese que en las consistencias mensuales de mantenimiento está recogida la operación de revisión de "Cualquier evidencia de corrosión en terminales, conectores y bastidor".

El demostrador tecnológico desarrollado está basado en módulos comerciales y no es un producto industrializable en el estado actual; se tiene que hacer un replanteamiento y rediseño total del hardware con el objeto de bajar los costes de fabricación y hacerlo más rentable frente a soluciones clásicas de medida de la impedancia de las baterías.

Diagnóstico continuo del estado de una batería mediante la medición en línea de su resistencia interna.

7 BIBLIOGRAFÍA:

- [1] "IEEE Recommended Practice for Maintenance, Testing, and Replacement of Vented Lead-Acid Batteries for Stationary Applications," *IEEE Std 450-1995*, pp. 1-32, DOI: [10.1109/IEEESTD.1995.79541](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1995.79541); 1995.
- [2] "IEEE Recommended Practice for Maintenance, Testing, and Replacement of Vented Lead-Acid Batteries for Stationary Applications," *IEEE Std 450-2010 (Revision of IEEE Std 450-2002)*, pp. 1-71, DOI: [10.1109/IEEESTD.2011.5724325](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2011.5724325); 2011.
- [3] "IEEE Recommended Practice for Maintenance, Testing, and Replacement of Valve-Regulated Lead-Acid (VRLA) Batteries for Stationary Applications," *IEEE Std 1188-2005 (Revision of IEEE Std 1188-1996)*, pp. 1-44, DOI: [10.1109/IEEESTD.2006.99014](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2006.99014); 2006.
- [4] A Brief History of INTELEC® The International Telecommunications Energy Conference, intelec2016.org, disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [5] A. Fotouhi, D. J. Auger, K. Propp, S. Longo; "Accuracy Versus Simplicity in Online Battery Model Identification"; *IEEE Transactions On Systems, Man, And Cybernetics: Systems*; Vol. 48; No. 2; DOI: [10.1109/TSMC.2016.2599281](https://doi.org/10.1109/TSMC.2016.2599281); February 2018.
- [6] A. Kuznietsov, T. Happek and F. L. Tanenkeu Guefack; "On-board state of health estimation of Li-Ion batteries packs using incremental capacity analysis with principal components"; 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC); Nottingham; 2018; pp. 1-5; DOI: [10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607760](https://doi.org/10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607760); 2018.
- [7] A. Sedighfar, M. R. Moniri; "Battery state of charge and state of health estimation for VRLA batteries using Kalman filter and neural networks"; 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE); Istanbul; pp. 41-46; DOI: [10.1109/ICEEE2.2018.8391298](https://doi.org/10.1109/ICEEE2.2018.8391298); 2018.
- [8] Allen, Fuhs; "Description of a Few Selected Hybrids"; *Hybrid Vehicles and the future of personal transportation*; New York: CRC Press; ISBN 9781420075342; pp 56-64; 2008.
- [9] Analog Devices AD5933; 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter Network Analyzer; Disponible en el [enlace](#) (Último acceso 17-03-2020).
- [10] Arduino DUE: Disponible en el [enlace](#) (último acceso en 10/06/2020).
- [11] Batería EXIDE GNB modelo Classic serie OPzS; disponible en el [enlace](#) (Último acceso 4-4-2020).
- [12] BatteryTestingGuide_AG_es_V04, Megger GmbH; Obere Zeil 2; DE-61440 Oberursel Germany; disponible en el [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).

