ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA AERONÁUTICA Y DEL ESPACIO

DEPARTAMENTO DE MECÁNICA DE FLUIDOS Y PROPULSIÓN AEROESPACIAL

TESIS DOCTORAL

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

JAVIER DÍAZ DE AGUILAR ROIS

INGENIERO AERONÁUTICO

DIRECTOR

ÁNGEL MÉNDEZ JAQUE

DOCTOR EN CIENCIAS FÍSICAS

TABLA DE CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS.....	XVI
RESUMEN.....	XVIII
ABSTRACT	XX
PREFACIO	XXII
INTRODUCCION, OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS	XXVI
CAPITULO I ESTADO DEL ARTE	1
1 ESTADO DEL ARTE DE LA METROLOGÍA ELÉCTRICA.....	3
1.1 Definición de la unidad. El amperio.....	3
1.2 Tension en corriente continua.....	4
1.3 Resistencia en corriente continua	7
1.4 Corriente alterna.....	10
1.4.1 Patrones de corriente alterna	10
1.4.2 Tipos de convertidores	13
1.4.3 Escalado en tensión e intensidad	19
1.4.4 Sistemas de comparación.....	20
1.5 Impedancia eléctrica.....	24
1.5.1 Capacidad eléctrica.....	26
1.5.2 Inductancia	27
1.5.3 Resistencia en corriente alterna.....	30
1.6 Relación entre las magnitudes de impedancia y entre estas y las de corriente continua.....	31
1.7 Potencia y energía.....	34
1.7.1 Definiciones	34
1.7.2 Método de medida de potencia analógico	36

1.7.3	Método de medida de potencia digital	37
1.8	Transición de la metrología eléctrica analógica a digital.....	38
1.8.1	Convertidores térmicos	39
1.8.2	Potencia y energía	40
1.8.3	Puentes de comparación de impedancia	41
2	ESTADO DEL ARTE DE LOS PATRONES CUÁNTICOS DE TENSIÓN.....	47
2.1	Efecto Josephson	47
2.2	Evolución de los patrones basados en el efecto Josephson [62] [63].....	50
2.3	Patrones Josephson de alterna.....	52
2.3.1	Patrón Josephson programable.....	53
2.3.2	Patrón Josephson generador de onda sintetizada	54
3	ESTADO DEL ARTE EN LA CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES....	57
3.1	Estudio de los métodos publicados para la caracterización de convertidores digitales.	57
3.1.1	Parámetros de transferencia estática.	57
3.1.2	Transferencia dinámica.	58
3.1.3	Tiempo de estabilización.	58
3.1.4	Ruido.....	59
3.1.5	Influencia del tiempo de apertura.....	59
3.1.6	Influencia de las condiciones ambientales	59
3.1.7	Resumen	60
3.2	Trabajos publicados para la caracterización de convertidores digitales.....	61
3.2.1	Experimentación basada en convertidores térmicos.....	63
3.2.2	Experimentación con PJVS.....	64
3.2.3	Error producido en los cables en los patrones basados en JAWS.....	65
3.2.4	Patrones de alterna basados en patrones josephson programables.....	66

3.2.5	Evaluación de incertidumbres del análisis neuronal	68
3.3	Conclusiones del estudio del estado del arte.	69
CAPÍTULO II TRABAJOS PREVIOS A LAS PRUEBAS EXPERIMENTALES		71
4	ESCALACIÓN EN INTENSIDAD.....	73
5	CARACTERIZACIÓN MEDIANTE CONVERTIDORES TÉRMICOS.	75
6	SELECCIÓN DEL CONVERTIDOR DIGITAL PARA LA REALIZACIÓN EXPERIMENTAL	77
7	DETERMINACIÓN DE LA INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA	79
8	EVALUACIÓN EXPERIMENTAL CON FUENTE DIGITAL	83
8.1	Objetivo.....	83
8.2	Descripción del patrón.....	83
8.3	Configuración de las medidas	84
8.4	Caracterización de la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.....	85
8.5	Intercomparación internacional	85
8.5.1	Resultados	87
8.5.2	Análisis de resultados	89
CAPITULO III PROCEDIMIENTO Y CONFIGURACIÓN DE VARIABLES.....		91
9	MÉTODO.....	93
10	SUBSISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	95
11	SUBSISTEMA DE TRATAMIENTO DE DATOS.....	97
11.1	Ajuste por mínimos cuadrados a señales sinusoidales.....	97
11.2	Análisis neuronal.....	98
12	PATRONES DE REFERENCIA.....	101
13	CONFIGURACIÓN DE PARAMETROS DE MUESTREO.....	103
CAPÍTULO IV REALIZACIONES EXPERIMENTALES.....		105
14	EVALUACIONES EXPERIMENTALES CON EL PATRÓN PJVS	107
14.1	Descripción del PJVS del NPL	107

14.2	Configuración de la medida	110
14.3	Resultados.....	112
15	EVALUACIONES EXPERIMENTALES CON EL JAWS.....	113
15.1	Descripción del JAWS del PTB.....	113
15.2	Estrategia de medida	115
15.3	Configuración de la medida	116
	CAPÍTULO V MODELO TEÓRICO Y EVALUACIÓN DE INCERTIDUMBRES	119
16	MODELO TEÓRICO.....	121
17	EVALUACIÓN DE INCERTIDUMBRES	123
17.1	Debida al patrón de referencia	123
17.2	Debida al proceso de datos	124
17.3	Debida a la corrección por la integración	127
17.4	Debida al algoritmo.....	130
17.5	Debida a la influencia de la temperatura	130
17.6	Debida a la no repetición de medidas	131
18	PROPAGACIÓN DE INCERTIDUMBRES	133
18.1	Incertidumbre del patrón de referencia.....	133
18.2	Incertidumbre producida por el jitter en la base de tiempos.	133
18.3	Incertidumbre producida por la cuantización	134
18.4	Incertidumbre producida por la influencia de la temperatura	134
18.5	Incertidumbre debida a la no repetición de las medidas	134
18.6	Incertidumbre combinada	135
	CAPÍTULO VI ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES	137
19	ANÁLISIS DE RESULTADOS	139
19.1	Consideraciones generales	139
19.2	Respuesta en frecuencia	140

19.2.1	Cuadros de resultados	140
19.2.2	Curvas de respuesta	141
19.3	Respuesta para tiempos de apertura inferiores a 100 μ s	143
19.4	Variaciones respecto al valor medio para cada tiempo de apertura	145
19.4.1	Respuesta hasta 2 kHz	145
19.4.2	Respuesta desde 2 kHz a 20 kHz	147
19.5	Hipótesis justificativa de la divergencia de las curvas a alta frecuencia	149
19.6	Curvas de respuesta para tiempos superiores a 100 μ s	152
20	RESUMEN Y CONCLUSIONES	155
CAPÍTULO VII. RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS.....		
		159
21	RESUMEN APORTACIONES DE LA TESIS.....	161
22	PUBLICACIONES	163
22.1	ARTÍCULOS	163
22.2	PROCEEDINGS	163
22.3	LIBROS	165
22.4	CONFERENCIAS	166
23	FUTUROS TRABAJOS.....	169
REFERENCIAS.....		171

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 Efecto del campo magnético en la muestra bidimensional del CEM.....	8
Figura 1-2 representación esquemática del efecto Seebeck	11
Figura 1-3 Representación esquemática del efecto Peltier	11
Figura 1-4 Representación esquemática del efecto Thomson.....	12
Figura 1-5 Esquema de un convertidor térmico.....	14
Figura 1-6 Distribución de temperaturas en un convertidor térmico ideal	15
Figura 1-7 Modificación de la distribución de temperaturas por efecto Peltier.....	15
Figura 1-8 Modificación de la distribución de temperaturas por efecto Thomson	16
Figura 1-9 Distribución de temperaturas en un convertidor multiunión.....	17
Figura 1-10 Izquierda esquema constructivo. Derecha fotografía de detalle.....	17
Figura 1-11 Detalle constructivo de convertidor planar	18
Figura 1-12 Fotografía de convertidor planar del PTB	18
Figura 1-13 Combinación de resistencia de alcance y convertidor térmico	20
Figura 1-14 Combinación de shunt y convertidor térmico	20
Figura 1-15 Esquema de configuración de medida del método diferencial	22
Figura 1-16 Esquema de configuración de medida del método de los dos voltímetros	23
Figura 1-17 Esquema de configuración de los cuatro electrodos del condensador Thompson-Lampard [37]	26
Figura 1-18 Esquema del puente de Maxwell-Wien	30
Figura 1-19 Esquema de resistencia eléctrica en alterna e impedancia equivalente	31

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Figura 1-20 Esquema de la cadena de trazabilidad del CEM desde la resistencia Hall cuántica a la Capacidad	32
Figura 1-21 Fotografía de la resistencia calculable del CEM	33
Figura 1-22 Esquema del comparador de potencia eléctrica.....	36
Figura 1-23 Configuración del sistema de medida de potencia del CEM mediante muestreo digital.....	38
Figura 1-24 Puentes coaxiales del CEM	42
Figura 1-25 Configuración en cascada de décadas de transformadores	43
Figura 1-26 Esquema de configuración de impedancia a cuatro terminales	44
Figura 2-1 Esquema del efecto Josephson en alterna y fotografía de una unión [65] ..	48
Figura 2-2 Esquema de Stewar y Mc Cumber representando una unión Josepson [65]	49
Figura 2-3 respuesta de la curva I-V en el caso a) para uniones no histeréticas y b) para uniones histeréticas. [65]	50
Figura 2-4 Esquema de configuración de los distintos instrumentos que constituyen el patrón Josephson de tensión en corriente continua. [66]	51
Figura 2-5 Fotografía de un array de 10 V del NIST [66]	52
Figura 2-6 Esquema de una señal en corriente alterna sintetizada mediante escalones cuánticos [65]	53
Figura 2-7 Esquema de un patrón binario de uniones Josephson	53
Figura 2-8 Esquema de generación de señal mediante pulsos [65].....	55
Figura 4-1 Configuración de escalado en intensidad	74
Figura 5-1 Variación de la amplitud con la frecuencia	75

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Figura 5-2 Error de desfase para distintos ángulos	76
Figura 6-1 fotografía del 3458 DMM	78
Figura 7-1 Fotografía del sistema de medida en la cámara climática del CEM.....	80
Figura 7-2 Variación del error de ganancia con la temperatura para distintos tiempos de apertura (DMM_1).....	80
Figura 7-3 Variación del error de ganancia con la temperatura para distintos tiempos de apertura (DMM_2).....	81
Figura 8-1 Esquema de configuración para la caracterización con fuente digital	84
Figura 8-2 Variación de la amplitud con el tiempo de apertura	85
Figura 9-1 Esquema de definición del patrón	93
Figura 9-2 Gráfica de la integración de señal por el convertidor	94
Figura 14-1 Esquema del PJVS del NPL [79]	108
Figura 14-2 Diagrama de configuración de los ensayos en el NPL.....	111
Figura 14-3 Fotografía del sistema durante las medidas	111
Figura 14-4 Variación de la salida de los convertidores en función del tiempo	112
Figura 15-1 Esquema del patrón JAWS del PTB	114
Figura 15-2 Fotografía del sistema y esquema de configuración	115
Figura 15-3 Gráfico de la señal de salida en el dominio del tiempo y de la frecuencia [65].....	116
Figura 15-4 Los dos convertidores próximos a la salida del generador JAWS	117
Figura 15-5 Vista general del sistema durante los ensayos en el PTB	118
Figura 16-1 Variación de la incertidumbre típica debida al jitter con la frecuencia	126

Figura 16-2 Variación de la incertidumbre debida al tiempo de apertura	129
Figura 19-1 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura DMM ₁	141
Figura 19-2 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura DMM ₂	142
Figura 19-3 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura hasta 1 kHz (DMM ₁).....	142
Figura 19-4 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura hasta 1 kHz (DMM ₂).....	143
Figura 19-5 Respuesta en frecuencia para tiempos de apertura inferiores a 100 μ s DMM ₁	143
Figura 19-6 Respuesta para tiempos de apertura inferiores a 100 μ s DMM ₂	144
Figura 19-7 Respuesta en frecuencia respecto al valor medio DMM ₁	146
Figura 19-8 Respuesta en frecuencia respecto al valor medio DMM ₂	147
Figura 19-9 Respuesta en frecuencia hasta 20 kHz (DMM ₁).....	148
Figura 19-10 Respuesta en frecuencia hasta 20 kHz (DMM ₂).....	149
Figura 19-11 Respuesta en frecuencia corregida por el error del tiempo de apertura DMM ₁	151
Figura 19-12 Respuesta en frecuencia corregida por el error del tiempo de apertura DMM ₁	151
Figura 19-13 Respuesta en frecuencia para tiempos superiores a 100 μ s DMM ₁	152
Figura 19-14 Respuesta en frecuencia para tiempos superiores a 100 μ s DMM ₁	153

LISTA DE CUADROS

Cuadro 3-1 resumen de los parámetros de caracterización de convertidores digitales	60
Cuadro 7-1 Coeficientes de temperatura a distintos T_a ($\mu\text{V}/\text{V}^\circ\text{C}$)	81
Cuadro 7-2 Comparación coeficientes de temperatura en corriente continua y alterna DMM ₁	81
Cuadro 7-3 Comparación coeficientes de temperatura en corriente continua y alterna DMM ₂	82
Cuadro 8-1 Configuración de señal pura	86
Cuadro 8-2 configuración con dos armónicos.....	87
Cuadro 8-3 Señal con alto contenido de armónicos	87
Cuadro 8-4 resultados para señales puras	88
Cuadro 8-5 resultados para señales con baja distorsión.....	89
Cuadro 8-6 Resultados para señales con alta distorsión.....	89
Cuadro 8-7 Valores obtenidos con los armónicos expresados en términos relativos ...	90
Cuadro 13-1 Configuraciones de muestreo para las distintas frecuencias.....	104
Cuadro 17-1 incertidumbres típicas debida al patrón de referencia	124
Cuadro 18-1 Incertidumbre del patrón de referencia a distintas frecuencias.....	133
Cuadro 18-2 Incertidumbre debida al jitter a distintas frecuencias	133
Cuadro 18-3 Incertidumbre debida a la dispersión de las medidas.....	134
Cuadro 18-4 Incertidumbre combinada para distintas frecuencias y tiempos de apertura	135

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Cuadro 19-1 Valores obtenidos con el convertidor DMM_1 expresados en desviaciones del nominal en $\mu V/V$ para distintas frecuencias y tiempos de apertura..... 140

Cuadro 19-2 Valores obtenidos con el convertidor DMM_2 expresados en desviaciones del nominal en $\mu V/V$ para distintas frecuencias y tiempos de apertura..... 141

ACRÓNIMOS

ACQ-PRO	Towards the propagation of AC Quantum Voltage Standard
c.a.	corriente alterna
c.c.	corriente continua
CEM	Centro Español de Metrología
CMI	Czech Metrology Institute
CIPM	Comité Internacional de Pesas y Medidas
CGPM	Conferencia General de Pesas y Medidas
DIG-AC	A digital traceability chain for AC voltage and current
DCV	Direct Current Voltage
DSDC	Direct Sampling DC Coupled measurement technique
DFT	Discrete Fourier Transform
2DEG	Two Dimensional Electron Gas
EMPIR	European Metrology Programme for Innovation and Research
EURAMET	The EUROPEAN ASSOCIATION OF NATIONAL METROLOGY INSTITUTES
EMN-Q	European Metrology Network for Quantum Technologies
EUROCONTROL	Organización Europea para la Seguridad de la Navegación Aérea
FFT	Fast Fourier Transform
GNSS	Global Navigation Satellite System
INM	Instituto Nacional de Metrología
GIPB	Genral Purpose Interface Bus
INMs	Institutos Nacionales de Metrología
JAWS	Josephson Arbitrary Waveform Sinthetizer r
MEMS	Microelectromechanical systems
NIST	National Institute of Standards and Technology
NMIA	National Measurement Institute of Australia
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor)
PMTC	Planar Multijunction Thermal Converter
NPL	National Physical Laboratory
PJVS	Programable Josephson Voltage Standard
PTB	Physikalisch-Technische Bundesanstalt
Q-WAVE	A quantum standard for sampled electrical measurements

RCJS	Resistor Capacitor Josephson Standard
SI	Sistema Internacional de unidades
TRACE-PQM	Traceability Routes for Electrical Power Quality Measurement
TUBITAK-UME	Instituto Nacional de Metrología Turco

AGRADECIMIENTOS

Quiero empezar estas líneas con Ángel Méndez mi director de tesis, la persona que lo ha hecho posible, me ha guiado y empujado con su optimismo y capacidad de afrontar los problemas con el convencimiento de que tienen solución y su capacidad para encontrarla.

Quiero agradecer a la dirección del CEM que ha permitido la realización de este trabajo y nos anima a dar lo mejor de nosotros en todo lo que emprendemos. A mis compañeros del CEM con los que compartimos conocimientos y muchas cosas más.

A José Salinas con el que no he parado de intercambiar opiniones desde el primer día que le conocí, hace ya muchos años, y de las que tanto he aprendido. Me ha introducido en el análisis neuronal y me ha ayudado preparando y modificando infinitas veces los programas de medida.

A los científicos del NPL, y del PTB que han facilitado los patrones cuánticos para las realizaciones experimentales.

A la Unión Europea que ha financiado parcialmente estos trabajos, con los programas: JRP SIB59 Q-WAVE, JRP14RPT01 ACQ-PRO, y 15RPT TRACE-PQM

Finalmente y más importante al soporte de todo lo que hago, mi familia: Chitina, Marta, Concha y Juan, y Pilar.

RESUMEN

La aplicación práctica de los efectos Josephson [1] y Hall cuántico [2] como patrones de tensión y resistencia ha supuesto un cambio fundamental en la metrología eléctrica y en la metrología en general. Estos han sido el auténtico motor del cambio histórico que ha hecho posible que a partir del 20 de mayo de 2019, día mundial de la metrología, se adoptase por primera vez en la historia de la Humanidad un Sistema Internacional de unidades sin utilizar ningún artefacto, basándose única y exclusivamente en constantes de la naturaleza. [3]

Estos patrones cuánticos están posibilitando la transición de la metrología analógica a la digital, simplificando enormemente la cadena de trazabilidad y posibilitando la infraestructura metrológica necesaria para aplicaciones que hasta ahora no tenían soporte metrológico. [4]

Un elemento transcendental de dicha transformación lo constituyen los convertidores digitales con caracterización metrológica en el estado del arte. Esa caracterización solo puede obtenerse mediante la utilización de patrones cuánticos. [5]

Esta tesis tiene por objeto contribuir a la transformación digital de la metrología estableciendo un método y la realización experimental del mismo para la caracterización de la respuesta en frecuencia de convertidores digitales en rangos de frecuencia y exactitudes no realizados con anterioridad.

ABSTRACT

The advent of practical application of Josephson [1] and Hall quantum effects [2] as voltage and resistance standards means a fundamental change in electrical metrology and in general metrology. These quantum standards have been the base for the historic change produced on 20 May 2019, the world metrology day. For the very first time in the history of science an International System of units is available without using any artefact and based exclusively on nature constants. [3]

These quantum standards are supporting the analogue to digital transition that means an enormous simplification on the traceability chain and providing the metrological infrastructure to support new applications that were not already covered. [4]

The core component of this transition are digital converters based on the state-of-the-art metrological characterization. This characterization can only be provided by means of quantum standards. [5]

The objective of this doctoral thesis is to contribute to the digital transformation of metrology by developing and implementing a method for the metrological characterization of digital converters frequency response in frequency ranges and accuracy not already published.

PREFACIO

La metrología es la ciencia de la medida que da el soporte fundamental a los desarrollos tanto experimentales como teóricos en todos los campos y con cualquier nivel de exactitud, siendo imprescindible para el desarrollo de la sociedad, la ciencia y la industria.

El gran científico Sir William Thomson, Lord Kelvin, expresó la importancia de las medidas con las siguientes palabras “Lo que no puedes medir no lo puedes mejorar”.

En concreto la industria aeroespacial desde sus orígenes ha estado a la vanguardia de la técnica y su supervivencia ha dependido y depende de su mejora continua. Uno de los requisitos de sus desarrollos es aligerar al límite su peso afinando al máximo su diseño estructural. Las crisis del combustible obligaron a reducir los consumos optimizando la aerodinámica. En los últimos años debido a la gran competencia existente en el transporte aéreo la supervivencia depende de la reducción de los costes de fabricación y operación habiéndose estos reducido en un 70 % desde el inicio de la aviación comercial. La metrología juega un papel muy importante en esta industria, por ejemplo, el empleo de materiales compuestos, más eficientes, pero más caros que el acero y el aluminio obliga a no poder permitirse fallos o desajustes en la fabricación que den lugar a desechar piezas muy costosas. Además, la metrología es clave en la seguridad, componente esencial de su supervivencia.

El enorme crecimiento del transporte aéreo (la mitad de los pasajeros eligen este medio) hace que se sature el espacio aéreo. Para aumentar la densidad de tráfico manteniendo los niveles de seguridad es necesario mejorar la precisión con la que se conoce la posición de la aeronave en cada instante, lo cual permite disminuir las distancias de seguridad, como la separación vertical.

Una de las grandes contribuciones de la metrología a la industria aeroespacial y especialmente, y no solo, a la navegación aérea la constituyen los sistemas de navegación por satélite (GNSS) elemento fundamental de las infraestructuras de

comunicación navegación y vigilancia, suponiendo una mejora significativa en todas las fases del vuelo. La búsqueda continua de la medida de precisión del tiempo ha dado lugar al desarrollo de los relojes cuánticos de Cesio incorporados en estos satélites. Su influencia es comparable a la que en su momento tuvo el desarrollo de los cronómetros de Harrison en la navegación marítima. Los osciladores de Cesio son la referencia de tiempo de la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología. Estos, pronto serán sustituidos por los relojes ópticos que en el futuro serán igualmente embarcados en los satélites de navegación aumentando en varios orden de magnitud la exactitud en la determinación de la posición.

Para abordar la densidad de tráfico previsible, EUROCONTROL considera imprescindible la digitalización de los sistemas. Los convertidores digitales son un elemento imprescindible de este proceso. La digitalización se va también incorporando progresivamente a las aeronaves de forma que los sistemas de transmisión mecánicos pasan a ser eléctricos mediante un proceso de conversión de la señal analógica en digital y la transmisión de esta hasta el punto de actuación, donde se convierte de nuevo a analógica para operar sobre el mando deseado. Todo ello hará posible la navegación autónoma de cualquier vehículo con la seguridad necesaria.

En una aeronave se procesan cientos de medidas, tanto externas, relativas al espacio donde la aeronave opera, como relativas a los propios subsistemas de la misma. En general el proceso de medida se basa en un sensor que responde convirtiendo la magnitud que se quiere medir en una señal eléctrica que posteriormente se digitaliza y transmite al punto donde se procesa toda la información. Esta puede ser utilizada por la propia aeronave para su control y correcta operación y puede estar disponible para subsistemas externos como el control de tráfico aéreo.

Esta evolución hacia los sistemas digitales requiere el soporte metrológico realizando la transición de la metrología analógica o clásica a la metrología digital.

La investigación ha hecho posible que después de varios siglos la ciencia sea capaz de proporcionar un sistema de unidades sin que ninguna de ellas esté basada en un artefacto físico, esta nueva definición de unidades entró en vigor el 20 de mayo de 2019, coincidiendo con el día mundial de la metrología.