- [13] BU-102: Early Innovators; Battery University; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [14] BU-103: Global Battery Markets, Battery University; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [15] C.D. Rahn and C.Y. Wang; *Battery Systems Engineering*; John Wiley & Sons; ISBN: 978-1-119-97950-0, 2013.
- [16] Central hidroeléctrica reversible Soria-Chira; Red Eléctrica de España; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [17] D. A. Howey, P. D. Mitcheson, V. Yufit, G. J. Offer, N. P. Brandon; "Online Measurement of Battery Impedance Using Motor Controller Excitation"; IEEE Transactions on Vehicular Technology; vol. 63; no. 6; pp. 2557-2566; DOI: [10.1109/TVT.2013.2293597](#); July 2014.
- [18] D. Anseán, M. González, C. Blanco, V. M. García; "Lithium-ion battery degradation indicators via incremental capacity analysis"; 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe); Milan; pp. 1-6; DOI: [10.1109/EEEIC.2017.7977776](#); 2017.
- [19] D. Bak ; M. Michalik ; J. Szafran; "Application of Kalman filter technique to stationary and nonstationary state observer design"; IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings; DOI: [10.1109/PTC.2003.1304450](#); 2003.
- [20] D. Stroe, E. Schartz; "Lithium-Ion Battery State-of-Health Estimation Using the Incremental Capacity Analysis Technique"; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 56; no. 1; pp. 678-685; Jan.-Feb. 2020. DOI: [10.1109/TIA.2019.2955396](#); 2020.
- [21] D. Xu, L. Wang and J. Yang, "Research on Li-ion Battery Management System"; 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering; Wuhan; pp. 4106-4109; DOI: [10.1109/iCECE.2010.998](#); 2010.
- [22] Daniel Ioan Stroe, Erik Schartz; "Lithium-Ion Battery State-of-Health Estimation Using the Incremental Capacity Analysis Technique"; 25 November 2019; IEEE Transactions on Industry Applications; DOI: [10.1109/TIA.2019.2955396](#); Print ISSN: 0093-9994; Electronic ISSN: 1939-9367; 2019.
- [23] Dian Wang, Yun Bao, Jianjun Shi; "Online Lithium-Ion Battery Internal Resistance Measurement Application in State-of-Charge Estimation Using the Extended Kalman Filter"; Energies 2017; Volume 10; Issue 9; DOI: [10.3390/en10091284](#); 2017.
- [24] E. A. Wan, R. Van Der Merwe; "The unscented Kalman filter for nonlinear estimation" Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and

- Control Symposium (Cat. No.00EX373); Lake Louise; Alberta; Canada; pp. 153-158, DOI: [10.1109/ASSPCC.2000.882463](https://doi.org/10.1109/ASSPCC.2000.882463); 2000.
- [25] E. Din, C. Schaef, K. Moffat, J. T. Stauth; "Online spectroscopic diagnostics implemented in an efficient battery management system"; IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL); Vancouver; BC; pp. 1-7; DOI: [10.1109/COMPEL.2015.7236518](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2015.7236518); 2015.
- [26] E. J. Carmona Suárez; "Tutorial sobre Máquinas de Vectores Soporte (SVM)"; Dpto. de Inteligencia Artificial, 11 de Julio 2014, ETS de Ingeniería Informática, Universidad Nacional de Educación a Distancia (UNED); 2014. Disponible en el [enlace](#) (último acceso en 10/06/2020).
- [27] E. Locorotondo, L. Pugi, L. Berzi, M. Pierini, A. Pretto; "Online State of Health Estimation of Lithium-Ion Batteries Based on Improved Ampere-Count Method"; 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe); Palermo; pp. 1-6; DOI: [10.1109/EEEIC.2018.8493825](https://doi.org/10.1109/EEEIC.2018.8493825); 2018.
- [28] E. Willihnganz, P. Rohner; "Battery Impedance: Farads, Milliohms, Microhenrys"; *Electrical Engineering*; vol. 78; pp. 922-925; DOI: [10.1109/TAI.1959.6371570](https://doi.org/10.1109/TAI.1959.6371570); 1959.
- [29] Edison; Prototipo de coche eléctrico de Henry Ford con baterías de Edison. Disponible en el [enlace](#) (último acceso en 09/06/2020).
- [30] Elias K. Stefanakos, Andrew S. Thexton; "Remote Battery Monitoring and Management Field Trial"; DOI: [10.1109/INTLEC.1997.646065](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1997.646065) 1997.
- [31] Elie Riviere, Ali Sari, Pascal Venet, Frédéric Meniere, Yann Bultel; "Innovative Incremental Capacity Analysis Implementation for C/LiFePO₄ Cell State-of-Health Estimation in Electrical Vehicles"; *Batteries*; vol. 5; no. 2; p. 37; DOI: [10.3390/batteries5020037](https://doi.org/10.3390/batteries5020037); Apr. 2019.
- [32] ESP32-S2-Saola-1. Disponible en el [enlace](#) (último acceso en 05/10/2020).
- [33] F.F. Mazda; "Electrónica de Potencia: Componentes, circuitos y aplicaciones"; Ediciones Paraninfo, S.A; ISBN: 842832168X; ISBN-13: 9788428321686.
- [34] F. Huet; "A review of impedance measurements for determination of the state-of-charge or state-of-health of secondary batteries"; *Journal of Power Sources* 70; pp. 59-69; DOI: [10.1016/S0378-7753\(97\)02665-7](https://doi.org/10.1016/S0378-7753(97)02665-7); 1998.
- [35] F. J. Vaccaro and P. Casson; "Internal resistance: Harbinger of capacity loss in starved electrolyte sealed lead acid batteries"; Telecommunications Energy Conference; INTELEC '87. the Ninth International; pp. 128-131; DOI: [10.1109/INTLEC.1987.4794541](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1987.4794541); 1987.
- [36] Frost & Sullivan; "Telecom Batteries in Europe – Growth Opportunities Explored Influence of Wireless Data Transmission"; 2013.

- [37] Francisco Gómez; “Algoritmo Diezmado en Tiempo FFT: Procesamiento Digital de Señal; Tema 4: Análisis de Fourier en tiempo discreto”; UAM; Francisco.Gomez@ii.uam.es.
- [38] Furukawa Battery Condition Watcher BCW; Disponible en el [enlace](#) (Último acceso 09/06/2020).
- [39] G Alber, M.W. Migliaro; “Impedance testing-is it a substitute for capacity tests?”; Proceedings of INTELEC 94; pp. 245-249; DOI: [10.1109/INTLEC.1994.396648](#); 1994.
- [40] G. J. Markle; "Variables that influence results of impedance testing for valve regulated cells"; Proceedings of INTELEC 93: 15th International Telecommunications Energy Conference; pp. 444-448; vol.1; DOI: [10.1109/INTLEC.1993.388484](#); 1993.
- [41] Gary Bishop; “An Introduction to the Kalman Filter”; University of North Carolina at Chapel Hill; Department of Computer Science. Chapel Hill; NC 27599-3175; SIGGRAPH 2001; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [42] Guangming Liu, Minggao Ouyang, Languang Lu, Liangfei Xu, Jianqiu Li; “Online monitoring of lithium-ion battery aging effects by internal resistance estimation in electric vehicles”; Proceedings of the 31st Chinese Control Conference; pages 6851-6855; 2012.
- [43] Guía de explotación para baterías estacionarias de plomo abierto; Oldham Batteries Canada Inc.; disponible en el [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [44] Günyaz Ablaý; “Online Condition Monitoring of Battery Systems With a Nonlinear Estimator”; IEEE Transactions on Energy Conversion; vol. 29; NO. 1; DOI: [10.1109/TEC.2013.2291812](#); march 2014.
- [45] H. Blanke, O. Bohlen, S. Buller, and others; “Impedance measurements on lead–acid batteries for state-of-charge, state-of-health and cranking capability prognosis in electric and hybrid electric vehicles”; Journal of Power Sources 144; pp 418–425; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2004.10.028](#); 2005.
- [46] H. Chaoui, C. C. Ibe-Ekeocha, A. El Mejdoubi, A. Oukaour; “State of charge estimation of LiFePO₄ batteries with temperature variations using neural networks”; IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE); DOI: [10.1109/ISIE.2016.7744904](#); 2016.
- [47] Hae-Chan Han, Tae-Won Noh, Byoung Kuk Lee; “A Comparative Analysis of Online Update Techniques for Battery Model Parameters Considering Complexity and Estimation Accuracy”; 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), pp. 1-6; 2019.
- [48] Heckbert, Paul S.; “Fourier Transforms and the Fast Fourier Transform (FFT) Algorithm”; ID: 6022157; 1998.