En el caso de la unidad eléctrica, el amperio, la nueva definición supone un cambio fundamental para dar soporte a las necesidades actuales. Efectivamente, la anterior definición era solamente válida para corriente continua, mientras que las magnitudes de corriente alterna se obtenían por equivalencia con las de continua mediante los denominados convertidores térmicos, limitando el conocimiento de la señal a su valor eficaz. El valor eficaz de la señal resulta insuficiente para las necesidades actuales, entre ellas el análisis dinámico de la señal. La definición actual del amperio basada en la carga del electrón no distingue entre corriente alterna y continua, lo que permite trazar las medidas en corriente alterna directamente al SI.

Por otro lado, el avance industrial alcanzado en el desarrollo de convertidores digitales dotados de la precisión y frecuencia de muestreo elevadas proporcionan una herramienta esencial en el tratamiento de señales. La caracterización metrológica de los mismos resulta un elemento imprescindible para su utilización con la exactitud requerida.

La tesis doctoral que aquí se expone intenta contribuir a este proceso de digitalización mediante la caracterización metrológica en el estado del arte de los mismos, esta caracterización solo puede abordarse mediante la utilización de patrones cuánticos basados en el efecto Josephson de los que se han investigado dos tipos de patrones: los denominados programables, Programable Josephson Voltage Standard (PJVS) y los generadores de ondas sintetizadas, Josephson Arbitrary Waveform Synthesiser (JAWS). En esta tesis los dos tipos de patrones han sido evaluados. **Una de las aportaciones más innovadoras ha sido realizar la primera determinación publicada de la respuesta en frecuencia de un convertidor digital utilizando un patrón cuántico de generación de onda sintetizada, Josephson Array waveform Synthesiser (JAWS), cubriendo un rango de frecuencias e incertidumbres no realizadas anteriormente. Los resultados de estas medidas confirman hipótesis planteadas en publicaciones previas respecto a la respuesta en frecuencia de determinados tipos de convertidores digitales.**

INTRODUCCION, OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

Las necesidades metrológicas demandadas por la sociedad, la industria y la investigación van evolucionando y la metrología debe hacerlo anticipándose a esas necesidades para poder dar el soporte metrológico adecuado. La base de ese soporte lo constituye el denominado Sistema Internacional de unidades (SI), la trazabilidad al mismo asegura que cualquier medida realizada en cualquier momento o lugar sea consistente con el resto. El parámetro que caracteriza la calidad de la medida es su incertidumbre, el desarrollo de la tecnología y el conocimiento hacen que cada vez se requieran medidas con menor incertidumbre. Por otro lado, como se decía en el prefacio de esta tesis, lo que no se puede medir no se puede mejorar, la ciencia va obteniendo nuevos logros, hace unos años impensables, cuya mejora o evolución requiere a su vez el desarrollo del soporte metrológico. Este es el caso del desarrollo de la denominada revolución cuántica de segunda generación, para la que los Institutos Nacionales de Metrología europeos han constituido la red “European Metrology Network for Quantum Technologies (EMN- Q)”, cuyo objetivo es aunar esfuerzos para el desarrollo de estas nuevas tecnologías. Existen entonces dos retos para la metrología, la mejora continua de la incertidumbre y el desarrollo de nuevas infraestructuras metrológicas. A estos dos retos hay que añadir la disponibilidad de un sistema de unidades que facilite la obtención de trazabilidad sin necesidad de utilizar una compleja cadena de calibraciones. La entrada en vigor del nuevo Sistema Internacional de unidades en mayo de 2019 ha supuesto un hito fundamental en la metrología, este logro ha sido posible gracias al desarrollo de los denominados patrones cuánticos que permiten realizar las unidades con incertidumbre varios órdenes de magnitud menores que con los sistemas de unidades anteriores y lo que no es menos importante, que estas unidades puedan realizarse en cualquier lugar del mundo sin necesidad de utilizar una extensa cadena de trazabilidad. Sin embargo, la realización de estos patrones cuánticos es muy compleja y está limitada a unos pocos centros de investigación. Por ejemplo, la realización del patrón cuántico de tensión continúa basado en el efecto Josephson requiere entre otras condiciones operar a temperaturas del orden del helio licuado, mientras que la realización de la resistencia basada en el efecto Hall cuántico requiere temperaturas muy inferiores a la del helio

licuado y la aplicación de campos magnéticos del orden de 10 T. Actualmente se está desarrollando una intensa investigación para lograr realizar estos patrones en unas condiciones más favorables, fundamentalmente ampliar la temperatura de realización a la correspondiente al nitrógeno licuado y, para la resistencia Hall cuántica, además de aumentar la temperatura de realización, reducir el campo magnético necesario al orden de 2 T a 3 T [6] [7]. Mientras se alcanzan estos logros, es necesario la utilización de patrones de transferencia y sistemas de medida que permitan establecer una cadena de trazabilidad de forma consistente con las incertidumbres alcanzadas con los patrones cuánticos.

En el caso de la metrología en corriente alterna en baja frecuencia (tensión, intensidad, impedancia, potencia y energía), la que denominaremos **metrología analógica** logra estos objetivos parcialmente y con la utilización de complejos sistemas de medida y patrones de transferencia.

Esta metrología analógica presenta dos grandes inconvenientes: la complejidad de los sistemas requiere mucho tiempo de elaboración con personal altamente especializado tras muchos años de formación, y la que quizá sea más importante, no es factible aplicar los desarrollos alcanzados, debido a sus características, a la instrumentación industrial. Este es el caso de la tensión en corriente alterna basada en convertidores térmicos o las medidas de impedancia basadas en complejos puentes de medida configurados con divisores inductivos. [8]

Para solucionar los problemas anteriores en los últimos años, se está realizando una intensa labor de investigación para desarrollar lo que denominaremos **metrología digital**, esta nueva metrología permitirá la automatización de los sistemas de medida para los que se requiere personal altamente especializado para su desarrollo pero no para su operación, reduciéndose considerablemente los costes y tiempos para dar trazabilidad al SI, y lo que es más importante, los desarrollos alcanzados tendrán aplicación a la instrumentación industrial. Un elemento fundamental de dicha transformación lo constituyen los **convertidores digitales**, siendo un requisito fundamental para su utilización su **caracterización metrológica**. [8] [9] [10] [11] [12]

Es de destacar la gran importancia que para la metrología supone disponer de esta caracterización que permita utilizarlos con las mejores incertidumbres posibles ya que el primer paso en la medida de la mayoría de las magnitudes lo constituye la transformación de la señal proporcionada por el sensor en una magnitud eléctrica mediante un convertidor digital.

Los trabajos realizados en esta tesis tienen el objetivo de contribuir a la digitalización de la metrología eléctrica mediante la utilización de convertidores digitales. Una aplicación inmediata la constituye la sustitución de los convertidores térmicos por convertidores digitales como patrones de transferencia para las medidas en corriente alterna. La industria ha logrado una mejora significativa en el desarrollo de convertidores digitales, este desarrollo debe ir acompañado necesariamente por la caracterización metrológica de los mismos, no es suficiente un análisis cualitativo sino que todos los parámetros deben considerarse desde el enfoque de la trazabilidad al Sistema Internacional de unidades(SI). Por ello los trabajos de esta tesis se iniciaron con el estudio de los métodos disponibles para su caracterización siendo estos trabajos parcialmente financiados por el proyecto Q-wave [13] siendo el objeto del estudio la detección de sus carencias y la propuesta de mejoras que suplieran sus limitaciones.

Este estudio se completó con una revisión de los trabajos publicados relativos en parte o totalmente a la caracterización de los mismos. Los estudios del estado del arte en cuanto a la caracterización de convertidores digitales realizados en esta tesis concluyeron que los experimentos presentados solo proporcionaban la caracterización trazable de la respuesta en frecuencia de los mismos en frecuencias limitadas a 400 Hz – 1 k Hz [14] y los estudios que ampliaban la caracterización a frecuencias superiores lo hacían con incertidumbres muy altas [15], lejos del objetivo de sustituir a los convertidores térmicos o a otros elementos básicos de la metrología eléctrica como son los divisores inductivos, en la comparación de impedancias.

Tanto los convertidores térmicos como los digitales tiene un rango de corrientes muy reducidos y es necesario realizar un complejo proceso de escalado para lograr valores superiores , en el caso de la intensidad en corriente alterna este escalado se inicia con intensidades del orden de 10 mA para llegar a valores del orden de 100 A. De cara a asegurar la viabilidad de la sustitución de los convertidores térmicos por convertidores

digitales se realizó una escalación en intensidad desde 10 mA a 100 A evaluando las distintas fuentes de error [16], de forma que este estudio es directamente trasladable a los convertidores digitales. Esta escalación fue validada mediante una intercomparación internacional [17].

Por otro lado la caracterización de la respuesta en frecuencia es algo imprescindible para su utilización en la medida precisa de señales dinámicas y en el desarrollo de sistemas digitales con exactitudes similares a las alcanzadas con los sistemas analógicos. Por este motivo el objetivo de la tesis se centró en dicha caracterización. Para lograrlo se planteó y evaluó experimentalmente la utilización de los mejores patrones disponibles, los **patrones cuánticos de corriente alterna** y en concreto los patrones basados en arrays binarios de uniones Josephson denominados PJVS (Programable Josephson Voltage Standard) [16] y generadores de onda sintetizada denominados JAWS (Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer) en sus acrónimos en inglés [17]. Antes de abarcar estos experimentos y con el objetivo de adquirir el conocimiento previo se realizaron pruebas de caracterización utilizando primero convertidores térmicos y posteriormente una fuente digital simulando un patrón cuántico.

Los trabajos realizados en esta tesis han sido soportados por el Centro Español de Metrología (CEM) y parcialmente financiados por los programas de investigación de la Unión Europea, Q-wave [13], ACQ-PRO, [18] Trace-PQM [19], sus resultados están siendo aplicados en el proyecto DIG-AC [20].

El proyecto Q-Wave mencionado anteriormente facilitó el desarrollo de un patrón cuántico tipo JAWS que proporciona señales de tensión alterna de 1 V de valor eficaz, lo que permitía su utilización en un rango de tensiones de aplicación práctica en metrología eléctrica, anteriormente estaba limitado a tensiones del orden de 100 mV.

El proyecto ACQ-PRO [18], permitió profundizar en el conocimiento y operación de estos patrones cuánticos y realizar la caracterización experimental. La correspondiente a la utilización de un patrón PJVS se realizó en National Physical Laboratory (NPL) del Reino Unido. Finalmente la utilización de un patrón Josephson generador de onda sintetizada se realizó en el Instituto nacional de Metrología alemán PTB. Durante el proyecto Trace-PQM [19] se completaron los algoritmos y el cálculo de incertidumbres asociada a su

caracterización. Los trabajos experimentales se realizaron utilizando el digitalizador asociado a la función DCV del multímetro 3458 [21].

Este documento se estructura en siete capítulos.

El capítulo I se centra en el estudio del arte, iniciándose con la situación actual de la metrología eléctrica y el camino emprendido para su transformación de la metrología analógica a la digital para finalizar con un elemento clave en dicha transformación, la caracterización de los convertidores digitales. El capítulo II describe los trabajos previos que han servido de base para la preparación y ejecución de los trabajos experimentales en la caracterización de los convertidores digitales mediante patrones cuánticos, como son la escalación en intensidad, la caracterización mediante convertidores térmicos, la selección del convertidor digital más adecuado para la realización de las pruebas experimentales, la influencia de la temperatura sobre dicho convertidor para finalmente describir las pruebas realizadas para caracterizar el convertidor digital mediante una fuente digital, ensayando a la que se obtendría con patrones cuánticos. Basándose en los estudios realizados en el capítulo II, en el capítulo III se define el procedimiento elaborado para la caracterización incluyendo el método, variables de configuración, los subsistemas de adquisición y tratamiento de datos, los patrones de referencia, y los parámetros de muestreo. En el capítulo IV está dedicado a las pruebas experimentales realizadas en el NPL con un patrón cuántico programable y en el PTB con el patrón cuántico generador de onda arbitraria. El capítulo V describe el modelo teórico y la evaluación de incertidumbres, el capítulo VI los resultados y conclusiones para finalizar en el capítulo VII con las aportaciones de la tesis, publicaciones y futuros trabajos planteados basados en los resultados de la misma.

1 ESTADO DEL ARTE DE LA METROLOGÍA ELÉCTRICA

1.1 Definición de la unidad. El amperio

El amperio es la unidad de intensidad de corriente eléctrica en el Sistema Internacional de unidades (SI), es una de las unidades básicas. El resto de las unidades eléctricas se obtienen del amperio y de otras unidades del S.I.

En la 9ª Conferencia General de Pesas y Medidas (CGPM) (1948) se adoptó la definición del amperio en vigor hasta el 20 de mayo de 2019:

“El amperio es la intensidad de una corriente constante que, manteniéndose en dos conductores paralelos, rectilíneos, de longitud infinita, de sección circular despreciable y situados a una distancia de un metro uno de otro, produciría entre estos conductores una fuerza igual a 2×10^{-7} newton por metro de longitud.”

En la realidad, la definición del Amperio con precisión es difícil de realizar. El experimento con el que se consigue se llama balanza de potencia o balanza de Watt, tras el fallecimiento de B. Kibble en su memoria se conoce como balanza de Kibble [22]. Mide la fuerza necesaria para equilibrar un prototipo de una masa de un kilogramo que es atraído por la gravedad de la tierra, así como los valores de dos magnitudes eléctricas.

Las técnicas conocidas hasta ese momento para la realización de la unidad eléctrica de acuerdo con la definición dada en la 9ª Conferencia General de Pesas y Medidas (CGPM) pasaron a un segundo plano con la aparición de los efectos cuánticos Hall y Josephson. El amperio desde entonces se obtiene en la práctica aplicando la ley de Ohm, a través del efecto Josephson para obtener el voltio y el efecto Hall cuántico como patrón primario de resistencia. Ambos efectos reproducen con mucha mejor incertidumbre el valor de las unidades en función de constantes físicas fundamentales.

El 20 de mayo de 2019 entró en vigor la revisión más importante del SI desde su establecimiento, consistente en referir todas las unidades básicas de medida a constantes universales, en respuesta a las nuevas exigencias científico-técnicas del siglo

XXI, tras su aprobación por la Conferencia General de Pesas y Medidas en su 26ª reunión de noviembre de 2018.

De este modo, la nueva definición del amperio en vigor desde ese momento es la siguiente:

“El amperio, símbolo A, es la unidad SI de intensidad de corriente eléctrica. Se define al fijar el valor numérico de la carga elemental, e , en $1,602\,176\,634 \times 10^{-19}$, cuando se expresa en la unidad C, igual a A·s, donde el segundo se define en función de $\Delta\nu_{\text{Cs}}$ ”.

$\Delta\nu_{\text{Cs}}$ es la frecuencia de la transición hiperfina del estado fundamental no perturbado del átomo de cesio 133. En el Sistema Internacional revisado, las constantes universales (la carga del electrón, en el caso del amperio) a las que están referidas las unidades básicas son exactas.

La permeabilidad del vacío μ_0 deja de tener el valor exacto de $4\pi \times 10^{-7} \text{ N A}^{-2}$ en el nuevo SI, su nuevo valor se determina experimentalmente con trazabilidad a la definición actual del SI.

1.2 Tension en corriente continua

Los primeros patrones de tensión se basaban en efectos electrolíticos. La pila Weston fue el patrón más utilizado por laboratorios nacionales hasta los años 80. Consiste en un polo positivo de mercurio en contacto con una solución saturada de sulfato de mercurio y un polo negativo de cadmio en contacto con una solución de sulfato de cadmio. La fuerza electromotriz que generaba esta configuración era muy constante de una unidad a otra y su valor a 20 °C era de 1,0183 V, por lo que se definió el voltio como la 0,982 028 872 parte de la fuerza electromotriz inducida de una pila Weston. Con ellas se alcanzaban incertidumbres de hasta 5 $\mu\text{V/V}$.

Pero presentaba ciertas desventajas:

- Coeficiente de temperatura muy grande ($\approx 40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ a 20 °C).
- Muy afectados por las vibraciones lo que hacía muy difícil su transporte para su calibración.

Los problemas anteriores producían inconsistencias en los valores de referencia entre distintos Institutos Nacionales de Metrología.

Estos problemas persistieron hasta que la aplicación práctica de la predicción de Brian Josephson [1] en 1963 de una serie de efectos que se producían en muestras formadas por dos capas superconductoras separadas por una capa aislante denominada débil (de unos nm de espesor), que se denominará unión Josephson permite tener un patrón invariable de tensión continua.

La aplicación práctica de las predicciones de Josephson de lo que ocurre en la unión es la siguiente. Al irradiar una unión Josephson con una señal de muy alta frecuencia, se produce una diferencia de tensión entre los dos superconductores. Esta diferencia de tensión se produce de forma discreta, generándose distintos valores de tensión continua a intervalos regulares.

Estos valores discretos a los que denominaremos “escalones” siguen la ecuación:

$$U = \frac{nh}{2e} f = \frac{nf}{K_J} \quad 1-1$$

Donde U es la tensión de la unión, f la frecuencia de la radiación aplicada, h la constante de Planck y e la carga del electrón. Al cociente $2e/h$ se le suele llamar constante de Josephson. La frecuencia es la magnitud física que se conoce con menor incertidumbre ($<10^{-9}$) [23]. Por ello, el Comité Internacional de Pesas y Medidas (CIPM) emitió su recomendación 1 (CI-1988), en la cual recomendaba el uso de patrones de tensión Josephson para la reproducción de la unidad de tensión eléctrica en corriente continua, asignando el valor $K_{J-90} = 483\,597,9 \text{ GHz/V}$ a la constante Josephson.

Dada su importancia, se inicia el empleo de los efectos cuánticos en la metrología eléctrica, se reproduce a continuación la resolución:

RECOMMENDATION 1 (CI-1988) [24]

The Comité International des Poids et Mesures acting in accordance with instructions given in Resolution 6 of the 18th Conférence Générale des Poids et Mesures concerning the forthcoming adjustment of the representations of the volt and the ohm, considering –

that a detailed study of the results of the most recent determinations leads to a value of 483 597.9 GHz/V for the Josephson constant, K_J , that is to say, for the quotient of frequency divided by the potential difference corresponding to the $n = 1$ step in the Josephson effect, -

that the Josephson effect together with this value of K_J can be used to establish a reference standard of electromotive force having a one-standard-deviation uncertainty with respect to the volt estimated to be 4 parts in 10^7 , and a reproducibility which is significantly better,

recommends

- that 483 597.9 GHz/V exactly be adopted as a conventional value, denoted by K_{J90} , for the Josephson constant, K_J

- that this new value be used from 1st January 1990, and not before, to replace the values currently in use,

- that this new value be used from this same date by all laboratories which base their measurements of electromotive force on the Josephson effect, and that from this same date all other laboratories adjust the value of their laboratory reference standards to agree with the new adopted value,

is of the opinion

- that no change in this recommended value of the Josephson constant will be necessary in the foreseeable future and draws the attention of laboratories to the fact that the new value is greater by 3.9 GHz/V, or about 8 parts in 10^6 , than the value given in 1972 by the Comité Consultatif d'Électricité in its Declaration E-72.

Es de destacar que esta resolución supuso el cambio del valor de referencia que afectaba a toda la cadena de trazabilidad. Este cambio era de 8 $\mu\text{V/V}$ muy superior a las incertidumbres que los Institutos Nacionales de Metrología (INMs) asignaban a sus valores de referencia.

Desde entonces la mayoría de los institutos nacionales de metrología y muchos laboratorios industriales utilizan esta referencia como patrón de tensión continua desapareciendo las inconsistencias de los patrones anteriores.

Aunque las mejores determinaciones de las constantes anteriores cambiaron su valor no se realizó ningún cambio a esta constante hasta la entrada en vigor de la nueva definición de unidades en mayo de 2019 en que deja de emplearse el valor anterior y *la constante Josephson $K_J = 2e/h$ deriva directamente de dos constantes universales fijas y exactas.*

1.3 Resistencia en corriente continua

La intensidad de corriente eléctrica es el flujo de carga por unidad de tiempo que recorre un material. Se debe a un movimiento de los electrones en su interior.

Resistividad: oposición al paso de la corriente eléctrica a través de un material. Los materiales conductores presentan una resistividad casi nula, los aislantes no permiten el flujo de corriente y los resistivos presentan resistencia.

Un ohmio es la resistencia eléctrica que existe entre dos puntos de un conductor cuando una diferencia de potencial constante de 1 voltio aplicada entre estos dos puntos produce, en dicho conductor, una corriente de intensidad 1 amperio, cuando no haya fuerza electromotriz en el conductor.

$$R = \frac{U}{I} \quad 1-2$$

Los INMs tomaban como patrón de resistencia el valor medio de un conjunto de resistencias introducidas en baños de aceite a temperatura controlada. Estos patrones eran más estables que las pilas Weston, pero igualmente se producían inconsistencias entre los distintos laboratorios.

Klaus von Klitzing en 1980 [2], cuando investigaba el comportamiento de dispositivos MOSFET sometidos altos campos magnéticos, descubrió el efecto al que posteriormente dio nombre.

El efecto se produce en ciertos tipos de muestras semiconductoras que cumplen la propiedad de que los electrones se mueven en un plano. Se llama a esto un gas bidimensional de electrones (2DEG). Es necesario situar la muestra a temperaturas

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

inferiores a 4 K, un campo magnético de gran intensidad (10 T a 12 T) y aplicar una corriente. Aparecerá una tensión transversal a la corriente aplicada, conocida como tensión Hall. Si se registran tanto la tensión Hall, como la tensión longitudinal (en la misma dirección de la corriente) a distintos valores del campo magnético se obtiene una curva como la de la figura 1-1, obtenida de la muestra Hall del patrón nacional de resistencia realizado por el CEM.

Figura 1-1 Efecto del campo magnético en la muestra bidimensional del CEM

En las denominadas mesetas, la tensión Hall permanece constante ante variaciones del campo magnético y la tensión longitudinal se anula. Se ha demostrado que en las mesetas la resistencia Hall, que es el cociente entre la tensión transversal y la corriente aplicada tiene el siguiente valor

$$R_H = \frac{h}{ne^2} = \frac{R_K}{n} \quad 1-3$$

siendo “h” la constante de Planck, “e” la carga eléctrica elemental y “n” un número entero y par, llamado índice de Landau.

Se consigue un patrón de resistencia casi ideal, pues sólo depende de dos constantes fundamentales de la Naturaleza y de un número entero. Por ello, el Comité Internacional de Pesas y Medidas aprobó en 1988 su Recomendación 2(CI-1988), por la que se adoptaba una nueva representación del ohmio basada en el efecto Hall cuántico y que asignaba a la constante de von Klitzing el valor $R_{K-90} = 25\,812,807\, \Omega$.

Reproducimos a continuación la recomendación [25]:

RECOMMENDATION 2 (CI-1988)

The Comité International des Poids et Mesures, acting in accordance with instructions given in Resolution 6 of the 18th Conférence Générale des Poids et Mesures concerning the forthcoming adjustment of the representations of the volt and the ohm,

considering:

that most existing laboratory reference standards of resistance change significantly with time,

that a laboratory reference standard of resistance based on the quantum Hall effect would be stable and reproducible,

that a detailed study of the results of the most recent determinations leads to a value of $25\,812.807\,\Omega$ for the von Klitzing constant, R_K' that is to say, for the quotient of the Hall potential difference divided by current corresponding to the plateau $i = 1$ in the quantum Hall effect,

that the quantum Hall effect, together with this value of R_K' can be used to establish a reference standard of resistance having a one standard-deviation uncertainty with respect to the ohm estimated to be 2 parts in 10^7 , and a reproducibility which is significantly better,

recommends

- that $25812.807\,\Omega$ exactly be adopted as a conventional value, denoted by $R_{K,90}$, for the von Klitzing constant R_K'

- that this value be used from 1st January 1990, and not before, by all laboratories which base their measurements of resistance on the quantum Hall effect,

- that from this same date all other laboratories adjust the value of their laboratory reference standards to agree with $R_{K,90}$, -

that in the use of the quantum Hall effect to establish a laboratory reference standard of resistance, laboratories follow the most recent edition of the technical guidelines for reliable measurements of the quantized Hall resistance drawn up by the Comité Consultatif d'Électricité and published by the Bureau International des Poids et Mesures, and is of the opinion - that no change in this recommended value of the von Klitzing constant will be necessary in the foreseeable future.