- [49] Hernando Leyton V; "Desarrollo, implementación y prueba de un filtro de Kalman del tipo UKF para un vehículo aéreo no tripulado."; Maestría en Matemáticas Aplicadas Departamento de Ciencias Básicas Escuela de Ciencias y Humanidades Medellín, Colombia; 2009; disponible en el enlace <http://hdl.handle.net/10784/171> (último acceso 09/06/2020).
- [50] Hongzhen Guo, Zhonghua Wang, Yueyang Li, Dongxue Wang, Guangying Wang; "State of charge and parameters estimation for Lithium-ion battery using dual adaptive unscented Kalman filter"; 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC); DOI: [10.1109/CCDC.2017.7979374](https://doi.org/10.1109/CCDC.2017.7979374); 2017.
- [51] I. Damlund; "Analysis and interpretation of AC-measurements on batteries used to assess state-of-health and capacity-condition"; Proceedings of INTELEC 95; 17th International Telecommunications Energy Conference; pp. 828-833; DOI: [10.1109/INTLEC.1995.499055](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1995.499055); 1995.
- [52] I. H. Li, W. Y. Wang, S. F. Su, and Y. S. Lee; "A merged fuzzy neural network and its applications in battery state-of-charge estimation"; IEEE Transactions on Energy Conversion; vol. 22; no. 3; pp. 697–708; DOI: [10.1109/TEC.2007.895457](https://doi.org/10.1109/TEC.2007.895457); 2007.
- [53] Instrucciones de Instalación y Operación; Section 93.10TS2012-07; GNB Industrial Power; Aurora; IL 60504; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [54] J. C. Álvarez, P. J. García, C. Blanco; "Support Vector Machines Used to Estimate the Battery State of Charge"; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 28; pp. 5919-5926; DOI: [10.1109/TPEL.2013.2243918](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2243918); 2013.
- [55] J. Leis, P. Martin and D. Buttsworth; "Simplified digital lock-in amplifier algorithm"; Electronics Letters; vol. 48; pp. 259-261; DOI: [10.1049/el.2012.0193](https://doi.org/10.1049/el.2012.0193); 2012.
- [56] J. Meng, M. Ricco, A. B. Acharya; "Low-complexity online estimation for LiFePO4 battery state of charge in electric vehicles"; Journal of Power Sources 2018; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2018.05.082](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2018.05.082); 2018.
- [57] J. Roychaudhury, A. Abraham, T. Banerjee, H. Gurung; "Hybrid Vehicle Battery Power Prediction Using Kalman Filter"; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [58] J. Sihvo, T. Messo, T. Roinila, R. Luhtala; "Online Internal Impedance Measurements of Li-ion Battery Using PRBS Broadband Excitation and Fourier Techniques: Methods and Injection Design"; 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia); pp. 2470-2475; DOI: [10.23919/IPEC.2018.8507565](https://doi.org/10.23919/IPEC.2018.8507565); 2018.
- [59] J. W. Wurst, S. A. Garron, A. M. Dob; "Apparatus for measuring internal resistance of wet cell storage batteries having non-removable cell caps"; Patente US 5047722 A; Sep 10; 1991.

- [60] J.-C. Hwang; J.-C. Chen; J.-S. Pan; Y.-C. Huang; "Measurement method for online battery early faults precaution in uninterrupted power supply system"; IET Electric Power Applications; volume 5 ; issue 3; pages 267-274; DOI: [10.1049/iet-epa.2010.0043](https://doi.org/10.1049/iet-epa.2010.0043); March 2011.
- [61] J.E.B. Randles, "Kinetics of rapid electrode reactions, Discuss"; Faraday Soc. 1; pp. 11–19; DOI: [10.1039/DF9470100011](https://doi.org/10.1039/DF9470100011); 1947.
- [62] Jaber A. Abu Qahouq; "Online battery impedance spectrum measurement method"; IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); DOI: [10.1109/APEC.2016.7468388](https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7468388); 2016.
- [63] Jae-Young Choi, Jin-Beom Jeong, Hong-Jong Lee and Dong-Hyun Shin; "Development and Verification of Impedance Measurement Equipment of High Voltage Battery Pack"; 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo; Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific); DOI: [10.1109/ITEC-AP.2016.7513063](https://doi.org/10.1109/ITEC-AP.2016.7513063); 2016.
- [64] Jyh-Shing Roger Jang; "ANFIS Adaptive-network-based fuzzy inference systems"; IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics; Vol. 23; NO. 3; pp. 665–685; May/June 1993; DOI: [10.1109/21.256541](https://doi.org/10.1109/21.256541); 1993.
- [65] Jyh-Shing Roger Jang; "Fuzzy Modeling Using Generalized Neural Networks and Kalman Filter Algorithm"; Association for the Advancement of Artificial Intelligence (www.aaai.org); AAAI 91 Proceedings; 1991; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [66] K. D. Floyd et al; "Assessment of lead-acid battery state of charge by monitoring float charging current"; Proceedings of Intelec 94; pp. 602-608; DOI: [10.1109/INTLEC.1994.396590](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1994.396590); 1994.
- [67] K. Soon Ng; "Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries"; Appl. Energy 86(9); pp. 1506-1511; DOI: [10.1016/j.apenergy.2008.11.021](https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2008.11.021); 2009.
- [68] L. A. Barragán et al; "Frequency response measurement of DC-DC converters using a lock-in algorithm"; 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); pp. 1218-1223; DOI: [10.1109/APEC.2012.6165974](https://doi.org/10.1109/APEC.2012.6165974); 2012.
- [69] L. Nelson, E. Stear; "The simultaneous on-line estimation of parameters and states in linear systems"; IEEE Transactions on Automatic Control; volumen 21; publicación 1; DOI: [10.1109/TAC.1976.1101148](https://doi.org/10.1109/TAC.1976.1101148); 1976.
- [70] L. W. Juang; P. J. Kollmeyer; T. M. Jahns; R. D. Lorenz; "Implementation of online battery state-of-power and state-of-function estimation in electric vehicle applications"; 2016 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE); DOI: [10.1109/ECCE.2012.6342591](https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342591); 2016.