Aunque las mejores determinaciones cambiaron el valor estimado, no se realizó ningún cambio a esta constante hasta la entrada en vigor del nuevo SI en mayo de 2019, deja de emplearse el valor de la constante de von Klitzing convencional R_{K-90} , y a partir de ahora la constante de von Klitzing $R_K = h/e^2$ deriva directamente de dos constantes universales fijas y exactas.

1.4 Corriente alterna

La anterior definición del Amperio solo era válida para corriente continua no existiendo referencia para corriente alterna, debiéndose trazar la corriente alterna a la de continua introduciendo el tiempo.

1.4.1 Patrones de corriente alterna

La referencia de corriente alterna puede obtenerse mediante transferencia de la corriente continua. Esta transferencia puede lograrse de diversas formas, siendo la transferencia térmica mediante convertidores térmicos la más utilizada.

En general los métodos de transferencia alterna -continua se basan en comparar la potencia entre alterna y continua mediante su conversión en fuerza o calor. Este último caso corresponde a los convertidores térmicos.

Los métodos electrométricos se utilizaron a principio del siglo XX y están basados en la comparación de las fuerzas electrostáticas generadas en alterna y continua, tienen el inconveniente de tener poca sensibilidad y cubrir un campo muy bajo de tensiones. Con el desarrollo de los convertidores térmicos este método desapareció, la aparición de las tecnologías MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) permitió desarrollos basados en

estas tecnologías que superaban estas limitaciones y que podían competir con los convertidores térmicos. Sin embargo la mayoría de las líneas de investigación se centraron en la obtención de la referencia de tensión alterna basada en patrones cuánticos no dedicándose mayores esfuerzos a esta nueva tecnología.

El funcionamiento de los convertidores térmicos está dominado por los siguientes efectos termoeléctricos:

EFFECTO SEEBECK

En 1821, Johann Seebeck, descubrió, que cuando dos conductores diferentes se conectan a una temperatura T_1 formando la unión caliente manteniendo el otro extremo de la unión, “unión fría” a una temperatura T_0 , se obtiene una salida de tensión U , esta tensión depende de las características de los conductores y del gradiente de temperatura.

Figura 1-2 representación esquemática del efecto Seebeck

EFFECTO PELTIER

Descubierto por Peltier en 1834, al circular una intensidad de corriente eléctrica a través de la unión de dos conductores con diferentes materiales, se produce una absorción o liberación de calor, según el sentido de la corriente.

Figura 1-3 Representación esquemática del efecto Peltier

La cantidad de calor generado en la unidad de tiempo depende de las características de los conductores y de la intensidad que circula.

EFECTO THOMSON

Descubierto por lord Kelvin en 1851, relaciona los dos efectos anteriores. Cuando una corriente circula por un conductor sometido a un gradiente térmico se produce un intercambio de calor con el exterior. El calor intercambiado depende de la intensidad de corriente y del gradiente de temperaturas a lo largo del conductor. Nótese que en este efecto no es necesaria la existencia de dos conductores diferentes.

Figura 1-4 Representación esquemática del efecto Thomson

Los convertidores térmicos relacionan la alterna y la continua, igualando el calor generado por el paso de una corriente sobre una resistencia de calentamiento mediante el uso de uno o varios termopares. Teóricamente este efecto puede utilizarse directamente para establecer la correspondencia entre alterna y continua, pero en la práctica, diversos efectos hacen que el comportamiento del convertidor se separe del teórico y la respuesta no sea la misma al aplicar alterna y continua (no se detecta la misma disipación térmica). La desviación de un convertidor térmico del modelo teórico se denomina diferencia ca/cc o error de transferencia, δ , que se define como la diferencia relativa entre la tensión alterna y continua que producen la misma salida en el convertidor. Como valor de tensión continua se toma la media obtenida al aplicar la corriente en continua en las dos polaridades.

$$\delta = \frac{U_{ca} - U_{cc}}{U_{cc}} \bigg|_{E_A = E_C}$$

$$U_{cc} = \frac{U_{cc}^+ + U_{cc}^-}{2}$$

1-4

Para obtener la referencia de alterna basada en los convertidores térmicos es necesario estudiar y evaluar todos los efectos anteriores sobre un convertidor particular para determinar su diferencia ca-cc mediante un proceso extremadamente complejo, en el que deben investigarse y evaluarse todas las posibles causas que hacen que el convertidor se desvíe de su comportamiento ideal. Este proceso se puede realizar tanto partiendo de convertidores de una sola unión (NIST, NMIA), las diferencias son mayores pero la caracterización es más sencilla, que partiendo de las del tipo multiunión (PTB, NPL).

A los efectos anteriores hay que añadir la influencia de la frecuencia:

Al disminuir la frecuencia y aproximarse a la inversa de la constante de tiempo térmica, la inercia térmica no es suficiente para integrar la potencia de entrada por efecto Joule. Se produce una oscilación en la temperatura y, por consiguiente, en la salida, causando diferencias alterna/continua. [25]

Por otro lado, al aumentar la frecuencia, el efecto pelicular, las pérdidas dieléctricas, las inductancias y capacidades parásitas, producen que la potencia disipada en alterna sea diferente que en continua dando lugar a diferencias alterna/continua.

Las incertidumbres que se obtienen son del orden del $\mu\text{V/V}$. La gran ventaja que presentan los convertidores es su alta estabilidad. Una vez acabada la realización primaria, y asignados los valores estos se mantiene durante varios años, solo se modifican cuando se consigue un mejor conocimiento de algunos de los efectos.

1.4.2 Tipos de convertidores

CONVERTIDORES DE UNA SOLA UNIÓN

Un convertidor de una sola unión está básicamente constituido por una resistencia de calentamiento, normalmente un segmento recto de conductor situada entre dos soportes, un termopar situado a la mitad del conductor aislado eléctricamente pero no térmicamente. El conjunto se sitúa en una cápsula en la que se ha realizado el vacío.

Figura 1-5 Esquema de un convertidor térmico

Francis L. Hermach [26], considerado el padre de la tecnología de transferencia corriente alterna-continua, mejoró considerablemente el diseño de los convertidores para su uso como patrones de transferencia. Estudió y definió todos los efectos que hacen que los convertidores se desvíen de su comportamiento ideal y dio las pautas y los procedimientos para la construcción y caracterización de los mismos, de forma que, mediante análisis o ensayo de los diferentes componentes, era posible cuantificar estos efectos para establecer un patrón de transferencia, cuya diferencia de comportamiento alterna continua fuese conocida.

Su trabajo supuso la creación de una nueva área de la metrología eléctrica. En la actualidad la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología basan sus referencias de corriente, tensión y potencia en la combinación de convertidores y resistencias de alcance para tensión y convertidores y shunts para intensidad.

En un convertidor ideal y, asumiendo que todo el calor se disipa por los extremos del hilo conductor, la distribución de temperaturas sería la representada en la figura 1-6:

Figura 1-6 Distribución de temperaturas en un convertidor térmico ideal

Considerando que la corriente que circula en los extremos de la resistencia lo hace entre dos conductores diferentes, por efecto Peltier, la temperatura aumentará en un extremo y disminuirá en el otro produciéndose como se muestra en la figura 1-7 una asimetría en la distribución de temperaturas.

Figura 1-7 Modificación de la distribución de temperaturas por efecto Peltier

Esta variación de temperaturas no afecta a la del punto medio que sigue siendo la misma. Si el termopar no está colocado en el punto medio de la resistencia de calentamiento, aparecerán errores.

Al mismo tiempo al existir un gradiente de temperaturas en ambos lados de la resistencia de calentamiento y circular por ella una corriente eléctrica, por efecto Thomson en una mitad de la resistencia se desprende calor absorbiéndose en la otra.

Figura 1-8 Modificación de la distribución de temperaturas por efecto Thomson

Se demuestra que este efecto sí produce una variación en la temperatura del punto medio. Por otro lado, al aplicar corriente alterna, la inversión de corriente se realiza de forma tan rápida, que la inercia térmica evita que se produzca esta asimetría en la distribución de temperaturas, que si se produce al aplicar corriente continua produciendo en consecuencia una diferencia ca-cc.

Todos estos efectos los evaluó Hermach [26] para definir el patrón de alterna.

CONVERTIDORES DE VARIAS UNIONES

Para disminuir los efectos anteriores F. J. Wilkins del National Physical Laboratory del Reino Unido construyó y caracterizó convertidores térmicos multiunión.(MJTC), donde varios termopares se colocaban a lo largo de la resistencia de calentamiento, disminuyendo los efectos de la asimetría en la distribución de temperatura. Por otro lado, la resistencia de calentamiento estaba formada por dos hilos trenzados reduciendo

los gradientes de temperatura. Con este nuevo diseño se conseguía, por un lado, reducir los efectos anteriores y, por el otro, al conectarse los termopares en serie, se lograba tener una salida más alta, siendo necesario un menor calentamiento de la resistencia reduciéndose de nuevo los efectos termoeléctricos no deseables.

En la figura 1-9 se muestra esquemáticamente la distribución de temperaturas en un convertidor multiunión.

Figura 1-9 Distribución de temperaturas en un convertidor multiunión

Posteriormente, el diseño anterior fue optimizado por Klönz, [27] del Physikalisch-Technische Bundesanstalt. Con estos nuevos convertidores, es posible obtener diferencias alterna-continua menores de $0,1 \mu\text{V} / \text{V}$ y han sido, o son, la referencia de la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología europeos.

En la Figura 1-10, facilitadas por el PTB, se muestra un esquema del detalle constructivo y una fotografía de este tipo de convertidores, ahora denominados como 3D-MJTC para diferenciarlos de los convertidores planares que se verán a continuación.

Figura 1-10 Izquierda esquema constructivo. Derecha fotografía de detalle.

CONVERTIDORES DE VARIAS UNIONES PLANARES

La disponibilidad de la tecnología MEMS (Micro_Electro_Mechanical Systems) permitió el diseño y fabricación de convertidores térmicos planares (PMTc). Los trabajos se iniciaron en el PTB [28] y en el NIST, [29]. Estos convertidores resuelven el problema de la dificultad y coste de fabricación de los convertidores tridimensionales. Por otro lado, permiten una mayor variación de parámetros en su diseño, haciendo posibles diseños específicos para diferentes aplicaciones, baja tensión, baja frecuencia, alta intensidad, alta frecuencia etc.

En las Figuras 1-11 y 1-12 se muestra, respectivamente, un esquema de convertidor planar desarrollado por el NIST. y una fotografía de un convertidor planar del PTB

Figura 1-11 Detalle constructivo de convertidor planar

Figura 1-12 Fotografía de convertidor planar del PTB

Los últimos avances en la construcción de convertidores térmicos como patrones de transferencia ca-cc fueron los llevados a cabo por Luciana Scarioni [30] en sus investigaciones en el PTB. Sus estudios se centran en el comportamiento de los

convertidores planares a altas frecuencias (por encima de los 100 kHz). Los convertidores planares tradicionales se construían sobre una capa de silicio. Estos convertidores presentaban una alta diferencia ca-cc a partir de los 100 kHz. Scarioni propuso sustituir la capa y el chip de silicio por uno de cuarzo. De esta manera, se mejora el rendimiento de los convertidores hasta frecuencias del orden de 1 MHz, e incluso, 100 MHz [31], ya que, con el sustrato de cuarzo, se reducen las pérdidas dieléctricas y se aumenta la resistencia de aislamiento entre la membrana y el chip de cuarzo.

1.4.3 Escalado en tensión e intensidad

Los convertidores están limitados a tensiones de entrada de 1 V y corrientes típicas de 7 mA a 15 mA. Las necesidades de trazabilidad llegan hasta 1000 V o 1200 V y las corrientes pueden llegar a 100 A.

Escalado en tensión

Para elevar los valores de tensión se coloca una resistencia de alcance (o multiplicador) en serie con el convertidor. El valor de esta resistencia se elige de tal modo que la caída de tensión en ella sea tal que la tensión de entrada al convertidor sea la nominal. Así, utilizando diferentes resistencias de alcance se consigue tener patrones para diferentes tensiones.

La calibración de las distintas combinaciones resistencia-convertidor se realiza mediante un proceso de escalado, en el que cada campo se compara con el anterior. En cada paso, la tensión nominal se duplica. Se asume que la diferencia ca-cc de cada combinación de convertidor y resistencia de alcance es independiente de la tensión aplicada (salvo a partir de 200 V, ya que las resistencias comienzan a variar con la tensión).

Figura 1-13 Combinación de resistencia de alcance y convertidor térmico

Escalado en intensidad [5]

Para aumentar los valores nominales de intensidad, se conecta, en paralelo con el convertidor, una resistencia de forma que, para la intensidad deseada, por el convertidor, solo circula la corriente nominal del convertidor y el resto de la corriente circula por la resistencia situada en paralelo. En la figura 1-14 se muestra de forma esquemática la combinación de convertidor térmico y resistencia en paralelo.

Figura 1-14 Combinación de shunt y convertidor térmico

El escalado se produce de forma similar al de tensión y con las mismas consideraciones.

1.4.4 Sistemas de comparación

Una vez conocida la diferencia ca-cc de un convertidor térmico, es posible conocer la diferencia ca-cc de otro convertidor por comparación. Hay que destacar que son muy estables en su diferencia ca-cc, por lo que los periodos de calibración pueden ser largos (unos 5 años). Además, los métodos con los que se comparan entre sí transfieren los

valores con muy poca incertidumbre, por lo que esta no aumenta mucho en la cadena de trazabilidad.

Está basado en la aplicación simultánea de las mismas tensiones de entrada continua y alterna a ambos convertidores (patrón y a calibrar) [32]. Las tensiones de salida de cada convertidor se miden de manera independiente y simultánea. Mediante la comparación de estas salidas y conocida la diferencia ca-cc del convertidor patrón, puede obtenerse la diferencia ca-cc del convertidor a calibrar. Los convertidores se colocan en paralelo para aplicarles la misma tensión. El punto de unión de las conexiones en paralelo es el que se toma como referencia para cada convertidor.

Una vez conocida la diferencia alterna-continua de un convertidor térmico patrón, es posible obtener la diferencia alterna-continua de otro por comparación. Por otro lado, los métodos de comparación permiten transferir los valores con muy poca incertidumbre y, en consecuencia, las incertidumbres desde los valores iniciales obtenidas por los INMs no aumentan mucho en su diseminación en la cadena de trazabilidad. Es de destacar, que el proceso de comparación es laborioso y largo. La comparación para una tensión y una frecuencia dura una hora aproximadamente. Normalmente las calibraciones se realizan en 15 o 20 tensiones y para 15 o 20 frecuencias en cada tensión. Afortunadamente, las medidas pueden automatizarse.

Métodos de comparación

Debido a las limitaciones que existían en la medida de bajas tensiones con exactitud, la salida de los convertidores era del orden de 7 mV, inicialmente el método que se utilizó fue el método diferencial [33]. Durante la comparación de convertidores, se aplica la misma tensión o intensidad en cc y en ca a los mismos, y se comparan las salidas de tensión continua producidas en los termopares. Para minimizar los errores en esta comparación se ideó el siguiente método:

La salida del convertidor que produce mayor tensión se divide mediante un divisor resistivo de manera que se aproxime a la salida menor. Esta diferencia se ajusta de manera que su valor absoluto sea despreciable. Las distintas salidas de tensión se miden con nanovoltímetros. Mediante la medida de estos valores y conocida la diferencia ca-cc del patrón se obtiene la diferencia ca-cc del convertidor a calibrar.

En la figura 1-15, se muestra en esquema la configuración de medida:

Figura 1-15 Esquema de configuración de medida del método diferencial

Este método presentaba el gran inconveniente que los convertidores a comparar debían tener salidas similares, no siendo de aplicación para convertidores de distinto tipo.

Con la utilización de convertidores térmicos de varias uniones la salida aumentó al orden de 100 mV, al mismo tiempo el desarrollo de los patrones cuánticos de continua basados en el efecto Josephson hizo posible medir tensiones de 100 mV con gran exactitud. Todo ello hacía posible medir y comparar las salidas de forma independiente y surgió el método denominado de los dos voltímetros. [34]

En la figura 1-16 se muestra de forma esquemática el sistema de medida, el control de las fuentes, el conmutador, y la toma y archivo de las lecturas de los multímetros se realiza de forma automática.

Figura 1-16 Esquema de configuración de medida del método de los dos voltímetros

La relación entre los dos convertidores se obtiene de las siguientes ecuaciones:

Para el convertidor patrón la ecuación que relaciona las salidas del convertidor y las tensiones aplicadas es la siguiente

$$ac = dc + \frac{d_s}{n_s} + \delta_s \quad 1-5$$

Igualmente para el otro convertidor

$$ac = dc + \frac{d_t}{n_t} + \delta_t \quad 1-6$$

Siendo:

ac corriente alterna aplicada

dc corriente continua aplicada

δ_s : Diferencia de transferencia ca-cc del convertidor patrón

δ_t : Diferencia de transferencia ca-cc del convertidor test

d_s : Diferencia relativa entre la salida del convertidor al aplicar tensión alterna y la salida al aplicar continua, en el convertidor patrón. Como continua se toma la media entre aplicar dc^+ y dc^-

d_t : Diferencia relativa entre la salida del convertidor al aplicar tensión alterna y la salida al aplicar continua, en el convertidor test. Como continua se toma la media entre aplicar dc^+ y dc^-

n_s : Relación entre la variación relativa a la entrada del convertidor y la variación relativa que produce a la salida en el convertidor patrón.

n_t : relación entre la variación relativa a la entrada del convertidor y la variación relativa que produce a la salida en el convertidor test

Igualando y despejando

$$\delta_t = \delta_s + \frac{d_s}{n_s} - \frac{d_t}{n_t} \quad 1-7$$

1.5 Impedancia eléctrica

La medida con exactitud de la impedancia es fundamental en multitud de aplicaciones, como la determinación de las características de los circuitos eléctricos y electrónicos, las propiedades de materiales, la espectroscopia, tomografía etc. [11]

En corriente alterna, al cociente entre tensión y corriente se le llama impedancia **Z**, cuya unidad sigue siendo el ohmio. La diferencia es que las magnitudes son vectoriales.

La impedancia se define como la oposición que ofrece un circuito al paso de la corriente alterna (ca) a una frecuencia dada. Es una magnitud compleja cuya parte real es una resistencia R y la imaginaria una reactancia X :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} \pm j\mathbf{X} \quad \mathbf{1-8}$$

En coordenadas polares se da el módulo de la impedancia y su ángulo de fase, que son los siguientes:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \mathbf{1-9}$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right) \quad \mathbf{1-10}$$

En corriente alterna existen tres tipos de elementos:

Resistencias. Comportamiento lineal, impedancia $\mathbf{Z=R}$. Parte real.

Condensadores. Su reactancia X es capacitiva, X_C . La corriente se adelanta en $\pi/2$ a la tensión.

$$X_C = \frac{1}{j2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{-j}{\omega C} \quad \mathbf{1-11}$$

Bobinas. Su reactancia es inductiva, X_L . La corriente se retrasa en $\pi/2$ a la tensión.

$$X_L = j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L = j \cdot \omega \cdot L \quad \mathbf{1-12}$$

1.5.1 Capacidad eléctrica

Es la propiedad que posee un condensador de almacenar carga cuando se somete a una determinada diferencia de potencial. La capacidad de un condensador es la relación entre la carga que almacena y la diferencia de potencial entre sus placas.

El fenómeno que se observa es que el condensador ofrece una oposición o resistencia al paso de la corriente, lo que se llama resistencia capacitiva X_C .

Hasta la entrada en vigor de la nueva definición del SI el patrón absoluto de capacidad estaba basado en el condensador calculable de Thompson-Lampard [35], construido de modo que su capacidad puede calcularse conociendo sus dimensiones con exactitud.

Efectivamente el teorema de Thompson-Lampard [36], establece que si cuatro conductores cilíndricos de secciones arbitrarias se agrupan con sus generatrices paralelas en un medio de permitividad ε de modo que conformen los vértices de un cuadrado visto desde arriba y C_1 y C_2 son las capacidades opuestas o cruzadas por unidad de longitud, entonces:

$$\exp\left(\frac{-C_1 \cdot \pi}{\varepsilon}\right) + \exp\left(\frac{-C_2 \cdot \pi}{\varepsilon}\right) = 1 \quad 1-13$$

Figura 1-17 Esquema de configuración de los cuatro electrodos del condensador Thompson-Lampard [37]

Tras considerar $C_1 = C_2$ y $\varepsilon = \varepsilon_0$, e introduciendo un cilindro central para eliminar los efectos de borde. Si se desplaza ese cilindro una cantidad Δl , se obtiene la siguiente variación en la capacidad:

$$\Delta C = \varepsilon_0 \frac{\ln 2}{\pi} \Delta l$$

1-14

De este modo se obtiene una magnitud derivada de la longitud. Δl se determina mediante interferometría óptica.

Con la definición anterior a mayo de 2019 del amperio, si el dieléctrico es el vacío, el conocimiento de la capacidad se reduce al conocimiento de las dimensiones ya que la anterior definición implicaba un valor exacto de la permitividad del vacío.

Con la entrada en vigor de la nueva definición la constante anterior deja de ser un valor exacto y su valor tiene incertidumbre.

1.5.2 Inductancia

El paso de una corriente por un conductor crea un campo magnético. Henry y Faraday descubrieron que un campo magnético variable induce una corriente en un conductor, Inducción magnética.

Flujo magnético Φ : es el número de líneas que atraviesan una superficie en dirección del vector $\mathbf{S}$ que la representa.

$$\Phi = \int \overline{B} \cdot \overline{dS}$$

1-15

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Ley de inducción de Faraday: si un circuito cerrado es atravesado por un campo magnético $\mathbf{B}$, entonces tenemos un flujo magnético. Si este varía con el tiempo, se origina una corriente inducida y por lo tanto una fuerza electromotriz inducida (fem):

$$\varepsilon = - \frac{d\Phi}{dt} \quad \mathbf{1-16}$$

Ley de Lenz: el signo negativo indica que la fem y la corriente inducida poseen una dirección y un sentido tal que se oponen a la variación que las produce.

Inductancia mutua

Cuando dos o más bobinas están próximas entre sí, el flujo magnético que atraviesa una de ellas depende no sólo de la corriente en esta bobina, sino también de la corriente que circula por la otra bobina. Si por la bobina 1 circula una intensidad I_1 , crea un campo magnético que a su vez genera un flujo Φ_2 en la bobina 2. Cuando I_1 varía con el tiempo, Φ_2 genera una fem en la bobina 2. El caso recíproco es igual. El coeficiente de inducción mutua es igual en los dos casos recíprocos:

$$M_{12} = M_{21} = \Phi_{12} / I_1 \quad \mathbf{1-17}$$

Autoinducción

Una corriente variable no sólo induce tensiones en una bobina próxima, sino que también las induce en su propio circuito. Se denomina autoinducción o inductancia propia. Según la ley de Faraday, ecuación 1-16

y como el flujo magnético a través de la bobina es proporcional a la corriente I que circula por ella ($\Phi = L \cdot I$), siendo L la constante de autoinducción de la bobina, se puede expresar la ley de Faraday como:

$$\varepsilon = -L \frac{dI}{dt} \quad 1-18$$

La autoinducción se define como la relación entre la corriente que atraviesa la bobina y la fem ε medida entre sus terminales [37].

La unidad de inductancia es el henrio (H) que es una magnitud derivada en el SI. Un henrio es la inductancia eléctrica de un sistema cerrado en el que se produce una fem de un voltio, cuando la corriente eléctrica que recorre el circuito varía a razón de un amperio por segundo. .

$$H = \frac{Wb}{A} = \frac{V \cdot s}{A} \quad 1-19$$

La medida de las inductancias es más complicada que la del resto de las impedancias (resistencia y capacidad), debido a que:

- No es una cantidad aditiva, no es posible conocer los valores en serie o paralelo. Eso hace imposible escalar los valores con este tipo de configuraciones.
- La resistencia es una magnitud esencialmente real y la capacidad imaginaria. La inductancia es compleja, tiene las dos componentes.
- No se pueden utilizar directamente puentes de transformadores que solo producen relaciones en el eje real o en el imaginario.

La medida de Inductancia en el CEM se realiza mediante el Método de Maxwell-Wien, [38], [39], que relaciona inductancia frente a un condensador y resistencias de valores conocidos en corriente alterna.

En el puente de la figura 1-18, de tipo Wheatstone en alterna, R_2 y R_3 son dos resistencias fijas de valor conocido en corriente alterna, C_1 y R_1 son un condensador y una resistencia variables, respectivamente. La ventaja es que el valor de la inductancia es independiente de la frecuencia.

Figura 1-18 Esquema del puente de Maxwell-Wien

De este modo, el valor de la inductancia a calibrar viene dado por la siguiente expresión:

$$L_X = R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \quad 1-20$$

La resistencia interna de la inductancia debe cumplir:

$$R_X = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1} \quad 1-21$$

1.5.3 Resistencia en corriente alterna

En corriente alterna a la resistencia óhmica, se le unen reactancias que dependen de la frecuencia. Se representa en la siguiente figura:

1-22

Figura 1-19 Esquema de resistencia eléctrica en alterna e impedancia equivalente

Una resistencia calculable es aquella, cuya diferencia entre cc y ca es muy pequeña y es calculable a partir de su geometría. [40]

Para obtener el valor de una resistencia desconocida en corriente alterna se compara con la resistencia calculable en un puente de medida que permite obtener la relación de impedancias del mismo tipo. Este sistema es un puente coaxial de cuatro pares de terminales [39]. Las técnicas coaxiales permiten eliminar interferencias electromagnéticas. Para establecer el equilibrio en el puente se inyectan tensiones en fase y en cuadratura. Estas tensiones son generadas por divisores inductivos de tensión, cuyo valor se empleará para determinar el valor de la resistencia.

1.6 Relación entre las magnitudes de impedancia y entre estas y las de corriente continua

Las comparaciones entre impedancias del mismo o distinto tipo se realizan mediante los denominados puentes coaxiales, definiendo las impedancias a cuatro pares de terminales.[41],[42]

Por otro lado, la unidad de capacidad se puede referir al patrón cuántico de resistencia en corriente continua, a partir de una resistencia calculable referida a la resistencia Hall cuántica, resistencias de transferencia, y puentes de comparación de impedancias, que tienen como último eslabón de la cadena al patrón primario de capacidad. [9] [43] [40]

La figura 1-20 muestra el esquema de trazabilidad, es de destacar que a partir de mayo de 2019 las constantes R_K y K_J tienen valores exactos.

Figura 1-20 Esquema de la cadena de trazabilidad del CEM desde la resistencia Hall cuántica a la Capacidad

El punto de partida de la cadena de trazabilidad es una resistencia calculable. El valor de esta resistencia es función de la frecuencia de la intensidad que la recorre. Se ve afectada por efectos termoelectrónicos, efectos de inductancia y capacidad y pérdidas de dieléctrico. Este tipo de resistencia tienen como principal característica una diferencia entre el valor de la resistencia en corriente continua y en corriente alterna muy pequeño (del orden de partes en 10^8) y calculable a partir de su geometría. Por lo tanto, una vez medido su valor en corriente continua con trazabilidad al efecto Hall cuántico, y conocida la diferencia ca-cc, podemos obtener su valor en corriente alterna.

Figura 1-21 Fotografía de la resistencia calculable del CEM

El siguiente paso en la cadena de trazabilidad es un sistema de comparación de impedancias del mismo tipo, que permite comparar dos resistencias o dos condensadores. Es un sistema de medida a cuatro pares de terminales, que es la forma más precisa de medir impedancias de pequeño valor y tiene como elemento principal un transformador patrón que proporciona las relaciones de tensión para las impedancias, habitualmente relaciones 10:1 o 1:-1. Este transformador ha de estar previamente calibrado y su desviación de la relación nominal caracterizada. Se introducen en el sistema igualadores para que los circuitos sean “astáticos” (no producen radiación electromagnética ni son sensibles a ella).

Finalmente, en un sistema de comparación de impedancias de distinto tipo, denominado puente de cuadratura, se comparan condensadores con resistencias del mismo valor nominal en impedancia. En el equilibrio:

$$(RC)^2 \cdot \omega^2 = 1 \quad 1-23$$

Siendo R el valor de la resistencia, C el valor del condensador y ω la velocidad angular con trazabilidad a la unidad de tiempo a través de la frecuencia.

El resultado final de la cadena de trazabilidad es la obtención de un patrón de capacidad de 10 pF, a partir del cual derivan los demás valores de capacidad.

Es de destacar que los últimos experimentos han demostrado que el efecto Hall cuántico se produce de la misma manera en corriente alterna por lo que la cadena de trazabilidad se reduce enormemente comparando directamente la resistencia Hall cuántica en corriente alterna con la capacidad. [44], [45], [46], [47].

1.7 Potencia y energía

La medida precisa de la energía eléctrica es fundamental tanto para distribuidores de energía eléctrica como para consumidores. En la distribución de energía eléctrica es de creciente importancia ya que existe un continuo aumento de cargas no lineales, produciendo tensiones de suministro no sinusoidales, esta componente debe considerarse en la medida de energía y de su calidad, haciendo necesario medir los denominados parámetros de calidad de red (huecos, sobretensiones, armónicos, flicker, etc). Las políticas de medioambiente, las nuevas fuentes de energía, la descentralización del sistema de distribución de energía, etc. contribuyen a estas necesidades.

1.7.1 Definiciones

La unidad de potencia es el vatio, W. Un vatio es la potencia de un sistema que realiza en un segundo un trabajo igual a un julio.

En cc la potencia se define como

$$P = UI \quad 1-24$$

.

El concepto en corriente alterna es más complejo, ya que la intensidad no está ordinariamente en fase con la tensión.

CAPÍTULO I ESTADO DEL ARTE

En el caso que la tensión e intensidad sean sinusoidales, si φ es el ángulo de fase entre los vectores de intensidad y corriente, $\cos \varphi$ es el factor de potencia.

La potencia se expresa de tres maneras:

Potencia activa,

$$P = UI \cos \varphi \quad 1-25$$

La unidad es el vatio (W), representa la potencia útil, es decir, la que efectúa trabajo.

Potencia reactiva,

$$P = UI \sin \varphi \quad 1-26$$

Se expresa en en voltioamperios reactivos (VAR), representa la cantidad de potencia necesaria debida a las características de carga (consumidor), pero que no se traduce en energía útil.

Potencia aparente, la unidad es el voltioamperio (VA)

$$S = U \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad 1-27$$

Da un valor orientativo que indica cual sería la potencia si no hubiera desfase.

En caso de la existencia de armónicos, la potencia activa se puede expresar en términos de una serie de Fourier, es decir la suma de la potencia aportada por cada armónico. Sin embargo, la potencia reactiva no tiene un equivalente sencillo. Existen muchos modelos, pero ninguno satisface todas las exigencias. Se suele utilizar el término llamado distorsión armónica total.

Cuando de una línea se recibe una intensidad de corriente i bajo tensión u , tanto i como u pueden variar con el tiempo; la energía A entre los instantes t_1 y t_2 se puede expresar como:

$$A = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} u \cdot i dt \quad 1-28$$

La unidad de energía es el julio (J), pero por razones comerciales la unidad utilizada es el Wh (1 Wh= 3600 J).

Se distinguen tres tipos de energía: activa (Wh), reactiva (VARh) y aparente (VAh), que corresponden a los tres tipos de potencia.

La medida de potencia se realizaba por método térmicos pero debido al desarrollo de convertidores digitales de alta precisión la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología basan sus patrones en métodos digitales.

1.7.2 Método de medida de potencia analógico

Para medir la potencia de un generador partiendo de la tensión u y la intensidad i y el desfase entre las dos señales, las magnitudes de tensión e intensidad pasan por una etapa de adaptación mediante divisores resistivos o inductivos para la tensión y shunts para la intensidad de corriente. Después los convertidores térmicos darán los valores eficaces de u e i , de cuyo producto obtendremos la potencia. La potencia activa así obtenida sólo sería válida cuando el desfase entre la tensión y la intensidad sea nulo.

En el caso de que exista desfase el comparador de potencia funciona de la siguiente manera. U_u y U_i son las tensiones obtenidas para la corriente y la tensión tras el acondicionamiento de u e i . Son dos funciones sinusoidales desfasadas un ángulo φ . realizando el cuadrado de la suma de U_u y U_i y de su diferencia se puede obtener la potencia mediante un convertidor térmico, que es el llamado comparador de potencia.

Figura 1-22 Esquema del comparador de potencia eléctrica

La media cuadrática de la suma y diferencia, se expresa por las ecuaciones 1-29 y 1-30

$$\langle (U_u - U_i)^2 \rangle = \langle U_u^2 \rangle + \langle U_i^2 \rangle - 2\langle U_u U_i \rangle \quad 1-29$$

$$\langle (U_u + U_i)^2 \rangle = \langle U_u^2 \rangle + \langle U_i^2 \rangle + 2\langle U_u U_i \rangle \quad 1-30$$

El símbolo $\langle \rangle$ denota el valor medio.

Restando las ecuaciones 1-29 y 1-30 se obtiene

$$4\langle U_u U_i \rangle = RMS^2(U_u + U_i) - RMS^2(U_u - U_i) \quad 1-31$$

El valor medio de una función al cuadrado es el valor medio cuadrático elevado al cuadrado.

Si U_u y U_i son dos funciones sinusoidales desfasadas un ángulo φ , integrando se obtiene que el valor medio del producto es el producto de los valores eficaces por el coseno de φ . Que coincide con la potencia.

Se obtiene que:

$$P = \frac{1}{4} (RMS^2(U_u + U_i) - RMS^2(U_u - U_i)) \quad 1-32$$

Es decir, se puede conocer la potencia mediante los valores eficaces de la suma y la diferencia de las tensiones correspondientes a la tensión y a la intensidad.

Para ello utilizando un solo convertidor térmico, se obtendría alternativamente los valores eficaces correspondientes a la suma y diferencia. A este convertidor se le denomina comparador de potencia.

1.7.3 Método de medida de potencia digital

Basados en el muestreo de las señales de tensión e intensidad y mediante los algoritmos adecuados reconstruir las señales originales de las que a su vez se obtienen las medidas

de potencia, tanto de la frecuencia fundamental como de los armónicos. También proporciona información de los denominados parámetros de calidad de red.

Uno de los precursores de esta tecnología fue Stefan Svensson del Instituto sueco de metrología. [48]. La mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología han ido incorporando esta tecnología a sus patrones nacionales de potencia. [49], [50]. El objetivo fundamental del proyecto TRACE-PQM es facilitar esta transición [19]

El CEM también optó por esta tecnología [51], que ha ido mejorando, disminuyendo las incertidumbres en un orden de magnitud. El elemento crítico de dicho sistema es la caracterización de los convertidores digitales.

La figura 1-23 muestra en esquema la configuración del sistema de medida de potencia digital del CEM

Figura 1-23 Configuración del sistema de medida de potencia del CEM mediante muestreo digital

1.8 Transición de la metrología eléctrica analógica a digital

El elemento fundamental en la transición de sistemas de medida analógicos a digitales lo constituyen los convertidores digitales de alta exactitud, resolución y estabilidad caracterizados metrológicamente. La industria ya es capaz de desarrollar convertidores

que cumplen los primeros requisitos y sigue su diseño y mejora de forma que ya existen en el mercado convertidores digitales para distintas aplicaciones. La caracterización metrológica de dichos convertidores es ahora factible gracias a los recientes logros en el desarrollo de los patrones cuánticos de alterna.

El objetivo es lograr sistemas digitales equivalentes en incertidumbre a los analógicos de forma que permitan:

- Reducir considerablemente los recursos humanos y materiales requeridos para su implementación y operación.
- Que los sistemas de medida se puedan implementar en la mayoría de los INMs.
- Que los nuevos desarrollos tengan aplicación directa en la industria de la instrumentación.

La incidencia de esta transformación va a ser significativa en la medida de magnitudes en corriente alterna, como se verá a continuación, abriendo el camino para poder disponer de un patrón para corriente alterna con trazabilidad directa a la nueva definición del Sistema Internacional de unidades, permitiendo la completa automatización de los sistemas de medida de impedancia extendiendo además su aplicación a cualquier valor del campo complejo y una mejora considerable en la medida de potencia y energía eléctrica, especialmente cuando existe desfase entre la tensión y la corriente donde los métodos analógicos basados en convertidores térmicos están muy limitados. Finalmente posibilitan la medida de parámetros de calidad de red.

1.8.1 Convertidores térmicos

Los convertidores térmicos se han utilizado y se utilizan como patrones de transferencia para las medidas de corriente alterna desde hace más de 60 años. Este hecho está fundamentado en la gran precisión que se obtiene con los mismos, incertidumbres inferiores a la parte por millón para determinados rangos de tensión y frecuencia, y su gran estabilidad, variaciones despreciables en varios años. Sin embargo, estas precisiones se limitan a proporcionar el valor eficaz de la tensión o corriente. A esta

importante limitación hay que añadir que su trazabilidad es a la corriente continua y no directamente a la nueva definición del amperio, y finalmente su complejidad en la operación.

El proporcionar únicamente el valor eficaz de la señal es claramente insuficiente para las necesidades metroológicas actuales que requieren la medida de señales dinámicas. Su compleja operación hace inviable su integración. Esta última limitación ha supuesto una barrera significativa en el desarrollo de la industria de la instrumentación, al no ser viable la incorporación de convertidores térmicos en los mismos como referencia de tensión, como consecuencia las exactitudes alcanzadas por los mismos son varios ordenes de magnitud superiores a los convertidores térmicos.

A las limitaciones anteriores hay que añadir que no proporcionan la frecuencia de la señal, no miden armónicos o lo que es peor estos se suman a la medida del valor eficaz y finalmente no se pueden utilizar en señales variables con el tiempo.

Desde hace varios años se busca un patrón de transferencia que sustituya a los convertidores térmicos. La sustitución de estos por convertidores digitales solucionaría las limitaciones nombradas anteriormente. Esa sustitución requiere la caracterización metroológica de los mismos. Aún queda mucho trabajo por hacer hasta su sustitución completa en todos los rangos y frecuencias, pero esta se ira haciendo de forma paulatina según se avance en el diseño de nuevos convertidores y su caracterización metroológica. Esta transformación es el objeto del proyecto DIG-AC financiado parcialmente por la Unión Europea dentro de la iniciativa EMPIR. [20]

1.8.2 Potencia y energía

La transición, de la medida de estas magnitudes, de la metrología analógica a la digital es la que más avances ha experimentado, hasta el punto de que la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología, entre ellos el CEM, basan sus patrones de medida en la metrología digital. Gracias a los avances experimentados en esta tecnología la transformación se ha trasladado a los contadores eléctricos que han sido sustituidos por los denominados contadores inteligentes, el termino inteligencia se entiende como la capacidad de proporcionar información.

Desde el punto de vista del impacto económico, la energía eléctrica implica la transacción económica de billones de euros, la medida de esta energía se realiza en varios puntos desde los centros de generación, a la red de alta tensión a las distribuidoras y a los distintos usuarios finales. Desde este punto el impacto de su medida es evidente.

Inicialmente la medida de energía se realizaba con convertidores térmicos que son muy precisos en la medida de tensiones e intensidades, pero no tanto en el desfase entre las mismas. Por otro lado, el esquema de la producción y distribución de energía eléctrica está experimentando un cambio sustancial. Las políticas llevadas a cabo para la conservación del medio ambiente han potenciado nuevas formas de producción de energía denominadas limpias, solar eólica, pilas de combustible etc. Del esquema de grandes centros de producción de energía que se distribuyen en una sola dirección se ha pasado a la generación distribuida siendo además esta bidireccional. A lo anterior hay que añadir el aumento de cargas no líneas que producen perturbaciones en la red.

Todo lo anterior supone que la medida de energía debe ir acompañada por la medida de su calidad, los denominados parámetros de calidad de red que solo puede logarse mediante sistemas digitales.

Los patrones de medida de energía digitales están basados en la conversión de una magnitud analógica a digital mediante el uso de convertidores digitales. La caracterización metrológica de dichos convertidores es esencial. La mejora de las medias de energía se logra mediante la mejora de dicha caracterización. El estado del arte de dicha caracterización se basa en la utilización de patrones cuánticos de alterna.

1.8.3 Puentes de comparación de impedancia

La comparación de impedancias se obtiene mediante los puentes de alterna [41]. El fundamento principal de estos puentes de alterna se basa en comparar la relación entre las impedancias y la relación entre dos tensiones.

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

La exactitud en el conocimiento de esta relación de tensiones es la base para conocer la relación entre impedancias. Si las impedancias son del mismo tipo se denomina puente de relación, si son de distinto tipo puente de cuadratura, este es el caso de la comparación entre resistencias y capacidades. Finalmente, el puente de Maxwell-Wien compara inductancia con capacidad y resistencia.

La relación más exacta entre tensiones en corriente alterna se consigue mediante la utilización de transformadores o también llamados divisores inductivos de tensión cuya relación depende fundamentalmente del número de espiras. Su caracterización se realiza por uno de estos dos métodos:

Método “Bootstrap” se comparan las tensiones de cada una de las salidas del divisor con una tensión fija del mismo valor que la salida y estable durante el proceso.

Método “Straddling” se comparan las tensiones de cada una de las salidas del divisor con una relación de referencia análoga que debe permanecer constante durante el proceso.

La figura 1-24 muestra tres puentes diferentes del Centro Español de Metrología, el de relación de impedancias del mismo tipo, el de relaciones de tensión y el de cuadratura.

Figura 1-24 Puentes coaxiales del CEM

La exactitud en estos puentes está limitada por la resolución que se puede obtener en la relación de tensiones, esta resolución está limitada por el número de divisores inductivos que se colocan en cascada, pueden llegar a 9 o 10, tal como se muestra en la figura 1-25:

Figura 1-25 Configuración en cascada de décadas de transformadores

La resolución que se puede detectar está limitada por el ruido, para reducir ese ruido se utilizan los denominados puentes coaxiales, compuestos por conductores coaxiales, en estos la corriente que circula por el interior es la misma que por el exterior, como consecuencia los campos magnéticos y eléctricos generados son nulos y por reciprocidad la influencia de los campos exteriores sobre el circuito es nula. En este tipo de puentes se definen las impedancias a cuatro pares de terminales para su conexión en los circuitos [39]:

Figura 1-26 Esquema de configuración de impedancia a cuatro terminales

Con esta configuración se elimina gran parte del ruido y la sensibilidad de la comparación puede llegar a partes en 10^{10} . Para que se cumpla esta condición, igualdad de corrientes, circuitos estáticos, es necesario el empleo de los denominados igualadores de corriente.

Con todo lo anterior con estos puentes se pueden comparar impedancias con mucha exactitud, pero con enorme complejidad. El desarrollo del puente de cuadratura del CEM ha sido el resultado de varios años de trabajo de un grupo altamente especializado. A lo anterior hay que añadir que la realización de una medida requiere varios días de trabajo con personal altamente especializado, se deben hacer más de 15 ajustes de cero en fase y cuadratura de forma manual, en distintas partes del puente de medida. Todos los ajustes afectan al resto por lo que se debe proceder de una forma iterativa.

En resumen, la instalación y operación de estos puentes requiere muchos recursos de personal altamente especializado.

Los esfuerzos han ido encaminados a la automatización de estos puentes. Un puente de medida está constituido por varios divisores inductivos de distintas resoluciones en relación con su función en el puente. Estos pueden tener hasta 9 -10 décadas y un puente puede disponer del orden de decenas de divisores. La utilización de motores que actúen sobre las décadas no es viable debido a su cantidad y a la dificultad de aislarlos del sistema de medida.

Un primer camino que se emprendió fue la utilización de divisores inductivos binarios [52] , pero su exactitud estaba lejos de los de décadas. Limitándose a aplicaciones muy determinadas que no requieren mucha exactitud en la relación de tensión.

El siguiente paso fue sustituir los divisores utilizados para conseguir las condiciones de operación del puente por convertidores digitales, se denominaron puentes asistidos y han facilitado enormemente la operación de los puentes [12] [53].

Para puentes con menor exactitud es ya posible su realización exclusivamente con convertidores digitales. [54] [55] [56] [57].

Finalmente es posible construir puentes comparando las relaciones de impedancia con relaciones de tensión obtenidas con patrones cuánticos de alterna. Se consigue trazar la relación de impedancias directamente a una relación con trazabilidad directa, pero con una complejidad muy alta. [58] [59]

A las limitaciones de los divisores inductivos hay que añadir que estos pueden únicamente generar tensiones en los ángulos de 0° y de -180° , lo que limita la comparación a impedancias a los ejes del campo complejo.

El desarrollo de convertidores digitales de altas especificaciones permitirá, sustituir los divisores inductivos por convertidores digitales, lo que supone:

- La completa automatización de los puentes de medida, reduciendo considerablemente los tiempos de instalación y operación. Las exactitudes obtenidas se irán aproximando a las conseguidas con los divisores inductivos sin las limitaciones anteriores.
- Poder comparar impedancias en cualquier zona del campo complejo ampliando considerablemente su campo de aplicación.
- Aplicar los desarrollos en los INMs a las aplicaciones industriales.

La exactitud de estos nuevos puentes depende de la caracterización de los convertidores digitales.

2 ESTADO DEL ARTE DE LOS PATRONES CUÁNTICOS DE TENSIÓN

2.1 Efecto Josephson

En 1962 Brian Josephson predijo teóricamente los efectos de conducción que se producirían asociados con los pares de Cooper [1] en muestras formadas por dos capas superconductoras separadas por una capa aislante intermedia de espesor del orden de los nm (10^{-9}m). Este tipo de configuración se llamó unión Josephson en honor a su descubridor. Los efectos que se producían en este tipo de uniones fueron experimentalmente demostrados por Shapiro [60].

En particular cuando la unión se conecta a una fuente externa se detectan dos efectos denominados efecto Josephson de corriente continua y de corriente alterna.

Corriente continua

$$I = I_c \sin \varphi \quad 2-1$$

Siendo I_c la corriente crítica, máxima corriente que puede circular sin producir caída de tensión en la unión. φ representa el desfase entre las funciones de onda macroscópicas de los dos superconductores.

Corriente alterna

Cuando se excede la corriente crítica aparece una caída de tensión en la unión que a su vez produce una corriente alterna de frecuencia f_J . Si la unión se irradia con una onda de frecuencia f se producen escalones de tensión que cumplen la siguiente relación:

$$V_n = n(\hbar/2e)f \quad 2-2$$

Siendo e y h las constantes de la carga del electrón y de Planck respectivamente y n un número entero. Al cociente $2e/h$ se le suele llamar constante de Josephson.