- [71] Lee, Y.D.; Park, S.Y.; Han, S.B.; "Online Embedded Impedance Measurement Using High-Power Battery Charger"; IEEE Trans. Ind. Appl. 2015; 51, 498–508; DOI: [10.1109/TIA.2014.2336979](https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2336979); 2015.
- [72] M. F. N. C. Rosolem, G. R. Pessenti, L. Eduardo; "Stationary lead-acid batteries maintenance management system"; 2010 IEEE 32rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC); Orlando; pp. 1-8.; DOI: [10.1109/INTLEC.2010.5525722](https://doi.org/10.1109/INTLEC.2010.5525722); 2010.
- [73] M. Bayya, U. M. Rao, B. Prabhakara Rao, N. Moorthy Muthukrishnan; "Online battery monitoring using model based approach - impedance"; 2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC); pp. 1630-1634; DOI: [10.1109/IIC.2015.7151011](https://doi.org/10.1109/IIC.2015.7151011); 2015.
- [74] M. F. N. C. Rosolem, G. R. Pessenti, R. F. Beck, G. R. d. Santos, V. T. Arioli, P. H. O. Lopes; "Stationary lead-acid batteries remote monitoring system"; 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC); Amsterdam; pp. 1-7; DOI: [10.1109/INTLEC.2011.6099733](https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099733); 2011.
- [75] M. Thele, J. Schiffer, E. Karden, E. Surewaard, D.U. Sauer; "Modelling of the charge acceptance of lead-acid batteries"; Journal of Power Sources 168; pp 31–39; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2006.11.088](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.11.088); 2007.
- [76] M. Vatani, M. Szerepko, J. S. Preben Vie; "State of Health Prediction of Li-ion Batteries using Incremental Capacity Analysis and Support Vector Regression"; 2019 IEEE Milan PowerTech; Milan; Italy; pp. 1-6; DOI: [10.1109/PTC.2019.8810665](https://doi.org/10.1109/PTC.2019.8810665); 2019.
- [77] M. Winter, R. J. Brodd; "What are batteries, fuel cells, and supercapacitors?"; Chem. Rev. 2004, 104; PP 4245-4269; American Chemical Society; DOI: [10.1021/cr020730k](https://doi.org/10.1021/cr020730k); 2004.
- [78] Manual BITE2--BITE2P, referencia AVTM246004-ES Rev4; February 2012; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [79] Matthieu Dubarry, Bor Yann Liaw; "Identify capacity fading mechanism in a commercial LiFePO₄ cell"; Journal of Power Sources; Volume 194; Issue 1; 20 Octubre 2009; Páginas 541-549; DOI:[10.1016/j.jpowsour.2009.05.036](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2009.05.036); 2009.
- [80] Megger (<https://es.megger.com/>) (Último acceso 4-4-2020).
- [81] MIDTRONICS (<https://www.midtronics.com/es/>) (Último acceso 4-4-2020).
- [82] N. Tran, K. Nguyen, V. Pham, A. B. Khan, W. Choi; "SOC/SOH estimation method for AGM VRLA battery by combining ARX model for online parameters estimation and DEKF considering hysteresis and diffusion effects"; 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia); Seoul; pp. 1169-1175; DOI: [10.1109/ICPE.2015.7167928](https://doi.org/10.1109/ICPE.2015.7167928); 2015.

- [83] Nissan; HISTORIA MOVILIDAD ELÉCTRICA; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 09/06/2020)
- [84] O. Linda, E. J. William, M. Huff et al.; "Intelligent neural network implementation for SOCI development of Li/CFx batteries"; Proceedings of the 2nd International Symposium on Resilient Control Systems (ISRCS '09); pp. 57–62; Idaho Falls; Idaho; USA; DOI: [10.1109/ISRCS.2009.5251344](#); August 2009.
- [85] P. Munoz-Condes, M. Gomez-Parra, C. Sancho, M. A. G. San Andres, F. J. Gonzalez-Fernandez, J. Carpio, R. Guirado; "On Condition Maintenance Based on the Impedance Measurement for Traction Batteries: Development and Industrial Implementation"; IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 60; pp. 2750-2759; DOI: [10.1109/TIE.2012.2196895](#); 2013.
- [86] P.J. Hargrave; "A Tutorial Introduction to Kalman Filtering"; IEE Colloquium on Kalman Filters: Introduction, Applications and Future Developments; February 1989.
- [87] Plett, Gregory L. and Martin J. Klein; "Advances in HEV Battery Management Systems."; 2006; disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [88] Plett, Gregory L; "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs"; Journal of Power Sources; Volumen 134; Número 2; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2004.02.031](#); 2004.
- [89] PNGV Battery Test Manual; DOE/ID-10597; Rev. 3; February 2001. Idaho Operations Office. Contract DE-AC07-99ID13727, Idaho National Laboratory 2525 Fremont Ave. Idaho Falls, ID 83415. Disponible en el [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [90] Proyecto Almacena; Red Eléctrica de España; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 09/06/2020).
- [91] Qiang Li, Ranyang Li, Kaifan Ji, Wei Dai; "Kalman Filter and Its Application"; 8th International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems (ICINIS); DOI: [10.1109/ICINIS.2015.35](#); 2015.
- [92] R. A. Jackey; "A Simple, Effective Lead-Acid Battery Modelling Process for Electrical System Component Selection"; SAE 2007; Paper 01-0778; DOI: [10.4271/2007-01-0778](#); 2007.
- [93] R. E. Kalman; "A new approach to linear filtering and prediction problems"; Transactions of the ASME–Journal of Basic Engineering; 82 (Series D): 35-45. Copyright 1960 by ASME; DOI: [10.1115/1.3662552](#); 1960.
- [94] R. J. Chapuis, Amos E. Joel Jr.; "100 Years of Telephone Switching: 2 electronics, computers and telephone switching (1960-1985): Chapter V-8 France: From Aristote to E10"; IOS Press; pp 218-225; ISBN-10: 1586033727; 2003.

- [95] R. Koch, C. Riebel, A. Jossen; "On-line electrochemical impedance spectroscopy implementation for telecommunication power supplies"; 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC); pp. 1-6; DOI: [10.1109/INTLEC.2015.7572384](https://doi.org/10.1109/INTLEC.2015.7572384); 2015.
- [96] R. Koch, R. Kuhn, I. Zilberman, A. Jossen; "Electrochemical impedance spectroscopy for online battery monitoring - power electronics control"; 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications; pp. 1-10; DOI: [10.1109/EPE.2014.6910907](https://doi.org/10.1109/EPE.2014.6910907); 2014.
- [97] R. Morello, W. Zamboni, F. Baronti; "Comparison of state and parameter estimators for electric vehicle batteries"; IECON 2015; 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society; DOI: [10.1109/IECON.2015.7392955](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392955); 2015.
- [98] R. Zhang, B. Xia, B. Li, L. Cao, Y. Lai, W. Zheng, H. Wang, W. Wang, M. Wang; "A Study on the Open Circuit Voltage and State of Charge Characterization of High Capacity Lithium-Ion Battery Under Different Temperature"; Energies 2018; 11; DOI: [10.3390/en11092408](https://doi.org/10.3390/en11092408); 2018.
- [99] R.G. Hoffmann, J.E. Slade, J.L. Morrison; "Development and Test of a Real Time Battery Impedance Estimation System"; 2006 IEEE Aerospace Conference; DOI: [10.1109/AERO.2006.1656091](https://doi.org/10.1109/AERO.2006.1656091); 2006.
- [100] Rui Xiong, Hao Mu; "Accurate state of charge estimation for lithium-ion battery using dual Unscented Kalman filters"; 2017 Chinese Automation Congress (CAC); DOI: [10.1109/CAC.2017.8243757](https://doi.org/10.1109/CAC.2017.8243757); 2017.
- [101] S. Debardelaben; "Determining the end of battery life" Telecommunications Energy Conference; INTELEC '86. International; pp. 365-368; DOI: [10.1109/INTLEC.1986.4794452](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1986.4794452); 1986.
- [102] S. M. Rezvanianiani, Z Liu, Y Chen, J Lee; "Review and recent advances in battery health monitoring and prognostics technologies for electric vehicle (EV) safety and mobility"; Journal of Power Sources 256; pp. 110-124; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2014.01.085](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2014.01.085); 2014.
- [103] S. Saponara; "Distributed Measuring System for Predictive Diagnosis of Uninterruptible Power Supplies in Safety-Critical Applications"; Energies 9; no. 5; pp 327; DOI: [10.3390/en9050327](https://doi.org/10.3390/en9050327); 2016.
- [104] SBI Energy White Paper: Advanced Storage Battery Market: From Hybrid/Electric Vehicles to Cell Phones; SBI Energy; October 2009; 11200 Rockville Pike; Rockville; Maryland; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [105] Shigeru Nagashima, Kiyoshi Takahashi, Toshiaki Yabumoto, Shoji Shiga, Yuichi Watakabe; "Development and field experience of monitoring system for valve-regulated lead-acid