Figura 2-1 Esquema del efecto Josephson en alterna y fotografía de una unión [65]

De todos estos efectos, el que es de aplicación metrológica es el efecto Josephson en corriente alterna. Consiste en que al irradiar una unión Josephson con una señal de muy alta frecuencia, se produce una diferencia de tensión entre los dos superconductores. Esta diferencia de tensión se produce de forma discreta, solo puede ocurrir para ciertos valores concretos. En definitiva, en la unión se generan distintos valores de tensión continua a intervalos regulares.

Como se deduce de la segunda ecuación, el efecto Josephson es un sistema no lineal. Por otro lado, la unión no ideal presenta una resistencia R y una Capacidad C en paralelo, que modifican la segunda ecuación para considerar el flujo de corriente que circula por la resistencia y capacidad, resultando en una ecuación diferencial no lineal de segundo orden. Este modelo produce comportamientos aleatorios lo que obliga a un diseño detallado de determinados parámetros que permitan la utilización de este efecto como patrón cuántico de tensión. Para facilitar su estudio Stewar y Mc Cumber [61] propusieron el modelo de una unión con componentes resistivos y capacitivos en paralelo denominada RCJS de su acrónimo en inglés.

Figura 2-2 Esquema de Stewart y Mc Cumber representando una unión Josepson [65]

Cuando la corriente se distribuye de forma uniforme sobre una unión de ancho w y de longitud l , perpendiculares a la corriente y J_c es la densidad de corriente crítica

$$I_c = w l J_c \quad 2-3$$

Un parámetro fundamental de la unión es el denominado de McCumber definido como:

$$\beta_c = \frac{2e}{h} I_c R^2 C \quad 2-4$$

En el caso que

$$\beta_c \gg 1$$

La curva de respuesta Intensidad-tensión presenta un comportamiento histerético y se pueden obtener escalones de tensión para cualquier número entero con la misma corriente de polarización o con corriente nula. Este tipo de uniones es la utilizada actualmente para los patrones cuánticos de tensión en corriente continua.

En el otro extremo

$$\text{Si } \beta_c \leq 1$$

La respuesta Intensidad-tensión presenta un comportamiento no histerético. Para situarse en un escalón determinado de tensión es necesario polarizar la unión con una corriente determinada. Este tipo de unión es la utilizada en los patrones cuánticos de tensión en corriente alterna del tipo programable.

La figura 2-3 presenta la respuesta de la curva I-V para ambos casos.

Figura 2-3 respuesta de la curva I-V en el caso a) para uniones no hysteréticas y b) para uniones hysteréticas. [65]

2.2 Evolución de los patrones basados en el efecto Josephson [62] [63].

Los primeros patrones de tensión basados en el efecto Josephson estaban constituidos por una sola unión, del tipo no histéretica, produciendo tensiones del orden de mV que no eran suficiente para dar trazabilidad a los patrones de transferencia de tensión continua que requerían valores del orden 1V a 10 V. La solución estaba en conectar varias uniones en serie, con la dificultad de que todas las uniones deberían estar polarizadas con una corriente que asegurase que se encontrase dentro del escalón. Esto hacía difícil operar muchas uniones lográndose alcanzar los 100 mV con 20 uniones, cada una con su fuente de polarización. La complejidad de realizar estos ajustes hizo que se abandonase este camino. Levinsen sugirió la forma de solucionar el problema de la polarización utilizando uniones hysteréticas que no requerían corriente de polarización. Basándose en esta idea en 1985 se consiguió la fabricación de un patrón cuántico de 1 V. La mejora en las tecnologías de fabricación de circuitos integrados proporcionó la obtención del primer array capaz de generar 10 V.

Sin embargo, la configuración del sistema de generación es muy complejo lo que prácticamente limita su uso a los Institutos Nacionales de Metrología.

La siguiente figura muestra de forma esquemática la configuración de los distintos instrumentos que constituyen el patrón para la calibración de patrones de transferencia de continua.

Figura 2-4 Esquema de configuración de los distintos instrumentos que constituyen el patrón Josephson de tensión en corriente continua. [66]

El sistema requiere los siguientes componentes:

Un criostato para llevar la muestra a temperaturas criogénicas.

Un apantallamiento magnético

Una fuente para polarizar la muestra Josephson. Se utiliza un generador de onda triangular para visualizar la respuesta I-V en el osciloscopio. Esto permite medir la corriente crítica y visualizar los escalones en orden de ajustar la potencia.

Una fuente de radiación de microondas, así como una guía de ondas para irradiar las uniones. La fuente es proporcionada por un diodo Gunn que debe tener la potencia suficiente para radiar la muestras, del orden de 15 mW en el array.

Un atenuador para ajustar la potencia de microondas a las condiciones de operación.

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Un acoplador direccional para llevar esta señal de microondas a la referencia de frecuencia externa.

Un osciloscopio para poder observar la curva I-V del patrón Josephson

Un contador capaz de medir frecuencia con muy alta exactitud en el rango de los GHz.

Circuitería externa (cables, conmutadores, filtros de radiofrecuencia) para conectar el patrón Josephson al instrumento a calibrar, la fuente de polarización y la conexión al osciloscopio.

Figura 2-5 Fotografía de un array de 10 V del NIST [66]

Solventadas estas dificultades el problema para las referencias de tensión continua estaba resuelto, las investigaciones posteriores han estado encaminadas en simplificar el sistema, especialmente en lograr producir el efecto Josephson a temperaturas superiores, concretamente a la temperatura de nitrógeno licuado mucho más asequible que el helio licuado. [6]

2.3 Patrones Josephson de alterna

Una vez superado el reto de disponer de un patrón cuántico en corriente continua el objetivo se centró en lograr un patrón basado en este efecto en alterna.

2.3.1 Patrón Josephson programable

Estos patrones se basan en producir una onda sinusoidal mediante sintetización de escalones como se muestra en la figura 2-6 [16], [64] [65] [59] [46]:

Figura 2-6 Esquema de una señal en corriente alterna sintetizada mediante escalones cuánticos [65]

Para lograrlo se utilizaron uniones Josephson no histeréticas, el cambio de un escalón a otro se conseguía cambiando la corriente de polarización. La limitación estaba en que el tiempo necesario para conmutar entre dos corrientes de polarización producía incertidumbres muy superiores a las deseadas en el valor eficaz de la señal generada.

Para solventar este problema se diseñaron los Patrones Josephson Programables PJVS en su acrónimo en inglés. La siguiente figura muestra esquemáticamente la configuración de este tipo de dispositivo.

C. A. Hamilton et al., *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 44 (1995) 223

Figura 2-7 Esquema de un patrón binario de uniones Josephson

Las uniones están divididas en segmentos o “subarrays”, cada uno de ellos con un número de uniones que sigue una progresión binaria. Esto permite seleccionar cualquier número de uniones con un número reducido de fuentes de corriente de polarización. La ventaja con respecto a las multiuniones convencionales es el menor tiempo para generar un escalón y la alta estabilidad de los escalones fijados. Con este sistema se obtiene un convertidor cuántico digital analógico de varios bits. Su gran limitación estriba en que las oscilaciones que se producen entre escalones hacen que la señal no esté cuantificada durante las mismas, por lo que su valor eficaz tampoco lo está. La solución de incluir filtros, análogamente a los convertidores digitales convencionales, no es aceptable al separarse la señal generada de esta forma de una onda cuantificada. En el apartado de estudio del estado del arte se presentan distintas formas de solucionar este problema, fundamentalmente mediante el uso del muestreo diferencial.

2.3.2 Patrón Josephson generador de onda sintetizada

Un camino alternativo para obtener la señal de alterna lo propusieron Hamilton y Benz en 1996 consiguiéndose 10 años más tarde su realización práctica [66] [17] [67] [68], se basa en variar la frecuencia de la señal que irradia las uniones en lugar de cambiar el número de escalón, como se desprende de la ecuación del efecto Josephson, que relaciona la tensión con un número entero, la constantes de Planck, la carga del electrón y la frecuencia. En Europa estas investigaciones han estado financiadas por el proyecto Q-WAVE. [13].

$$V_n = n \left(\frac{h}{2e} \right) f \quad 2-5$$

La dificultad de la aplicación directa de esta idea radica en que, al modificar la frecuencia de la señal radiada de forma sinusoidal, a determinadas frecuencias la potencia de la señal aplicada no es suficiente para producir valores cuantizados.

Para solucionar esta limitación se radio la unión variando la frecuencia de un tren de pulsos. El fundamento es el siguiente, cuando una unión es irradiada con un pulso de tensión, esta responde con otro pulso de tensión, de forma que el valor de la tensión resultante de integrar el pulso completo está cuantificado, de esta forma un pulso de tensión no cuantificado es convertido en un pulso que si lo es. Aumentando el número de uniones se amplía la amplitud del pulso. En definitiva, radiando la unión con un tren de pulsos la respuesta será un tren de pulsos cuantificado. La tensión de salida será proporcional al número de uniones y a la frecuencia de repetición de pulsos. Variando la frecuencia de repetición de pulsos con el tiempo se obtiene la forma de onda deseada. La figura 2-8 muestra la realización práctica de este patrón.

Figura 2-8 Esquema de generación de señal mediante pulsos [65]

Los pulsos se obtienen combinando un generador de pulsos y la salida de señal mediante un generador de onda arbitraria, estos dos elementos son comerciales, como los pulsos son modulados por la señal arbitraria, esta señal aparecerá con la señal deseada. Esta

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

se filtra mediante filtros capacitivos. Como estos filtros atenúan los pulsos se utiliza otro generador de onda arbitraria para reestablecer el nivel de los pulsos.

Finalmente, la perfecta cuantificación de la señal está afectada por los cables que conectan el array situado en el criostato a la temperatura del helio licuado y donde se conecta el instrumento a temperatura ambiente.

3 ESTADO DEL ARTE EN LA CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES

3.1 Estudio de los métodos publicados para la caracterización de convertidores digitales.

Una de las primeras actividades que se realizaron y que posteriormente motivaron en gran parte la investigación realizada en esta tesis fue el estudio de los métodos publicados para la caracterización de convertidores digitales, al objeto de determinar su posible aplicación **en el campo de la metrología, como sustitutos de los convertidores térmicos en la medidas de corriente alterna y de los divisores inductivos en los puentes de impedancia**. Esta actividad fue parcialmente financiada dentro de las actividades del proyecto Q-wave [13].

De las normas consideradas la descripción más completa y amplia se encontró en las normas “IEEE Standard for terminology and Test methods for Analog to Digital converters. IEEEStd-2010” Se resume a continuación dicho estudio.

3.1.1 Parámetros de transferencia estática.

La función de transferencia estática de un convertidor digital relaciona la salida del convertidor al aplicar una señal de tensión en corriente continua. Varios parámetros caracterizan esta función de transferencia: no linealidad integral, no linealidad diferencial, monotonicidad, histéresis, ganancia estática y offset.

Estos parámetros están tratados en las siguientes secciones de la norma:

“6. Locating code transitions”, “7.4 Static gain and offset” “ 8.2 .Integral non linearity”, “8.3 Absolute accuracy error”, “ 8.4 Differential nonlinearity”, “ 8.6 Monotonicity”, “ 8.7 Hysteresis”.

Para la caracterización de la función de transferencia estática de convertidores digitales de alta precisión es necesario utilizar nuevos patrones, concretamente patrones

cuánticos o patrones de transferencia con trazabilidad a los mismos. A la utilización de estos nuevos patrones se hace necesario añadir el cálculo de incertidumbres.

3.1.2 Transferencia dinámica.

La función de transferencia dinámica de un convertidor digital relaciona la salida del convertidor al aplicar una señal variable en frecuencia y amplitud. Determinados algoritmos son necesarios para relacionar las muestras adquiridas con la señal de entrada. Varios parámetros caracterizan esta función de transferencia, armónicos y distorsión espuria, distorsión de intermodulación, relación de potencia de ruido y **respuesta en frecuencia**.

Estos parámetros están tratados en las siguientes secciones de la norma:

“8.8 Harmonic and spurious distortion, 8.9 Intermodulation distortion, 8.10 Noise power ratio, 11. Frequency response parameters.

Para la caracterización metrológica de estos parámetros son necesarios métodos que incorporen patrones con trazabilidad al SI. Igualmente se hace necesaria la evaluación de incertidumbres.

3.1.3 Tiempo de estabilización.

Tiempo requerido para que la salida del convertidor alcance su estabilidad dentro de unos límites definidos en respuesta a la aplicación de una señal escalón.

Estos parámetros están definidos en la norma en las siguientes secciones 10.4 Settling time parameters, 10.5 Transition duration of step response, 10.6 Overshoot and precursors.

Se hace necesario disponer de generadores de señal escalón que mejoren la pendiente del escalón y generen una señal que mejore considerablemente su aproximación al escalón ideal.

Como en los casos anteriores el procedimiento debe incorporar el cálculo de incertidumbres

3.1.4 Ruido

Cualquier desviación de señal de salida con respecto a la de entrada sin considerar las desviaciones debidas a las causadas por la ganancia y el desfase, variaciones en el nivel de continua y la distorsión total.

Esta característica se trata en los siguientes apartados de la norma:

Section 9.2 signal- to-noise-and distortion ratio, 9.3 Signal-to-noise ratio. 9.4 Effective number of bits, 9.5 Random noise

El nivel de ruido de los generadores propuestos no es suficientemente bajo para caracterizar los convertidores de alta precisión. Como en los parámetros anteriores se hace necesario incorporar en el procedimiento el cálculo de incertidumbres

3.1.5 Influencia del tiempo de apertura.

Este factor no está considerado en la norma, pero para obtener la mayor precisión posible en la utilización de los convertidores digitales integradores de señal es necesario evaluar la influencia del tiempo de apertura en su respuesta estática y dinámica con el objeto de aplicar las correcciones correspondientes a cada tiempo de apertura. Así mismo debe evaluarse la respuesta en frecuencia para los distintos tiempos de apertura. El procedimiento para esta evaluación debe incorporar el cálculo de incertidumbres.

3.1.6 Influencia de las condiciones ambientales

Los convertidores digitales utilizados en aplicaciones metrológicas operan en laboratorios cuyas condiciones ambientales se mantienen dentro de ciertos límites controlados. La incertidumbre debida a estas variaciones debe ser evaluada.

3.1.7 Resumen

En el cuadro 3-1 se resumen los parámetros anteriores indicando las mejoras que deben incorporar los nuevos procedimientos:

Cuadro 3-1 resumen de los parámetros de caracterización de convertidores digitales

Group	Parameter	Seccion	Mejoras necesarias
Función de transferencia estática	Static gain and offset	7.4	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Integral non linearity	8.2	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Absolute accuracy error	8.3	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Differential nonlinearity	8.4	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Monotonicity	8.6	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Hysteresis	8.7	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
Función de transferencia dinámica	Harmonic and spurious distortion	8.8	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Intermodulation distortion	8.9	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Noise power ratio	8.10	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Frequency response parameters	11	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
Tiempo de respuesta	Settling time	10.4	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres

	Transition duration of step response	10.5	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	Overshoot and precursors	10.6	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
Ruido	<i>signal- to-noise-and distortion ratio</i>	9.2	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	<i>Signal-to-noise ratio</i>	9.3	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	<i>Effective number of bits</i>	9.4	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
	<i>Random noise</i>	9.5	Mejora de patrones y cálculo de incertidumbres
Otros	Time aperture influence	NA	Desarrollar procedimiento
	Temperature and humidity influence	NA	Desarrollar procedimiento

3.2 Trabajos publicados para la caracterización de convertidores digitales

En este apartado se resume el estudio realizado de los trabajos publicados para la caracterización de convertidores digitales. Del mismo se deduce la no existencia de una caracterización precisa de la respuesta en frecuencia de los convertidores en el rango de frecuencias objeto de esta tesis. Los trabajos publicados estaban o lejos del campo de frecuencias, utilizando patrones Josephson programables o en el caso de cubrir el rango de frecuencias las incertidumbres eran del algún orden de magnitud superior a la buscada, utilización de convertidores térmicos como referencia.

No obstante, resultados parciales asociados a estos trabajos han servido como soporte a la investigación realizada en esta tesis.

En relación con el tratamiento de datos se ha hecho uso de los métodos de ajuste por mínimos cuadrados o ajuste por senos y el análisis neuronal. La utilización de estos dos métodos basados en algoritmos diferentes, pero produciendo resultados iguales han servido para verificar la posible existencia de errores sistemáticos en la caracterización del convertidor debidos al proceso de datos.

En relación con la utilización del patrón Josephson Programable los rangos cubiertos de frecuencias, hasta del orden de 400 Hz estaban muy lejos del objetivo de esta tesis, realizar la caracterización hasta 20 kHz, pero sin embargo algunos resultados parciales han sido utilizados para determinar algunas de las características del convertidor, necesarias para definir la configuración de las medidas.

Los trabajos de esta tesis se iniciaron con la evaluación de los distintos componentes del sistema de medida de potencia del CEM por muestreo digital, y en especial la variación de la amplitud con la frecuencia de los convertidores digitales con trazabilidad a convertidores térmicos y la variación del error de desfase entre los dos convertidores. De este estudio se concluyó que para obtener incertidumbres menores de $5 \mu\text{W}/\text{W}$ era necesario una caracterización en el estado del arte de los convertidores digitales.

En relación con la utilización del patrón cuántico generador de onda sintetizada este había sido utilizado para la caracterización de algunos de los parámetros, como ruido del digitalizador o el efecto del denominado “jitter” en la base de tiempos.

El patrón cuántico programable había sido utilizado para evaluar la repuesta hasta frecuencias del orden de 400 Hz. Este mismo patrón se ha utilizado para evaluar el tiempo de estabilización requerido por el convertidor entre muestras.

Respecto a este patrón cuántico programable, se ha realizado el estudio de los métodos utilizados para generar una onda sintetizada solventando el problema de las transiciones entre escalones y con trazabilidad directa a la nueva definición del SI de unidades.

Previo a los ensayos con patrones cuánticos, se procedió, durante varios meses en el laboratorio, a ensayar la caracterización mediante una fuente digital desarrollada en el proyecto Q-wave. Estos trabajos sirvieron para adquirir experiencia, definir el sistema de medida y establecer las condiciones óptimas de muestreo.

3.2.1 Experimentación basada en convertidores térmicos

Patrick Espel [14] y otros utilizaron una fuente de alterna para caracterizar la respuesta en frecuencia del convertidor digital en el rango de 1 V. La fuente de alterna es caracterizada simultáneamente mediante convertidores térmicos. Las medidas se realizan utilizando un sistema de muestreo coherente y el valor eficaz de la tensión proporcionada por el convertidor digital se obtenía mediante la transformada de Fourier. El convertidor bajo prueba era el multímetro 3458 operando en la función DCV. En este artículo se evalúa la influencia del tiempo de apertura, el tiempo muerto o tiempo de espera necesario entre la adquisición de muestras, la influencia de la frecuencia de muestreo y finalmente la respuesta dinámica del convertidor. Respecto a la influencia del tiempo de apertura se obtienen resultados similares a otros estudios siendo este un parámetro que ha de definirse en la caracterización. Las conclusiones del estudio son que la frecuencia de muestreo no tiene influencia en las medidas siempre que esta se encuentre dentro de unos límites determinados por la relación entre el tiempo de apertura y el tiempo muerto. En referencia a la respuesta dinámica, determina esta para diferentes tiempos de apertura. El estudio no realiza una evaluación de incertidumbres.

Gabriella Crotti [15] propone y compara los resultados obtenidos con tres métodos diferentes para caracterizar la respuesta en frecuencia del convertidor. El primero de ellos se basa en la comparación de los resultados obtenidos por dos convertidores operando en los modos DCV (convertidor en caracterización) y DSDC. El segundo basa la obtención de la respuesta en frecuencia midiendo la impedancia de entrada del convertidor. Finalmente, el tercer método se basa en la utilización de una fuente calibrada con convertidores térmicos. Las incertidumbres obtenidas con el primer método son del orden de 150 $\mu\text{V/V}$, Las incertidumbres obtenidas con el método consistente en la medida de la impedancia de entrada, son del orden de 120 $\mu\text{V/V}$. Finalmente utilizando una fuente caracterizada con convertidores térmicos las

incertidumbres obtenidas en el rango de 1 V y para frecuencias de hasta 5 kHz es del orden de 5 $\mu\text{V/V}$.

Ricardo Luzzolino [69] utiliza también una fuente caracterizada mediante convertidores térmicos para obtener la respuesta en frecuencia del convertidor digital hasta 1 kHz, en su artículo solo estudia la componente de incertidumbre debida a la dispersión de diferentes medidas.

Rado Lapuh y otros obtiene la respuesta en frecuencia de la función DCV del 3458 comparando los resultados obtenidos con el sistema de muestreo y un multímetro de alterna de alta precisión en el rango de 20 Hz a 20 kHz. El objetivo era encontrar un modelo de filtro de entrada del convertidor digital que fuese aplicable a todas las frecuencias. Los resultados muestran que las desviaciones, a distintas frecuencias respecto al modelo propuesto deben ser investigadas.

3.2.2 Experimentación con PJVS

Ricardo Luzzolino y otros [69] utilizan tres referencias distintas para caracterizar sistemas de media basados en muestreo digital. Una fuente de alterna trazada a convertidores térmicos, un patrón Josephson programable y la comparación con otro sistema de muestreo digital.

En lo referente a la utilización del patrón Josephson programable. La transición entre dos escalones del patrón cuántico es utilizada para determinar el tiempo de estabilización del convertidor digital. Por otro lado, generando una onda sinusoidal sintetizada de 62,5 Hz determina la no linealidad integral. Finalmente utilizando escalones del patrón cuántico programable determina la resolución efectiva.

Waldemar G. Kurten y otros [70] utilizan una señal triangular generada mediante un patrón cuántico programable en el rango de frecuencias de 11 Hz a 400 Hz. Las medidas

se realizaron mediante muestreo coherente y tratando las muestras mediante la transformada de Fourier.

Frederic Overney y otros [71] utilizan un patrón cuántico programable para evaluar el ruido, la repuesta a una señal escalón y la no linealidad integral de tres convertidores digitales diferentes, entre ellos el basado en la función DCV del 3458.

Helko E. van den Brom y otros [72] utilizan un patrón cuántico programable para determinar algunas características de la función DCV del 3458. En particular la influencia del tiempo de retraso entre muestras, la influencia del tiempo de apertura, y la influencia del número de muestras por periodo. Para solucionar el problema de las transiciones entre los distintos escalones del generador cuántico solo toman muestras durante el tiempo en que el escalón cuántico está estabilizado. En este artículo de nuevo se observa la dependencia de las medidas con el tiempo de apertura.

3.2.3 Error producido en los cables en los patrones basados en JAWS

La mayor limitación en la aplicación del patrón cuántico generador de onda arbitraria es la debida a la caída de tensión que se produce en los cables que conectan el array introducido en un Dewar a temperatura del helio licuado y el instrumento bajo calibración a temperatura ambiente, diversos estudios se han realizado para evaluar y/o mitigar esa caída de tensión:

Helko van der Brom y otros [73] evaluaron su influencia y posible mitigación para corregir esta influencia, el estudio lo hicieron utilizando el patrón generador de onda sintetizada del PTB, que es el mismo al utilizado en esta tesis. La hipótesis de partida es que esta variación de tensión se genera por las ondas reflejadas en la alta impedancia de entrada del instrumento bajo prueba. De acuerdo con esta teoría la variación en la tensión debe ser proporcional a la raíz de la longitud de los cables. Para comprobarlo se introdujo el array en un criostato de dimensiones más reducidas al utilizado habitualmente, disminuyendo con ello la longitud de los cables de 1,5 m a 0,7 m. Para

su evaluación se conectó en ambos casos un convertidor térmico a la salida del array y se compararon los valores medidos por el convertidor en ambas configuraciones. Se generaron ondas sinusoidales desde 1 kHz hasta 1 MHz, para dos tensiones 20 mV y 50 mV, siendo la diferencia solo atribuible a la longitud de los cables. Los valores obtenidos coinciden con la hipótesis de partida. Esta hipótesis se verificó realizando las medidas con diferentes longitudes de cable.