- batteries in stationary”; Journal of Power Sources 158; pp. 1166–1172; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2006.02.100](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.02.100); 2006.
- [106] SIEMENS Amesim; disponible en: <https://www.plm.automation.siemens.com>; (último acceso 11/03/2020).
- [107] Simon J. Julier, Jeffrey K. Uhlmann; "New extension of the Kalman filter to nonlinear systems"; VI Proceedings of SPIE. 3; pp. 182–193; Bibcode:1997SPIE.3068..182J; CiteSeerX 10.1.1.5.2891; DOI: [10.1117/12.280797](https://doi.org/10.1117/12.280797); 1997.
- [108] Stanislav Tairov, Luiz Carlos Stevanatto; “Impedance measurements for battery state of health monitoring”; 2011 2nd International Conference on Control, Instrumentation, and Automation (ICCIA); DOI: [10.1109/ICCIAutom.2011.6356634](https://doi.org/10.1109/ICCIAutom.2011.6356634); 2011.
- [109] Stefanakos, E.K.; Thexton, A.S.; “Remote battery monitoring and management field trial”; Proceedings of the Power and Energy Systems in Converging Markets; Melbourne; Australia; 23 October 1997; ISBN 0-7803-3996-7; DOI: [10.1109/INTLEC.1997.646065](https://doi.org/10.1109/INTLEC.1997.646065); 1997.
- [110] Steven W. Smith; “The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing: CHAPTER 12: The Fast Fourier Transform; Second Edition”; California Technical Publishing; ISBN 0-9660176-6-8; California Technical Publishing P.O. Box 502407 San Diego, CA 92150-2407; 1999. Disponible en el [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [111] T. Boisvert; "Using float charging current measurements to prevent thermal runaway on VRLA batteries" 2001 Twenty-Third International Telecommunications Energy Conference INTELEC 2001; pp. 126-131; DOI: [10.1049/cp:20010589](https://doi.org/10.1049/cp:20010589); 2001.
- [112] T. N. Gücin, L. Ovacik; "Online Impedance Measurement of Batteries Using the Cross-Correlation Technique"; IEEE Transactions on Power Electronics; vol. 35; no. 4; pp. 4365-4375; DOI: [10.1109/TPEL.2019.2939269](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2939269); April 2020.
- [113] T. Weigert, Q. Tian, and K. Lian; “State-of-charge prediction of batteries and battery-supercapacitor hybrids using artificial neural networks”; Journal of Power Sources; vol. 196; no. 8; pp. 4061–4066; DOI: [10.1016/j.jpowsour.2010.10.075](https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2010.10.075); 2011.
- [114] Thanh-Tuan Nguyen, Van-Long Tran, Woojin Choi; “Development of the intelligent charger with battery State-Of-Health estimation using online impedance spectroscopy”; 2014 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE); pages 454-458; DOI: [10.1109/ISIE.2014.6864656](https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6864656); 2014.
- [115] U. Troeltzsch, O. Kanoun; “Miniaturized Impedance Measurement System for Battery Diagnosis”; SENSOR+TEST Conferences 2009 Nürnberg; Proceedings SENSOR 2009; Volume I; pp 251 – 256; DOI: [10.5162/sensor09/v1/c1.1](https://doi.org/10.5162/sensor09/v1/c1.1); ISBN: 978-3-9810993-4-8; 2009.