Piotr S. Filipski y otros [74] realizaron la evaluación del error producido en los cables de conexión del generador de onda sintetizada diseñada por el NIST. Para ello se basaron en los resultados obtenidos al comparar dos convertidores térmicos primero directamente aplicando señales de alterna y continua a los dos convertidores conectados en paralelo mediante una T, y posteriormente añadiendo entre uno de los lados de la T y uno de los convertidores los mismos cables de conexión que los utilizados para conectar el array del patrón cuántico. Las diferencias entre los resultados son achacables a los cables de conexión.

3.2.4 Patrones de alterna basados en patrones Josephson programables

La gran limitación de la utilización del patrón Josephson programable radica en la imposibilidad de eliminar las oscilaciones de tensión que se producen en los cambios de escalón en la generación de la onda sintetizada, durante estos periodos de transición la señal generada no está cuantificada. Diversos métodos se han investigado para abordar esta limitación. Se resumen a continuación los más significativos:

Charles J. Burroughs y otros [16] en el NIST investigaron que las diferencias entre el valor eficaz de la señal generada con el PJVS y la ideal dependen de los parámetros de polarización del array. Es posible ajustar esos parámetros de forma que haga nula esa diferencia, a ese punto lo denominaron “punto especial de operación”. Para encontrar ese punto, caracterizaron primero un convertidor analógico digital utilizando el propio patrón cuántico programable calculando sus errores en ganancia y offset.

Posteriormente utilizaron el convertidor para encontrar el punto especial de operación. Este sistema no puede utilizarse para generar señales cuantificadas de alta pureza espectral limitándose a aplicaciones en las que solo es necesario conocer el valor eficaz.

Para resolver el problema J.M. Williams y otros [75] en el NPL utilizaron un generador digital analógico filtrando las transiciones. La salida de este generador se corrige muestreando mediante un amplificador diferencial la amplitud de la diferencia entre la señal generado por el sintetizador y la señal equivalente generada por el patrón cuántico. La amplitud y fase del patrón cuántico se ajustan para que la diferencia entre las dos señales sea lo menor posible. La toma de muestras de la diferencia se ajusta para que esta se realice en la zona estable de los escalones cuánticos. En estas condiciones la trazabilidad de la señal sintetizada solo depende de la medida de las diferencias. Haciendo que estas diferencias sean lo menores posible y caracterizando la ganancia estabilidad y linealidad del amplificador diferencial se puede conocer el valor eficaz de la señal sintetizada con referencia cuántica con muy baja incertidumbre. La señal generada la verificaron por comparación con convertidores térmicos.

Blaise Jeanneret y otros [76] en el instituto suizo de metrología METAS idearon lo que denominaron un sintetizador enclavado a un patrón Josephson de tensión. La idea era similar a la propuesta por el NPL, pero añadiendo un sistema de realimentación que varía la salida del sintetizador de forma que la diferencias entre el sintetizador y el patrón Josephson se acerquen a cero. El sistema está constituido por tres componentes principales, el patrón Josephson, un generador de onda sintetizada y un digitalizador de precisión. El sistema proporciona el valor eficaz de la señal con muy baja incertidumbre para frecuencias inferiores a 1 kHz. El sistema se verificó por comparación con convertidores térmicos.

Jinni Lee y otros [77] en el PTB diseñaron lo que llamaron un voltímetro cuántico basado igualmente en el método diferencial. La señal sintetizada la proporciona un calibrador comercial. En este caso los valores de la diferencia durante las transiciones son eliminados de la medida. En su trabajo evaluaron la influencia de distintos parámetros

como el número de escalones de la señal cuántica sintetizada o el número de muestras eliminadas. La ganancia y linealidad del digitalizador se caracterizó con el propio patrón Josephson. Con este sistema pueden obtener el valor eficaz de la señal. El sistema se verificó inicialmente por comparación con convertidores térmicos. Posteriormente se realizó una comparación con un generador cuántico de onda sintetizada obteniéndose muy buenos resultados, pero solo hasta la frecuencia de 250 Hz.

Alain Rüfenacht y otros [78] investigaron las actuaciones de distintas técnicas de muestreo digital, utilizando un array de 10 V, un calibrador comercial y el digitalizador 3458.

3.2.5 Evaluación de incertidumbres del análisis neuronal

J.R. salinas y otros [79] aplicaron por primera vez el análisis neuronal para obtener el espectro de señales digitalizadas. Posteriormente se realizó un trabajo de investigación para evaluar las incertidumbres del citado análisis utilizando el método de Monte Carlo [80]. Simultáneamente en este estudio se realizó una comparativa de los resultados e incertidumbres obtenidas procesando las muestras correspondientes a una señal digitalizada mediante el análisis neuronal, la transformada de Fourier y el ajuste por mínimos cuadrados a la función senos. En este estudio se consideraron principalmente dos componentes de incertidumbre el jitter en el tiempo y la cuantización de las muestras. Respecto al jitter se consideró una distribución rectangular. Respecto a la cuantización se estudió su efecto para tres valores del número de bits del digitalizador. En estas condiciones se generaron señales simuladas correspondientes a las variaciones anteriores, para la aplicación del método de Monte Carlo se consideró para cada parámetro de influencia un millón de combinaciones de las variables.

3.3 Conclusiones del estudio del estado del arte.

La norma “IEEE Standard 1241 2010” asume que los patrones utilizados para la caracterización de los convertidores digitales superan significativamente las prestaciones de los convertidores, sin embargo, las prestaciones de las últimas generaciones de convertidores desarrollados por la industria superan ampliamente las exactitudes de estos patrones. Por otro lado, las normas mencionadas adolecen de un elemento fundamental de la trazabilidad como es la estimación de incertidumbres. Finalmente, la norma no contempla la influencia de determinados parámetros que son imprescindibles para su utilización en la metrología con bajas incertidumbres como es la influencia de la temperatura, la humedad o el tiempo de apertura. Finalmente, los métodos de caracterización deben incluir un procedimiento para el cálculo de incertidumbres.

En esta tesis se aborda un procedimiento para la determinación de la respuesta en frecuencia, siendo un parámetro que habiendo sido evaluado en diferentes trabajos se consideró que una caracterización más exacta era necesaria para su aplicación a la metrología digital y especialmente al análisis de señales dinámicas. El procedimiento incluye el cálculo de incertidumbres. Se hace también una evaluación de la influencia de la temperatura y la caracterización con distintos tiempos de apertura.

CAPÍTULO II TRABAJOS PREVIOS A LAS PRUEBAS EXPERIMENTALES

4 ESCALACIÓN EN INTENSIDAD

En las medidas de corriente alterna, los convertidores térmicos o digitales, solo pueden utilizarse para intensidades del orden de mA, para alcanzar valores del orden de 100 A se constituyen patrones para distintas intensidades combinando el convertidor con shunts en paralelo de forma que la corriente que circula por el convertidor está limitada al máximo valor admisible y el shunt tiene el valor adecuado de forma que la corriente total sea la deseada.

En el caso de convertidores térmicos se parte de un valor conocido de las diferencia acdc de un convertidor térmico y mediante comparaciones sucesivas con combinaciones de convertidor y shunts se van obteniendo los valores a intensidades cada vez más altas. Cada valor se compara con el siguiente aplicando la intensidad que corresponde a la mitad del rango del de mayor valor. Esta comparación se realiza conectando los dos patrones en serie con una fuente de intensidad. Dos elementos son fundamentales en este escalado, que el comportamiento de cada combinación de shunt y convertidor térmico sea igual o varié de forma conocida al aplicar la intensidad total y la mitad de ese valor y que durante la comparación la intensidad que circula por los dos patrones sea la misma. Estos dos elementos son igualmente fundamentales, al sustituir los convertidores térmicos por convertidores digitales, la diferencia es que los convertidores térmicos solo proporcionan el valor eficaz de la corriente alterna y los digitales la información completa de la señal. Como trabajo previo se realizó un estudio teórico y experimental de este escalado con convertidores térmicos [16]. La figura 4.1 muestra de forma esquemática la configuración de medida para la comparación de dos combinaciones de patrones de intensidad.

La mayor aportación de este trabajo fue la evaluación y corrección de los elementos críticos que pueden conducir a grandes errores tras varias etapas de escalado. El estudio más complejo corresponde a las fugas de corriente, que pueden hacer que la corriente que circula por los convertidor no sea la misma, debido a capacidades parásitas entre los conductores y los apantallamientos, y entre los conductores y/o apantallamientos y tierra, se estudió y configuró el sistema de medida para eliminarlas o minimizarlas.

Respecto a la influencia de la variación de intensidad de corriente se ideó un método para su evaluación y corrección. En el artículo publicado [16] se describen con detalle estos efectos. Esta escalación fue validada mediante una comparación internacional [17]. Este estudio será trasladable a la escalación con convertidores digitales.

Figura 4-1 Configuración de escalado en intensidad

5 CARACTERIZACIÓN MEDIANTE CONVERTIDORES TÉRMICOS.

Para la caracterización de la variación de la amplitud con la frecuencia [82] se utilizó una fuente de alterna caracterizada mediante convertidores térmicos, la figura 5-1 muestra gráficamente los resultados obtenidos en la caracterización en amplitud de uno de los convertidores.

Figura 5-1 Variación de la amplitud con la frecuencia

En cuanto al error en desfase a distintas frecuencias, se partió de la hipótesis que este solo dependía de la diferencia del ancho de banda de los dos digitalizadores y que la variación era lineal con la frecuencia. Esto suponía introducir en el proceso de datos un desfase de tiempos. Para determinar este desfase se aplicó a los dos convertidores la misma señal de tensión alterna en paralelo, utilizando el mismo tipo y longitud de cables, se obtuvo el desfase entre los dos digitalizadores y mediante su relación con la frecuencia se determinó la constante de tiempo a aplicar. La medida se repitió intercambiando la posición de los digitalizadores para descartar la influencia de cualquier asimetría en la aplicación de la señal.

Para verificar esta hipótesis se realizó la medida del desfase utilizando un generador de potencia eléctrica de alta estabilidad y exactitud. La figura 5-2 muestra de forma gráfica el cumplimiento de dicha hipótesis. Esta forma de corrección del error en la medida del

desfase ha sido aplicada en el vatímetro digital desarrollado en el proyecto Trace-PQM [21].

Figura 5-2 Error de desfase para distintos ángulos

De este estudio se concluye que para disminuir las incertidumbres en la medida de potencia a valores inferiores a $15 \mu\text{W}/\text{W}$ es necesario utilizar patrones cuánticos para la caracterización de la respuesta en frecuencia en amplitud de los convertidores, la medida del desfase depende de una medida de tiempo que se puede obtener con mucha exactitud.

6 SELECCIÓN DEL CONVERTIDOR DIGITAL PARA LA REALIZACIÓN EXPERIMENTAL

El método desarrollado en esta tesis es aplicable a cualquier convertidor digital, la caracterización de estos esta descrita de forma amplia en las normas, sin embargo, estas normas adolecen de dos elementos fundamentales para la metrología la trazabilidad y la incertidumbre de medida elemento sin el cual la trazabilidad carece de sentido. Existen varios convertidores en el mercado con distintas propiedades de las indicadas en la norma, frecuencia de muestreo estabilidad, resolución etc. De especial importancia es el multímetro desarrollado por Hewlett- Packard y puesto en el mercado en 1988. 30 años después no existe otro producto que supere sus características digitalizadoras en baja frecuencia. Por este motivo este instrumento ha sido y sigue siendo utilizado por la mayoría de los Institutos Nacionales de Metrología. En estos años se ha desarrollado una intensa labor investigadora para determinar sus características y con ellos reducir las incertidumbres de medida en sus aplicaciones. Los trabajos anteriores muestran la necesidad de conocer de forma más exacta, su respuesta en frecuencia, para distintos tiempos de apertura. Por este motivo este es el digitalizador elegido para la aplicación experimental del procedimiento desarrollado en este trabajo, la disponibilidad de un patrón cuántico generador de onda arbitraria logrado en el PTB con investigaciones financiadas parcialmente por el proyecto europeo Q-Wave [22] ha permitido finalmente lograr este objetivo.

Las características de este convertidor están ampliamente descritas en la literatura, se resumen a continuación sus características principales.

Dispone de varias formas de operación como digitalizador, el denominado por el fabricante como modo DCV con la que se consigue las mayores exactitudes en baja frecuencia y el modo directo en el que se puede aumentar la frecuencia de muestreo disminuyendo la exactitud la resolución y aumentando el ruido. Este trabajo se centra en el modo DCV ya que solo en este modo se pueden lograr las exactitudes necesarias para poder reemplazar a los convertidores térmicos como patrones de transferencia.

CAPÍTULO II TRABAJOS PREVIOS A LAS PRUEBAS EXPERIMENTALES

En el modo DCV la señal es adaptada para su aplicación al convertidor analógico digital, que digitaliza la señal mediante un integrador de varias etapas, que conjuntamente a su base de tiempos, una referencia de tensión continua y una señal de “trigger” para el inicio y final del muestreo constituyen el elemento fundamental del convertidor. Las muestras adquiridas se almacenan en una memoria interna que mediante comunicación GPIB pueden ser adquiridas y tratadas.

Figura 6-1 fotografía del 3458 DMM

7 DETERMINACIÓN DE LA INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA

Al realizar las pruebas experimentales utilizando una fuente digital como referencia y al dejar las medidas realizándose en modo automático durante la noche se detectaron desviaciones que se separaban de lo esperado y que en principio no tenían explicación.

En las pruebas se colocaba en convertidor sobre otro y se encontró que los cambios en el convertidor que se situaba justo debajo eran mayores. Al distanciar en el espacio los convertidores estas variaciones disminuyeron considerablemente. La conclusión es que la influencia de la temperatura era mayor de lo especificado por el fabricante y que el digitalizador situado en la parte inferior operaba a una temperatura superior.

Para evaluar la influencia de la temperatura sobre los convertidores digitales, estos se introdujeron en la cámara climática del CEM. La temperatura se varió de 20°C a 26°C en intervalos de 1°. Para cada escalón la temperatura se mantuvo durante ocho horas para asegurar que la temperatura interna, debido a la inercia térmica, de los convertidores era la de la cámara,. Las medidas se hicieron en dos ciclos primero en sentido ascendente y posteriormente en sentido descendente.

En un primer ensayo las medidas se realizaron aplicando una fuente de continua de alta estabilidad [81]. Para asegurar que las variaciones eran debidas a la influencia de la temperatura y no a la estabilidad de la fuente En cada escalón de temperatura se determinó el error de ganancia para los distintos tiempos de apertura. Como referencia de la temperatura interna del convertidor se tomó en cada medida la de su propio sensor de temperatura. Posteriormente las medidas se repitieron aplicando una fuente de alterna [87].

Figura 7-1 Fotografía del sistema de medida en la cámara climática del CEM

En las figuras 7-2 y 7-3 se muestran gráficamente los resultados para cada convertidor

Figura 7-2 Variación del error de ganancia con la temperatura para distintos tiempos de apertura (DMM₁).

Figura 7-3 Variación del error de ganancia con la temperatura para distintos tiempos de apertura (DMM₂).

El cuadro 7-1 muestra los correspondientes coeficientes de temperatura a distintos tiempos de apertura

Cuadro 7-1 Coeficientes de temperatura a distintos T_a ($\mu\text{V}/\text{V}^\circ\text{C}$)

T_a (μs)	10	20	40	90	140	200	950
DMM ₁	-2.95	-3.56	-3.74	-3.90	0.33	0.32	0.26
DMM ₂	-6.16	-6.35	-6.69	-6.87	0.11	0.18	0.18

Los cuadros 7-2 y 7-3 muestran la comparación de los coeficientes de temperatura para distintos tiempos de apertura aplicando señales de referencia en corriente continua y en corriente alterna para los dos convertidores.

Cuadro 7-2 Comparación coeficientes de temperatura en corriente continua y alterna DMM₁

T_a (μs)	cc	ca
10	-2.95	-2.60
20	-3.56	-3.35
40	-3.74	-3.67
90	-3.90	-3.91
140	0.33	0.20
200	0.32	0.34
300	0.26	0.33

Cuadro 7-3 Comparación coeficientes de temperatura en corriente continua y alterna DMM₂

T_a (μs)	cc	ca
10	-6.16	-5.72
20	-6.35	-6.23
40	-6.69	-6.56
90	-6.87	-6.70
140	0.11	0.19
200	0.18	0.17

De los cuadros se deduce que no existe influencia de la frecuencia en el coeficiente de temperatura, al menos hasta la frecuencia estudiada.

8 EVALUACIÓN EXPERIMENTAL CON FUENTE DIGITAL

8.1 Objetivo

La experimentación realizada con una fuente digital basada en convertidores digitales analógicos diseñada dentro de las actividades del proyecto Q-wave [22] tenía un doble objetivo:

Preparación experimentación con patrones cuánticos

Los patrones cuánticos de tensión en corriente alterna que estaban planificados para experimentar la caracterización del convertidor digital en el NPL y en el PTB son instalaciones científicas singulares de alto coste de instalación y operación muy demandadas a nivel internacional para realizar investigaciones. Las ventanas de utilización están muy limitadas y es necesario preparar adecuadamente los experimentos para evitar que fallos en los mismos no permitan utilizar el tiempo disponible en dichas instalaciones.

Proyecto Q-wave

El objeto era verificar mediante una intercomparación internacional la viabilidad de utilizar el convertidor digital desarrollado en el proyecto como patrón de transferencia de alterna.

8.2 Descripción del patrón

La referencia es una fuente de dos canales, que genera ondas sinusoidales de alta precisión, denominada DualDac 2, diseñada para aplicaciones metrológicas en la banda de frecuencias de 0,1 Hz hasta 20 kHz [83]. La señal se define mediante dos convertidores digitales analógicos de 16 bit con una velocidad de muestreo de 2 megamuestras por segundo y un número máximo de muestras por periodo de 16 384

para cada canal. La amplitud de la señal se ajusta mediante un convertidor digital analógico independiente de 20 bit.

Su diseño tenía por objeto que la estabilidad de la señal generada solo dependiera de la referencia de continua. Esta referencia se puede medir externamente por lo que una vez calibrada en corriente alterna mediante un patrón cuántico las desviaciones debidas a la falta de estabilidad con el tiempo se pudieran corregir midiendo la referencia de continua.

8.3 Configuración de las medidas

La configuración de las medidas se muestra en la siguiente figura. Su utiliza un solo canal del generador, para mejorar la base de tiempos del generador se conecta una señal de 10 MHz con trazabilidad a la hora oficial. Para evitar lazos de corriente entre la salida de la señal de frecuencia y el generador se colocó un ecualizador de corrientes. Para evitar interferencias la fuente DualDAC2 y el convertidor digital se controlaron mediante dos ordenadores independientes. La conexión entre la fuente y el ordenador se realizó por fibra óptica. La configuración de los parámetros de muestreo se fue variando de cara a obtener la configuración óptima.

Figura 8-1 Esquema de configuración para la caracterización con fuente digital

8.4 Caracterización de la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.

La figura 8-2 muestra los resultados obtenidos aplicando una señal de 0,7 V a 53 Hz al convertidor digital 3458, generada con el convertidor digital analógico para distintos tiempos de apertura. La señal se muestrea y procesa para cada tiempo de apertura.

Figura 8-2 Variación de la amplitud con el tiempo de apertura

En la curva se aprecia claramente la variación de la ganancia con el tiempo de apertura y el salto que se produce al superar el tiempo de apertura de 100 μ s. Se pone de manifiesto la importancia de conocer la corrección a distintos tiempos de apertura especialmente para tiempos de apertura bajos al ser los únicos posibles al aumentar la frecuencia de la señal a medir.

8.5 Intercomparación internacional

Para verificar la viabilidad de utilizar la fuente desarrollada en el proyecto Q-wave como patrón de transferencia para tensión alterna se organizó una comparación internacional, [84] es de destacar que esta era la primera que se realizaba de señales digitales, entre diversos participantes en el proyecto, los Institutos Nacionales de Metrología checos (CMI), turco (TUBITAK), alemán (PTB) y el Centro Español de Metrología (CEM). La

coordinación de la intercomparación correspondió al CMI. Las medidas se realizarían mediante sistemas digitales y térmicos. Para las medidas digitales el CEM y el CMI utilizaron el convertidor digital 3458, el CMI el convertidor digital del fabricante National Instrument NI-5922. El PTB utilizó su denominado voltímetro cuántico basado en el patrón PJVS. Las medidas analógicas se realizaron en el CMI, TUBITAK y CEM comparando la señal con una continua conocida mediante convertidores térmicos. Se partía de la hipótesis que la amplitud de la fuente digital solo dependía de la variación de su referencia interna de continua, por lo que esta referencia se midió antes de cada medida con el objeto de realizar las correcciones correspondientes.

Para que la evaluación sirviese para evaluar los resultados obtenidos con los convertidores térmicos y los convertidores digitales se pensaron señales donde se pudiesen observar las diferencias entre los sistemas de medida digital y analógico, señales sinusoidales puras, no se esperaba encontrar diferencias entre los dos sistemas señales sinusoidales con bajo contenido de armónicos en el rango de los kHz, que no son detectables con convertidores térmicos pero si con sistemas de muestreo y finalmente señales con alto contenido de armónicos donde se esperaba encontrar las mayores diferencias entre los dos sistemas de medida.

Las señales fueron las siguientes:

Señales puras

El cuadro 8-1 muestra las frecuencias amplitudes, desfases y el número de escalones de la fuente digital para generarlas:

Cuadro 8-1 Configuración de señal pura

Frecuencia (Hz)	6.25	62.5	400	2 000
Amplitud de pico (V)	1.163	1.163	1.163	1.163
Fase (rad):	0	0	0	0
número de escalones	16 000	16 000	12 500	2 500

Señal con bajo contenido de armónicos

El cuadro 8-2 muestra las frecuencias, amplitudes, desfases de la fundamental y de los armónicos y el número de escalones de la fuente digital para generarlas:

Cuadro 8-2 configuración con dos armónicos

Frecuencia (Hz)	1.2	1.6	2.0
Amplitud de pico (V)	0,024	1,116	0,024
Fase (rad):	0	0	0
número de escalones	12 500		

En el cuadro 8-3 se muestra la configuración de la señal con alto contenido de armónicos:

Cuadro 8-3 Señal con alto contenido de armónicos

Frecuencia (Hz)	400	800	1200	1600	2000
Amplitud de pico (V)	0.46	0.46	0.46	0.46	0.46
Fase (rad):	0	π	0	0	0
número de escalones	12 500				

8.5.1 Resultados

Medidas realizadas con convertidores térmicos

La fuente estaba diseñada para que no le afectase la carga. Los convertidores térmicos tienen una impedancia de entrada muy baja del orden de 90Ω , las medidas con convertidores térmicos se realizan aplicando al convertidor térmico alternativamente la señal alterna que se quiere medir y una continua de valor conocido. Al realizar las medidas en el CEM se detectó que a la fuente digital le afectaba la carga variando su

salida, se hizo una evaluación de la influencia de la carga y se descubrió que la variación era significativa. Se diseñó un sistema de medida para mitigar este problema, pero se encontró que además de afectar la salida distorsionaba la salida digital de la misma variando los escalones. Después de varios intentos se concluyó que no era posible realizar con convertidores térmicos medidas de precisión en esta fuente. Algo similar ocurrió en los otros laboratorios. Por este motivo se descartaron los resultados con convertidores térmicos.