- [116] W. Chang; "The State of Charge Estimating Methods for Battery: A Review"; ISRN Applied Mathematics; Hindawi Publishing Corporation; Volume 2013; Article ID 953792; 7 pages; DOI: [10.1155/2013/953792](https://doi.org/10.1155/2013/953792); 2013.
- [117] W. Johnson; "Stationary Battery Monitoring by Internal Ohmic Measurements"; Final Report; December 2002; EPRI, 3412 Hillview Avenue; Palo Alto; CA: 2002. Product ID: 1002925; 2002. Disponible en el [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [118] W. Wang, X. Wang, C. Xiang, C. Wei, Y. Zhao; "Unscented Kalman Filter-Based Battery SOC Estimation and Peak Power Prediction Method for Power Distribution of Hybrid Electric Vehicles"; Advanced Energy Storage Technologies and Their Applications; DOI: [10.1109/ACCESS.2018.2850743](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2850743); 2018.
- [119] W. Zhang, L. Jiao, X. Zhang; "An Online Fast Battery Impedance Measurement Method"; 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC); Shenzhen; pp. 1-3; DOI: [10.1109/PEAC.2018.8590296](https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590296); 2018.
- [120] Wang Li, Genwang Liu; "Design of Automatic Measurement System of Lithium Battery Electrochemical Impedance Spectroscopy Based on Microcomputer"; Applied Mechanics and Materials; vol. 241–244; Trans Tech Publications; pp. 259–264; DOI: [10.4028/www.scientific.net/amm.241-244.259](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.241-244.259); 2012.
- [121] Wangxin Huang, Jaber A. Abu Qahouq; "An Online Battery Impedance Measurement Method Using DC-DC Power Converter Control"; IEEE Transactions On Industrial Electronics; Vol. 61; No. 11; DOI: [10.1109/APEC.2017.7930973](https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930973); Noviembre 2014.
- [122] Weiping Zhang, Yanhui Zhang, Xiaoqiang Zhang; "Online Battery Impedance Spectrum Measurement Based On Cross-correlation"; IEEE International Power Electronics and Application Conference (PEAC); DOI: [10.1109/PEAC.2018.8590369](https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590369); 2018.
- [123] World's First Large-Capacity Static Uninterruptible Power Supply (UPS), Toshiba Science Museum; disponible en el siguiente [enlace](#) (último acceso 10/06/2020).
- [124] X. Wang, X. Wei, H. Dai, Q. Wu; "State Estimation of Lithium Ion Battery Based on Electrochemical Impedance Spectroscopy with On-Board Impedance Measurement System"; 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC); pp. 1-5; DOI: [10.1109/VPPC.2015.7353021](https://doi.org/10.1109/VPPC.2015.7353021); 2015.
- [125] Xuning Feng, Caihao Weng, Xiangming He, Li Wang, Dongsheng Ren, Languang Lu, Xuebing Han, Minggao Ouyang; "Incremental Capacity Analysis on Commercial Lithium-Ion Batteries Using Support Vector Regression: A Parametric Study"; Energies 2018; 11; 2323; DOI: [10.3390/en11092323](https://doi.org/10.3390/en11092323); 2018.

- [126] Y. S. Lee, W. Y. Wang, and T. Y. Kuo; “Soft computing for battery state-of-charge (BSOC) estimation in battery string systems”; IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol. 55; NO. 1; pp. 229–239; DOI: [10.1109/TIE.2007.896496](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.896496); 2008.
- [127] Yu-Hua Sun, Hurng-Liahng Jou, Jinn-Chang Wu; “Auxiliary diagnosis method for lead–acid battery health based on sample entropy”; Applied Energy; Volume 87; Issue 12; Pages 3691-3698; DOI: [10.1016/j.enconman.2009.05.001](https://doi.org/10.1016/j.enconman.2009.05.001); December 2010.
- [128] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, W. A. Lynch; “A Mathematical Model for Lead-Acid Batteries”; IEEE Transactions on Energy Conversion; Vol. 7; No.1; DOI: [10.1109/60.124547](https://doi.org/10.1109/60.124547); March 1992.
- [129] Zheng Zhang, Shuangqi Li; Jianwei Li, Hongwen He; “Online estimation for parameters and state-of-charge of LiMn_2O_2 batteries with a modified adaptive Kalman filter”; Applied Energy Symposium and Forum; Renewable Energy Integration with Mini/Microgrids; REM 2018; Rhodes, Greece; Energy Procedia 159 ; pages 497-502; DOI: [10.1016/j.egypro.2018.12.034](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2018.12.034); September 2018.
- [130] Zhiyong Xia, Jaber A. Abu Qahouq; “Online battery impedance spectrum measurement method with increased frequency resolution”; IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), DOI: [10.1109/APEC.2018.8341281](https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341281); 2018.