Resultados con convertidores digitales

Las siguientes tablas muestran los resultados obtenidos por los distintos participantes, las medidas realizadas por el PTB fueron del valor eficaz de la señal y realizó medidas al principio y al final de la intercomparación.

El cuadro 8-4, muestra las desviaciones en amplitud en μV de los valores medidos y sus incertidumbres para un nivel de confianza $K=2$ correspondientes al CMI, CEM y TUBITAK, para las señales puras, los valores del PTB son los equivalentes obtenidos del valor eficaz. Los cuadros 8-5 y 8-6 muestran los resultados correspondientes al CMI, CEM y TUBITAK para señales con baja y alta distorsión respectivamente.

Cuadro 8-4 resultados para señales puras

	PTB		CMI		CEM		UME		PTB	
f	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert
(Hz)	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$
6,25	0	0,2	9	12	-4,3	3,5	-4,5	3,5	-2,1	0,2
62,5	-1,5	0,2	12	12	-5,7	3,5	0,25	3,5	0,13	0,2
400	-0,7	0,2	13	12	-7	3,5	-6	14	-5,8	0,2
2000	6,1	0,2	17	12	28,9	12,9	-46	78	4,3	0,2

Cuadro 8-5 resultados para señales con baja distorsión

	CMI		CEM		UME	
f	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert
(Hz)	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$
1200	-1338	25	669	0,4	669	14
1600	12	12	-5,7	3,5	-15	120
2000	13	12	-7	3,5	1375	17

Cuadro 8-6 Resultados para señales con alta distorsión

	CMI		CEM		UME	
f	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert
(Hz)	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$	μV	$\pm\mu\text{V}$
400	11,7	8,1	-0,7	5,1	-11	42
800	12,2	8,1	-0,1	5,1	-12	42
1200	13,1	8,1	2,2	5,1	-12	42
1600	9,9	8,1	5,7	5,1	-16	42
2000	9	8,1	9,5	5,1	-19	42

8.5.2 Análisis de resultados

- Comportamiento del patrón de transferencia

El comportamiento de la fuente digital resultó peor de lo esperado por los siguientes motivos:

- Aunque del análisis de las medidas realizadas por el PTB se deduce que la estabilidad es alta, está lejos del comportamiento de una referencia en tensión continua. Esto puede ser debido, al menos en parte, a que la temperatura del laboratorio donde se realizan las medidas en el PTB no está controlada y se desconoce la influencia de la temperatura sobre la fuente.
- La colocación a la salida de la fuente de una impedancia de bajo valor afecta a la amplitud de la señal, lo que limita las aplicaciones de la fuente.

Se está investigando en un nuevo diseño de la fuente que mitigue los problemas anteriores.

- Señales sin distorsión

Existe consistencia de los valores obtenidos por los distintos institutos, esta empeora al aumentar la frecuencia, ello es debido que a frecuencias altas el tiempo de integración disminuye y el error debido a la respuesta en frecuencia aumenta.

- Señales con baja distorsión

En referencia a la señal a la frecuencia fundamental el acuerdo es similar al obtenido con señales sin distorsión. En cuanto a los armónicos ha de considerarse que en el cuadro 8-5 se muestran las desviaciones del valor nominal y que la amplitud en los armónicos es del orden de 200 veces menor. La desviación expresada en términos relativos daría resultados más consistentes. Por otro lado, ha de considerarse que esas amplitudes están lejos del fondo de escala del convertidor digital. Si expresamos para las dos frecuencias laterales los valores e incertidumbres relativas al fondo de escala obtenemos los valores del cuadro 8-7.

Cuadro 8-7 Valores obtenidos con los armónicos expresados en términos relativos

	CMI		CEM		UME	
f	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert	Desv Amp	Incert
(Hz)	$\mu\text{V/V}$	$\pm\mu\text{V/V}$	$\mu\text{V/V}$	$\pm\mu\text{V/V}$	$\mu\text{V/V}$	$\pm\mu\text{V/V}$
1200	-32	1042	16	17	16	580
2000	0,3	500	-7,0	150	33	710

- Señales con alta distorsión

En este caso la amplitud a todas las frecuencias es similar, los resultados son similares a los obtenidos con señales puras, aunque debe considerarse que, al estar la amplitud dividida en cuatro frecuencias, todas ellas están lejos del fondo de escala del convertidor.

CAPITULO III PROCEDIMIENTO Y CONFIGURACIÓN DE VARIABLES

9 MÉTODO

De forma genérica el método propuesto para la determinación de la respuesta en frecuencia del convertidor digital a distintos tiempos de apertura consiste en la comparación de una señal con trazabilidad al SI con la obtenida al muestrear dicha señal con el convertidor digital. A las muestras se les aplica algoritmos determinados que permitan reproducir la señal de entrada. La comparación de estas señales permite inferir la respuesta en frecuencia del convertidor. A lo anterior se le añade la evaluación de incertidumbres.

Definición

En toda medida es imprescindible la definición inequívoca de la magnitud que se está midiendo. En la figura 9-1 se presenta de forma esquemática el objeto de la medida relativa al método seguido.

Figura 9-1 Esquema de definición del patrón

Para cada frecuencia se aplica una tensión alterna conocida ($U_i(f)$) a la entrada del convertidor en unas condiciones ambientales de operación determinadas, esta señal es muestreada por el convertidor y aplicando un algoritmo determinada se obtiene la señal alterna de salida ($A(f)$). Para inferir las variaciones entre las señales de entrada y salida debidas exclusivamente al convertidor digital es necesario aplicar ciertas correcciones a la señal de salida debida a variaciones introducidas al tratamiento de las muestras y que no son debidas al convertidor, como se verá más adelante, para obtener la señal de salida corregida $A(f)_c$.

De esta forma definiremos el error introducido por el convertidor de la siguiente forma:

$$e(f) = A(f)_c - U_i(f) \quad 9-1$$

La corrección es debida a que el convertidor mide el valor medio (A_i) durante el tiempo de integración (T_a) y este valor es asignado al tiempo medio de apertura t_i .

La situación se muestra gráficamente en la figura 9-2.

Figura 9-2 Gráfica de la integración de señal por el convertidor

$$A_i = \frac{1}{T_a} \cdot \int_{t_i - T_a/2}^{t_i + T_a/2} u(t) \cdot dt \quad 9-2$$

Para una señal sinusoidal de frecuencia f presenta una diferencia entre el valor medio y el valor de la señal en el tiempo t_i , la corrección se obtiene de la siguiente ecuación:

$$K(f, T_a) = \frac{\pi \cdot f \cdot T_a}{\sin(\pi \cdot f \cdot T_a)} \quad 9-3$$

10 SUBSISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS

Las condiciones en que se adquieren las muestras imponen limitaciones al posterior tratamiento de datos o el algoritmo seleccionado para el tratamiento de datos, impone restricciones previas a la adquisición de los mismos. El parámetro principal es la relación temporal entre la fuente generadora de la señal que se quiere analizar y el convertidor digital que toma las muestras. Por ejemplo, el teorema de Nyquist impone que la frecuencia de muestreo ha de ser al menos el doble que la frecuencia más alta a la que se quiere tener información.

Existen dos relaciones fundamentales que dependiendo del tipo de procesamiento posterior se les debe aplicar determinadas restricciones, estas son el sincronismo entre la señal de la fuente y el reloj del convertidor digital y la relación entre la duración del tiempo de muestreo y el periodo de la señal. El cumplimiento de la primera condición se le denomina muestreo síncrono cumpliendo la segunda se le denomina muestreo coherente. Para que un muestreo sea coherente ha de ser síncrono.

Muestreo síncrono

El muestreo síncrono implica la existencia de una relación conocida y fija entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de la señal. Esta relación entre la frecuencia de la señal f_a y la frecuencia de muestreo f_s debe ser un número entero mayor que 2, debido al requisito de Nyquist.

Para lograrlo la frecuencia de muestreo y el reloj interno de la fuente deben estar enclavados.

Muestreo asíncrono

Por el contrario, en el muestreo asíncrono esta relación entre la frecuencia de la señal y la frecuencia de muestreo no es conocida. No es difícil determinar previamente la frecuencia de la señal y la frecuencia de muestreo por lo que la relación sería conocida. Sin embargo, aun conociendo esta relación si la frecuencia de muestreo y la señal de la fuente no están enclavadas se considera muestreo asíncrono.

Muestreo Coherente

Para que un muestreo sea considerado coherente implica que el número de muestras adquiridas se realicen durante un número entero de periodos. Si n es el número de muestras y M el de periodos la relación que debe cumplir la frecuencia de la señal y la frecuencia de muestreo es la siguiente:

$$\frac{f}{f_s} = \frac{M}{n} \quad 10-1$$

Para que el muestreo sea coherente ha de necesariamente ser síncrono

Muestreo no coherente

Cuando no se cumple la relación anterior, es decir no se toman muestras de un número exacto de periodos el muestreo no es coherente, aunque puede ser síncrono

Sistema seleccionado para la adquisición de datos

El muestreo síncrono exige un enclavamiento entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de la señal. Las pruebas experimentales con patrones cuánticos se planificaron realizar en laboratorios externos mediante complejos patrones cuánticos. En estas condiciones no estaba asegurado el poder sincronizar la señal de muestreo con la señal generada con el patrón cuántico utilizado. Por otro lado, se pretendía que el equipamiento, incluido los ordenadores de control, de los dos sistemas, el de generación y el de muestreo, fuesen lo más independientes posible para evitar interferencias. Por estos motivos el sistema de adquisición de datos se programó para adquirir las muestras de forma asíncrona.

11 SUBSISTEMA DE TRATAMIENTO DE DATOS

En función de los requisitos que se cumplen en el muestreo se pueden aplicar diversos algoritmos para el tratamiento de datos, aunque existen otros, se destacan los siguientes: Transformada discreta de Fourier (DFT), Transformada rápida de Fourier (FFT), ajuste por senos y análisis neuronal.

Los dos primeros requieren muestreo coherente, por lo que no son de aplicación en el sistema previsto.

El ajuste por senos no requiere muestreo coherente y es muy utilizado en metrología ya que se evita el requisito de mantener la coherencia de la señal.

El análisis neuronal ha sido recientemente introducido para el análisis espectral de señales. [79].

En este estudio se ha optado por utilizar los dos últimos ya que no requieren coherencia, lo que facilita las pruebas experimentales. Por otro lado, la utilización de dos algoritmos permite detectar errores sistemáticos debidos al proceso de datos.

A continuación, se hace una descripción resumida del método de ajuste por mínimos cuadrados y el análisis neuronal.

11.1 Ajuste por mínimos cuadrados a señales sinusoidales

Para una señal periódica $y_a(t)$ de frecuencia fundamental f_{ac} , se obtiene por muestreo N muestras los valores $y[n]$ de $y_a(t)$ en los N tiempos $t[n]$.

El método consiste en truncar el desarrollo de Fourier hasta un armónico seleccionado de orden K.

La expresión matemática de la señal truncada será la siguiente:

$$y(t) = C_0 + \sum_{i=1}^K [A_i \cos(2\pi \cdot i \cdot f_{ac} \cdot t) + B_i \cdot \sin(2\pi \cdot i \cdot f_{ac} \cdot t)]$$

11-1

El ajuste se obtiene obteniendo los coeficientes de la expresión de forma que las diferencias entre las muestras en los instantes $t[n]$ y los valores de la ecuación en dichos instantes sea mínima. Es decir que la suma de las diferencias al cuadrado sea mínima:

$$\mathcal{E} = \sum_{n=0}^N [y_d[n] - y(n)]^2 \longrightarrow \min \quad 11-2$$

- Si la frecuencia de la señal fundamental es conocida, se denomina ajuste por senos de tres parámetros, en este caso el sistema de ecuaciones es lineal y su resolución proporciona:

C_0, A_k, B_k

- Si la frecuencia de la señal fundamental es desconocida, se denomina ajuste por senos de cuatro parámetros, en este caso el sistema de ecuaciones es no lineal y debe resolverse por métodos iterativos. Iniciando por un valor estimado de la frecuencia, si este valor estimado no es próximo el método iterativo puede no divergir o hacerlo a un mínimo relativo produciendo errores. El sistema proporciona:

$C_0, A_k, B_k, f_{\text{est}}$, siendo f_{est} el valor estimado de la frecuencia fundamental.

Una descripción detallada de este método puede verse en [53]

11.2 Análisis neuronal

El uso de redes neuronales para determinar el espectro de una señal de entrada se basa en el mismo principio que los métodos Sine-fitting, esto es, que la señal bajo análisis puede expresarse como una serie de Fourier truncada.

Así, se implementa una red neuronal con una serie de capas que implementan los distintos términos de la ecuación de síntesis, de manera que los pesos variables de la red se corresponden con los coeficientes espectrales de la señal de interés.

Dicha red es entrenada para que a cada valor del vector de instantes de muestreo (vector de entrada) proporcione como salida las muestras de la señal bajo análisis (vector de objetivos), de forma que los valores obtenidos para los coeficientes de la red tras su entrenamiento se corresponden con estimaciones del espectro de la señal analizada.

En definitiva, la red neuronal hace las veces de un generador de señal digital ajustable a través de los parámetros de interés, las componentes espectrales. Una vez que la red es ajustada para que su salida sea lo más próxima a la señal de interés, los parámetros de ajuste de la red proporcionan el espectro (y la frecuencia fundamental) de la señal bajo análisis.

12 PATRONES DE REFERENCIA

En esta tesis se han contemplado y evaluado experimentalmente distintos de patrones de alterna para aplicar al convertidor digital. Fuente de alterna caracterizada mediante convertidores térmicos, fuente de alterna digital desarrollada durante el proyecto Q- Wave [13] como base previa, de la que se tenía disponibilidad en el área de electricidad del CEM para preparar el sistema de medida de cara a la experimentación con fuentes de corriente alterna realizadas mediante patrones cuánticos, finalmente los patrones basados en el efecto Josephson, PJVS y JAWS con disponibilidad limitada en el NPL y PTB respectivamente.

13 CONFIGURACIÓN DE PARAMETROS DE MUESTREO

El Sistema de adquisición de datos está constituido por el convertidor analógico digital que se está evaluando, el multímetro 3458 operando en la función DCV y en el rango de 1 V. Este rango es el más utilizado en las aplicaciones metrológicas, para obtener valores superiores se utilizan divisores caracterizados.

El sistema de muestreo permite seleccionar: El número de muestras (n), los periodos durante los cuales se adquieren muestras (M), la frecuencia de muestreo (f_s), tiempo de apertura (T_a), y número de muestras.

Debido a las razones apuntadas anteriormente se ha decidido utilizar muestreo asíncrono siendo la base de tiempos el reloj interno del 3458.

La configuración de los parámetros depende de la frecuencia de la señal a muestrear. El objetivo es determinar la repuesta en frecuencia hasta 20 kHz a diferentes tiempos de apertura que sean compatibles con la adquisición de datos.

La configuración seleccionada está limitada por la frecuencia de la señal a medir, el tiempo de apertura, el tiempo que necesita el convertidor para reestablecerse entre dos muestras y el número de periodos de la señal.

Los parámetros de muestreo se configuran en el convertidor mediante comandos introducidos desde el ordenador. Al mismo tiempo se configura para que el reloj interno del convertidor establezca los instantes en los que se toman las muestras.

Finalmente, las muestras se almacenan en la memoria interna del convertidor para su análisis posterior. La capacidad de su memoria interna limita el número de muestras que se pueden adquirir. Las medidas se han configurado tomando el mayor número de muestras compatible con su capacidad de memoria ($n= 5120$).

Para evitar que la posible influencia de los parámetros de medida distorsione la respuesta en frecuencia las configuraciones para todas las frecuencias han sido similares dentro de las limitaciones anteriores.

CAPÍTULO III PROCEDIMIENTO Y CONFIGURACIÓN DE VARIABLES

La configuración se ha basado en las medidas experimentales realizadas con la fuente digital.

El número de periodos (M) se ha configurado para que no existan factores comunes entre n y M, de esta forma las muestras se adquieren en distintos ángulos de fase para cada periodo y así obtener la información más completa de la señal.

Finalmente se han seleccionado de forma que el intervalo de muestreo ($t_s=M/(nf_a)$) permita configurar el mayor número de tiempos de apertura. Este ha de ser menor que el tiempo de muestreo y dejar el tiempo suficiente para el restablecimiento del convertidor antes de tomar la siguiente muestra.

El cuadro 13-1 muestra las distintas configuraciones en función de las frecuencias a en las que se realizan las medidas y los tiempos de apertura.

Cuadro 13-1 Configuraciones de muestreo para las distintas frecuencias

Ta (us)																													
fac (Hz)	N/M	N	M	fs (Hz)	ts (us)	4	6	8	10	12	14	16	18	20	60	99	101	110	140	200	250	300	340	440	600	750	950		
10	6.1911	5120	827	61.91051995	16152.34	x	x		x					x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
60	6.1911	5120	827	371.4631197	2692.06	x	x		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
150	6.1911	5120	827	928.6577993	1076.82	x	x		x					x	x	x	x	x	x	x									
300	6.1911	5120	827	1857.315599	538.41	x	x		x					x	x	x	x	x	x	x									
400	6.1911	5120	827	2476.420798	403.81	x	x		x					x	x	x	x	x	x	x									
600	6.1911	5120	827	3714.631197	269.21	x	x		x					x	x	x	x	x	x	x									
800	6.1911	5120	827	4952.841596	201.90	x	x		x					x	x	x	x	x	x										
1000	6.1911	5120	827	6191.051995	161.52	x	x		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x										
2000	5.1354	5120	997	10270.81244	97.36	x	x		x	x	x	x	x	x	x														
5000	5.1354	5120	997	25677.03109	38.95	x	x		x	x	x	x	x	x															
10000	2.4049	5120	2129	24048.84922	41.58	x	x		x	x	x	x	x	x															
20000	1.7072	5120	2999	34144.7149	29.29	x	x		x	x	x	x	x	x															

14 EVALUACIONES EXPERIMENTALES CON EL PATRÓN PJVS

14.1 Descripción del PJVS del NPL

El patrón cuántico programable del NPL está constituido por los siguientes elementos:

- Array binario de uniones Josephson o convertidor digital analógico Josephson que dispone de N escalones por periodo.
- Un polarizador para energizar los distintos segmentos del array.
- Un criostato para mantener el array a 4 K.
- Una fuente de RF para irradiar el array
- Un convertidos digital analógico comercial con filtros a su salida
- Un conjunto de amplificadores
- Un convertidor analógico digital
- Una unidad para desfasar la señal de forma ajustable.

El convertidor digital analógico se sincroniza con el generador de pulsos del polarizador, la forma de operación es la siguiente:

Se mide la diferencia entre el convertidor digital y el cuántico en cada escalón generado por el convertidor cuántico.

El desfasador se ajusta para tomar las medidas en la zona plana del escalón cuántico.

El convertidor digital analógico se ajusta para obtener un mínimo en fase y cuadratura adquiriendo la FFT de la diferencia.

La figura 14-1 muestra esquemáticamente la configuración.

Figura 14-1 Esquema del PJVS del NPL [79]

Principio de funcionamiento de los distintos componentes.

Fuente cuántica digital:

La señal se sintetiza mediante escalones cuánticos, la amplitud de escalón se logra polarizando la combinación adecuada de elementos del array binario. La amplitud de cada escalón se conoce del número de uniones, la frecuencia a la que se están radiando y de la relación dada por el efecto Josephson. La secuencia de generación de escalones correspondiente a cada periodo de la señal se programa en el polarizador, esta secuencia se repite periódicamente sincronizada con la frecuencia del polarizador o con una referencia de frecuencia externa a la que se sincroniza el polarizador. La frecuencia de la señal a sintetizar se obtiene variando la frecuencia de repetición de cada periodo. Como se verá más adelante esta tiene ciertas limitaciones.

Fuente digital

La fuente digital esta sincronizada a la misma señal de frecuencia del digitalizador cuántico. La principal diferencia es que al no tener el requisito de ser una referencia cuántica se pueden colocar filtros a la salida, proporcionando una señal de alta pureza espectral.

Amplificador diferencial

Este mide y guarda en memoria las diferencias medidas entre la señal y el escalón cuántico correspondiente. Al aumentar esta diferencia la influencia de su error, la influencia relativa sobre la señal medida aumenta. Por otro lado, el amplificador diferencial requiere un tiempo de estabilización al aplicarle una señal a la entrada.

Sincronización

Las dos fuentes están sincronizadas, mediante un retardador se ajusta el desfase entre las mismas de modo que las diferencias entre la fuente cuántica se obtengan en una zona plana de los escalones cuánticos, lejos de las transiciones.

Midiendo las diferencias entre las dos fuentes y conociendo de forma exacta los valores de los escalones cuánticos se obtiene el valor eficaz de la señal digital con trazabilidad al patrón cuántico la única fuente de error es debido a la medida de las diferencias, su influencia relativa se minimiza por la relación entre la diferencia y la amplitud de la señal.

La señal digital se aplica al instrumento del que se quiere conocer su error en la medida del valor eficaz.

Limitaciones en frecuencia del sistema

La máxima frecuencia a la que se puede operar está limitada por dos factores:

La máxima frecuencia a la que el patrón cuántico puede generar los escalones, el patrón cuántico necesita un tiempo para generarlos. Para aumentar la frecuencia es necesario disminuir el número de escalones que sintetizan la señal. La consecuencia es que las diferencias que se miden aumentan y por consiguiente la influencia del error en la medida. Por estos motivos la frecuencia máxima está en el orden de 1 kHz a 5 kHz, dependiendo de la incertidumbre que se quiera obtener.

14.2 Configuración de la medida

Se planifico utilizando el PJVS del NPL realizar la caracterización en frecuencia desde 10 Hz hasta la frecuencia más alta que fuese posible con el sistema.

Para ello se desplazaron al NPL dos convertidores digitales un ordenador con el programa de muestreo instalado y todas las tarjetas necesarias para establecer la comunicación entre los convertidores digitales y el ordenador. La idea es que fuese un sistema independiente al del NPL para evitar dentro de lo posible la interacción que pudiese dificultar las medidas.

La idea era generar la señal con el patrón cuántico y aplicarla a los dos convertidores en paralelo.

Para realizar la primera medida se ajustó el patrón cuántico de la siguiente forma:

Frecuencia 781,245 8 Hz.

Número de escalones 128

De acuerdo con las uniones binarias seleccionadas la amplitud correspondía a 1,070 0519 58 V.

Por otro lado, el error de la fuente digital medida por muestreo diferencial con el patrón cuántico se obtenía mediante la FFT de las muestras, el sistema realizaba el ajuste de la fuente digital de forma automática para obtener un mínimo en fase y cuadratura. El sistema almacenaba la diferencia.

Una vez ajustada la señal generada por la fuente digital se aplicaba a los dos convertidores digitales en paralelo.

El sistema de muestreo del CEM adquiría las muestras y estas se almacenaban en la memoria interna de los convertidores para su tratamiento posterior.

Mediante un osciloscopio se visualizaban las señales.

Por comparación entre el valor medido por el sistema cuántico y los convertidores digitales se podía deducir el error de los convertidores digitales a cada frecuencia.

Para poder realizar la comparación en los mismos instantes de tiempo se modificaron los programas del NPL y del CEM para incluir el tiempo en cada muestra, este tiempo se obtenía de la referencia de frecuencia. El inicio de las dos medias se sincronizaba.

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

Una vez realizados todos los ajustes se realizaron varias medidas de la señal con los convertidores digitales a diferentes tiempos de apertura y se procesaron.

La figura 14-2 muestra el diagrama de la configuración de los ensayos:

Figura 14-2 Diagrama de configuración de los ensayos en el NPL

En la figura 14-3 puede verse una fotografía del sistema

Figura 14-3 Fotografía del sistema durante las medidas

14.3 Resultados

Al analizar los resultados se detectó que las medidas adquiridas con los dos convertidores digitales experimentaban los mismos saltos aleatorios de amplitud, ello era debido a inestabilidad de la fuente digital como puede verse en la gráfica de la figura 14-4, correspondiente a las medias procesadas de las muestras obtenidas con los dos digitalizadores. En estas condiciones no se podía relacionar temporalmente los valores generados con la fuente digital y aplicados a los convertidores digitales con los valores proporcionados por el patrón cuántico..

El sistema del NPL se modificó cambiando la fuente digital por la desarrollada en el proyecto Q-Wave, pero está tampoco presentaba la estabilidad suficiente. Esto fue confirmado por experimentos similares realizados en el PTB.

La conclusión fue que para realizar las medidas con este sistema era necesario disponer de una fuente de alta estabilidad.

Figura 14-4 Variación de la salida de los convertidores en función del tiempo

15 EVALUACIONES EXPERIMENTALES CON EL JAWS

15.1 Descripción del JAWS del PTB

El patrón de onda arbitraria del PTB consiste en un array capaz de generar tensiones de hasta 1 V. [67] [85].

La generación de pulsos se obtiene mediante un generador de pulsos comercial del fabricante Sympuls El generador proporciona pulsos ternarios a ocho arrays configurados como patrones cuánticos generadores de onda arbitraria conectados en serie.

Como puede apreciarse en la figura 15-1, los arrays están crecidos en cuatro chips..

Para compensar la atenuación de los escalones debido a los filtros capacitivos en cada uno de los array se utilizan cuatro generadores de onda arbitraria con doble salida para suprimir los armónicos.

El sistema dispone un total de 63 000 uniones del tipo SNS, superconductor, conductor, superconductor.

Como barrera conductora se utiliza $\text{Nb}_{0.8}\text{Si}_{0.2}$ y como elemento superconductor Nb.

La frecuencia del reloj generador de pulsos es de 15 GHz.

La temperatura de operación de los arrays es de 4,2 K

Al tener las uniones una respuesta en la curva I-V no histerética permiten generar pulsos cuantizados positivos y negativos.

Para cada array es necesario ajustar:

- La amplitud de los pulsos positivos.
- La amplitud de los pulsos negativos.
- La compensación de la amplitud de los pulsos
- La compensación de las fases

CAPÍTULO IV REALIZACIONES EXPERIMENTALES

En total 32 parámetros.

Al ser todos los parámetros estables el ajuste se puede hacer mediante control por ordenador.

El software de control esta implementado en LabView

La verificación de la salida de señal para su ajuste se realiza mediante un digitalizador PXI 5922 operado a batería.

En la siguiente figura puede verse de forma esquemática el sistema del PTB

Figura 15-1 Esquema del patrón JAWS del PTB

En la siguiente figura se muestra una fotografía del sistema completo y su esquema de configuración.

Figura 15-2 Fotografía del sistema y esquema de configuración

15.2 Estrategia de medida

Para cada frecuencia de la que se quiere obtener la ganancia del convertidor, se configura el sistema de muestreo de acuerdo con el cuadro 13-1. En las pruebas realizadas en el PTB por redundancia se utilizaron dos digitalizadores de la función DCV del 3458, operando en la configuración maestro-esclavo utilizando el reloj del DMM maestro como reloj para el muestreo.

El muestreo de los digitalizadores se controló con un ordenador independiente del utilizado para controlar el array JAWS.

Para cada una de las frecuencias seleccionadas, se configura y ajusta el patrón JAWS para generar la señal adecuada.

Se aplica la señal a los dos multímetros y se adquieren las muestras.

Se procesan las muestras y los valores obtenidos se comparan con los generados por el patrón cuántico y de esta forma obtener el error del digitalizador a cada frecuencia.

Se repite el proceso para todas las frecuencias y de los errores en cada frecuencia y por interpolación se obtiene la respuesta en frecuencia.

15.3 Configuración de la medida

El proceso para la generación de una señal a una frecuencia determinada con el JAWS es el siguiente:

- 1) En primer lugar, se genera el código de pulsos de la señal a la frecuencia deseada mediante un modulador sigma-delta.

El código obtenido se almacena en la memoria de los generadores de pulsos

- 2) Se ajusta la amplitud y fase de los pulsos
- 3) Utilizando los generadores de onda arbitraria se limpia la señal de contenido de armónicos de alta frecuencia

Figura 15-3 Gráfico de la señal de salida en el dominio del tiempo y de la frecuencia [65]

- 4) Una vez realizados los ajustes la señal se aplica en paralelo a los DMMs. Los DMMs se ubican lo más próximo posible a la salida del JAWS para reducir al máximo la variación de tensión en los cables.

Figura 15-4 Los dos convertidores próximos a la salida del generador JAWS

- 5) Una vez realizadas las conexiones y configurado el patrón JAWS de forma que produzca la señal cuántica deseada de forma continua se ejecuta el programa de muestreo tomando muestras de la señal configurando los distintos tiempos de apertura.
- 6) La señal muestreada se procesa y se obtiene el error del digitalizador para cada tiempo de apertura.
- 7) Se repiten los pasos anteriores para todas las frecuencias.
- 8) Para comprobar la estabilidad se repitieron todas las medidas en dos semanas diferentes.

Figura 15-5 Vista general del sistema durante los ensayos en el PTB

CAPÍTULO V MODELO TEÓRICO Y EVALUACIÓN DE INCERTIDUMBRES

16 MODELO TEÓRICO

El modelo teórico se define en función de la variable de salida que se quiere obtener, en este caso es el error (E) del convertidor digital o diferencia entre la amplitud de la señal aplicada conocida y el valor obtenido por muestreo, para cada frecuencia (f_a) y para cada tiempo de apertura (T_a) a una temperatura determinada (T).

Por consiguiente, la variable de salida es la siguiente:

$$E(f_a, T_a, T).$$

Las variables de entrada son:

La amplitud de las n muestras adquiridas de la señal: $(V_1, V_2, \dots, V_i, \dots, V_n)$

Los n tiempos en los que las señales son adquiridas: $(t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_n)$

El tiempo de apertura correspondiente a la adquisición de las señales: T_a

La temperatura a la que se encuentra el convertidor durante la adquisición: T

El modelo que relaciona la variable de salida con las de entrada es el siguiente:

$$E(f_a, T_a, T) = A(f_a) - V_I(f_a) + C_a(f_a) + C_{alg} + C_T + C_R \quad 16-1$$

Siendo:

$E(f_a, T_a, T)$: el error del convertidor para una determinada frecuencia de señal, tiempo de apertura y temperatura.

$A(f_a)$: el valor de la señal obtenido con el algoritmo correspondiente de las n muestras V_n en los correspondientes tiempos t_n . Como se comentó anteriormente por uno de los dos métodos, el ajuste por mínimos cuadrados o por análisis neuronal.

$A(f_a) = f_1(V_1, V_2, \dots, V_i, \dots, V_n, t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_n)$ La función f_1 se refiere a la relación matemática establecida por el citado algoritmo

CAPÍTULO V MODELO TEÓRICO Y EVALUACIÓN DE INCERTIDUMBRES

V_i son los valores de continua obtenidos por el convertidor en los tiempos t_i en el tiempo de integración T_a . a la temperatura T

Cada valor de V_i depende del instante en el que se adquiere la muestra y del tiempo de apertura seleccionado.

$$V_i = f_2 (T_a, t_i)$$

$V_i(f_a)$: Es el valor de la referencia de la señal aplicada trazada a convertidor térmico, al patrón Josephson programable o al generador de onda sintetizada en cada caso.

$C_a (f_a)$: Es el valor de la corrección debido a la diferencia entre el tiempo medio de integración y el tiempo real en el que se adquiere la muestra

C_{alg} : Corrección debida al error introducido por el algoritmo de adquisición de datos.

C_T : Corrección debida a la influencia de la temperatura.

C_R : Corrección debida a la falta de repetitividad de las muestras adquiridas, aparentemente en las mismas condiciones.

17 EVALUACIÓN DE INCERTIDUMBRES

La evaluación de incertidumbres se realiza de acuerdo con el suplemento 1 de la guía para la expresión de incertidumbres de medida. [92]

Las componentes de incertidumbres asociadas a la caracterización utilizando los diferentes patrones son iguales exceptuando lo que corresponda al patrón de referencia. Se evalúan a continuación las distintas componentes correspondientes al modelo teórico presentado en el apartado anterior.

17.1 Debida al patrón de referencia

En este caso el patrón genera una señal directamente trazable a la nueva definición del sistema internacional de unidades por lo que la única componente de incertidumbres es la debida a la caída de tensión producida en los cables que conectan la señal cuántica generada y la entrada del convertidor digital.

Como se indicó en el capítulo correspondiente al estado del arte, en el sistema del PTB esta componente ha sido estimada en $2 \mu\text{V/V}$ a 20 kHz y a otras frecuencias esta componente es proporcional al cuadrado de la frecuencia, la incertidumbre para una frecuencia determinada f se obtiene de la siguiente ecuación:

$$u(f) = 2 \mu\text{V/V} \times \left(\frac{f}{20} \text{ kHz}\right)^2 \quad 17-1$$

El cuadro 17-1 muestra los valores de incertidumbre debida a este efecto para distintas frecuencias:

Cuadro 17-1 incertidumbres típicas debida al patrón de referencia

fa(Hz)	10	60	150	300	400	600
$u_A(f_a)(\mu V/V)$	0,04	0,11	0,17	0,24	0,28	0,35
fa(Hz)	800	1000	2000	5000	10000	20000
$u_A(f_a)(\mu V/V)$	0,4	0,45	0,63	1	1,41	2

17.2 Debida al proceso de datos

La componente de incertidumbre debida al proceso de datos, $A(f_a)$, depende de la incertidumbre de los valores de amplitud (V_i) de las muestras y de las incertidumbres en los instantes (t_i) en que estas se adquieren.

En relación con la incertidumbre de las muestras:

El error debido a la falta de linealidad del digitalizador es intrínseco a su respuesta en frecuencia por lo que esta fuente de incertidumbre no se considera.

El error debido a la referencia interna de tensión continua del digitalizador no afecta a su respuesta en frecuencia por lo que su incertidumbre tampoco debe considerarse. La referencia interna está constituida por un patrón de estado sólido, su falta de estabilidad a corto plazo, durante el tiempo que duran las medidas para obtener su respuesta en frecuencia es despreciable.

Como se ha contemplado en varios trabajos anteriores [86], [76], [15] y es objeto de este estudio la ganancia del digitalizador cambia con el tiempo de apertura. Este tiempo de apertura es medido internamente por el digitalizador, por lo que su error sistemático es intrínseco al mismo y por tanto forma parte su repuesta en frecuencia a los distintos tiempos de apertura seleccionados.

El error producido por la resolución limitada del digitalizador, error de cuantización, sí que afecta a la incertidumbre del tratamiento de datos por lo que debe ser considerada.

En resumen, la única componente de incertidumbre de las muestras es debida a la cuantización

Durante los instantes en que se adquieren las muestras existe una oscilación en el reloj que controla estos instantes denominado jitter de tiempo que contribuye a la incertidumbre.

El comportamiento del digitalizador debido a este parámetro ha sido evaluado por Rado Lapuh y otros y descrito en su artículo "Evaluation of Agilent 3458 Time jitter performance" [86] para la función DCV y afecta a cada muestra.

En resumen, las únicas componentes de incertidumbre que afectan al proceso de datos son la cuantización y el jitter en tiempo. Estas componentes han sido descritas por J.R. Salinas y otros en su artículo "Uncertainty analysis of ANN based spectral analysis using Monte Carlo method" [80] en el que se analizan y comparan la influencia de estas componentes en tres métodos de proceso, el análisis neuronal, el ajuste por senos y la transformada de Fourier.

Una de las conclusiones de este estudio es que estas componentes son independientes y que su contribución conjunta puede evaluarse como la suma cuadrática de las dos componentes evaluadas independientemente, como así se hace en esta evaluación de incertidumbres.

Influencia del jitter

En referencia al jitter basándose en los experimentos de Rado Lapuh mencionados anteriormente se considera una distribución rectangular de 150 ps.

Para obtener su componente de incertidumbre en el proceso de datos, para cada configuración de las contempladas en este trabajo se han tomado muestras con 10 000 variaciones del método de Monte Carlo (MC) para obtener numéricamente la función de distribución que facilita la incertidumbre típica. El método adaptativo de MC ha sido

utilizado para comprobar que aumentar el número de muestras no mejora la desviación típica por lo que se ha estimado que este valor es suficiente.

La figura 16-1 muestra gráficamente la relación entre la frecuencia de la señal y la incertidumbre típica obtenida por el método anterior, la simulación se realizó para señales de 53 Hz, 1 kHz, 5 kHz and 20 kHz con los mismos parámetros a los que se han realizado las medidas, aplicando los patrones de referencia.

Figura 17-1 Variación de la incertidumbre típica debida al jitter con la frecuencia

De la figura 16-1 se deduce que la incertidumbre típica debida al jitter varia linealmente con la frecuencia y de la curva anterior puede obtenerse la incertidumbre típica debida al jitter para cada frecuencia bajo prueba.

Influencia de la cuantización

La influencia de la cuantización debido a la limitada resolución del digitalizador ha sido evaluada por simulación mediante el método de Monte Carlo para los dos

procedimientos de proceso de la señal contemplados en esta tesis, ajuste por senos y análisis neuronal. La respuesta obtenida coincide con la ecuación de Wagdy [87] propuesta para el análisis de la transformada de Fourier y representada por la siguiente ecuación:

$$u_q^2 = \frac{\Delta^2}{6N}; \quad \Delta = \frac{D}{2^n} \quad 17-2$$

Siendo:

D el rango dinámico

n el número de bits

N el número de muestras

En el caso del digitalizador del 3458 el número de bits depende del tiempo de apertura, siendo:

16 bits para los tiempos de apertura de 4 μ s y 6 μ s

18 bits para valores hasta 120 μ s.

17.3 Debida a la corrección por la integración

$C_a(fa)$: Este término proviene de la corrección que se hace al proceso de datos debido a la diferencia entre el tiempo real al que corresponde el valor de la muestra y el obtenido por el proceso de toma de datos que asigna el valor medio del tiempo de integración y que no es una característica intrínseca del convertidor. Como se vio anteriormente este error se corrige matemáticamente por la expresión 17-3:

$$K(fa, T_a) = \frac{\pi \cdot fa \cdot T_a}{\sin(\pi \cdot fa \cdot T_a)} \quad 17-3$$

Esta corrección se aplica de forma matemática para un tiempo de apertura determinado. El tiempo de apertura asignado es el valor nominal del digitalizador, pero

hay un error entre el valor nominal del tiempo de apertura del digitalizador y el que se aplica realmente. Este error produce a su vez un error en la corrección aplicada y por tanto una incertidumbre en dicha corrección. Esta incertidumbre se hace más significativa al aproximarse el producto de $(f_a \cdot T_a)$ a la unidad.

Las fuentes de referencia están enclavadas a una referencia externa de frecuencia de 10 MHz y de incertidumbre despreciable. La única fuente de error en el tiempo de apertura proviene de la base de tiempos interna del digitalizador que no está enclavada a ninguna referencia externa (el 3458 no tiene esta opción).

Para evaluar el error de esta componente, el error de la base de tiempos del digitalizador se han seguido dos caminos con resultados similares:

a) Utilizando la función de medida de frecuencia del multímetro

Se configura el multímetro en su función de medida de frecuencia y se le aplica una referencia de 10 MHz trazada al patrón de tiempo nacional. En este método hay que considerar que en el proceso de calibración del multímetro se le aplica una corrección en frecuencia, pero solo a la función de medida de frecuencia y no a la base de tiempos, la constante de corrección se almacena en la memoria interna del mismo. Es necesario leer esta constante y corregir la lectura del multímetro para obtener el error de la base de tiempos.

b) Mediante el procesado de las muestras

El proceso de datos proporciona un valor de la frecuencia de la fuente, obtenida de las muestras adquiridas en los tiempos establecidos por el multímetro. De la comparación de este valor con el conocido de la fuente se obtiene el error de la base de tiempos.

Una vez conocido el error de la base de tiempos, en la corrección por integración se introduce el valor real T_a .

Como existe una incertidumbre en la determinación del valor real del tiempo de apertura esta se propaga en la corrección. La incertidumbre en la frecuencia del patrón de referencia es despreciable por lo que la única componente de incertidumbre es:

- a) En el caso de utilizar la función de frecuencia del multímetro la resolución de lectura.
- b) En el caso de utilizar los algoritmos de proceso la desviación de las medidas.

Utilizando el método a) se obtiene una distribución rectangular de incertidumbre típica de $1 \mu\text{Hz}/\text{Hz}$.

Para cada tiempo de apertura nominal se han simulado 100 000 valores aleatorios correspondientes a una distribución rectangular centrada en el valor nominal de T_a y se han aplicado a la ecuación 17-3 que proporciona el factor de corrección.

Para todos los tiempos de apertura la salida de esta variación con el tiempo de apertura proporciona una distribución rectangular para el valor de corrección.

La figura 16-2 muestra la desviación típica de esta corrección para los distintos valores del tiempo de apertura referidos al tiempo de apertura en que el producto $f_a \cdot T_a$ es igual a la unidad.

Figura 17-2 Variación de la incertidumbre debida al tiempo de apertura

De la figura se deduce que en el peor caso 20 kHz y $18 \mu\text{s}$ la incertidumbre típica es del orden de $0.1 \mu\text{V}/\text{V}$.

17.4 Debida al algoritmo

Para estimar la incertidumbre debida a la inexactitud del algoritmo aplicado, C_{alg} . Se han procesado señales sinusoidales ideales simuladas a las que se les ha añadido un jitter de 100 ns y un ruido de cuantización correspondiente a 16 bits. Los resultados muestran que la diferencia entre la señal procesada por tres métodos, la transformada de Fourier, el ajuste por senos y el análisis neuronal, y la señal real son despreciables, por lo que esta componente de incertidumbre es igualmente despreciable.

17.5 Debida a la influencia de la temperatura

La incertidumbre debida a la influencia de la temperatura C_T se ha obtenido de los valores del coeficiente de temperatura determinados experimentalmente.

Para valores de tiempos de apertura superiores a 100 μ s el coeficiente de temperatura es inferior a 0.5 μ V/V $^{\circ}$ C y similar para todos los tiempos de apertura.

Sin embargo, para los de tiempos de apertura inferiores a 100 μ s el coeficiente de temperatura es del orden de 4-6 μ V/V $^{\circ}$ C.

Para corregir la influencia de la temperatura se utiliza la indicación de temperatura interna del convertidor. Durante la determinación de los coeficientes de temperatura se comprobó que, después de esperar varias horas de estabilización, esta indicación coincidía con la real. Debido a la inercia térmica del multímetro este tiempo de estabilización era de varias horas.

Durante las medidas experimentales no era viable introducir los digitalizadores en una cámara climática por lo que estaban sometidos a las oscilaciones de la temperatura ambiente produciéndose un error entre la indicación de temperatura del digitalizador y la temperatura real, lo cual introduce una incertidumbre.

Las variaciones entre la temperatura real y la indicación del digitalizador se asumen con una distribución rectangular de una variación de $\pm 1^{\circ}$ C.

Multiplicando esta variación por el coeficiente de temperatura correspondiente obtenemos la incertidumbre típica debida a este parámetro.

17.6 Debida a la no repetición de medidas

La componente de incertidumbre debida a la no repetición de las medias en las mismas condiciones C_R , se obtuvieron repitiendo las medidas para cada configuración de parámetros, en particular:

Se repitieron cinco veces para cada configuración excepto para las frecuencias de 10 Hz y 20 kHz en la que la dispersión era mayor, que se repitieron diez veces .

La alta dispersión a la frecuencia de 10 Hz en las medidas realizadas con el JAWS es debida a la dificultad de este patrón para generar señales de baja frecuencia con baja distorsión, debido a la función de multiplicación de bits del generador de pulsos para incrementar la memoria de forma virtual.

El aumento de la dispersión con la frecuencia es debido a que la señal que integra el digitalizador durante el tiempo de apertura cambia más rápidamente produciendo por tanto más dispersión.

De los valores obtenidos con la repetición de medias se obtiene la incertidumbre típica debida a este factor.

18 PROPAGACIÓN DE INCERTIDUMBRES

De acuerdo con el modelo considerado:

$$E(f_a, T_a, T) = A(f_a) - V_I(f_a) + C_a(f_a) + C_{alg} + C_T + C_R \quad 18-1$$

Si todas las incertidumbres típicas se expresan en términos relativos la incertidumbre relativa combinada se obtiene como suma cuadrática de las incertidumbres relativas.

A continuación, se indican en forma de tabla las incertidumbres correspondientes a cada componente para cada frecuencia y tiempo de apertura. Solo se indica la componente de incertidumbre debida al patrón JAWS al ser con diferencia la menor y por tanto la considerada en los resultados finales.

18.1 Incertidumbre del patrón de referencia.

La única componente de incertidumbre del patrón es la debida al efecto de los cables esta se resume en el cuadro 18-1

Cuadro 18-1 Incertidumbre del patrón de referencia a distintas frecuencias

f (Hz)	10	60	150	300	400	600	800	1k	2K	5k	10k	20k
$u_A(f_a)$ ($\mu V/V$)	0,04	0,11	0,17	0,24	0,28	0,35	0,4	0,45	0,63	1,0	1,41	2

18.2 Incertidumbre producida por el jitter en la base de tiempos.

La influencia del jitter es independiente del tiempo de apertura, el cuadro 18-2 muestra esta componente para las frecuencias más altas siendo despreciable en las frecuencias menores

Cuadro 18-2 Incertidumbre debida al jitter a distintas frecuencias

f_a (Hz)	2k	5k	10k	20k
$u_j(f_a)$ ($\mu V/V$)	0.01	0.02	0.04	0.07

18.3 Incertidumbre producida por la cuantización

Introduciendo valores en la ecuación 17-2 deducida para estimar esta componente,

Esta resulta siempre menor que $0,1 \mu\text{V}/\text{V}$, siendo de $0,07 \mu\text{V}/\text{V}$ para los tiempos de apertura de $4 \mu\text{s}$ y $6 \mu\text{s}$, y $0,04 \mu\text{V}/\text{V}$ para el resto de tiempos de apertura.

18.4 Incertidumbre producida por la influencia de la temperatura

Se obtiene multiplicando el coeficiente de temperatura por la incertidumbre en temperatura.

Esta componente se estima en:

$1,5 \mu\text{V}/\text{V}$ para valores de tiempo de apertura menores a $100 \mu\text{s}$

$0,5 \mu\text{V}/\text{V}$ para valores de tiempo de apertura superiores a $100 \mu\text{s}$

18.5 Incertidumbre debida a la no repetición de las medidas

El cuadro 18-3 muestra las desviaciones típicas obtenidas en la repetición de las medidas

Cuadro 18-3 Incertidumbre debida a la dispersión de las medidas

$f_a \text{ (Hz)}$	10	60	150	300	400	600	800	1k	2k	5k	10k	20k
$u_r(f_a) (\mu\text{V}/\text{V})$	1,5	0,5	0,5	0,5	0,28	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,63	6

18.6 Incertidumbre combinada

Combinando cuadráticamente las componentes anteriores se obtiene los valores reflejados en el cuadro 18-4, para las distintas frecuencias y tiempos de apertura

Cuadro 18-4 Incertidumbre combinada para distintas frecuencias y tiempos de apertura

	Ta (μs)													
f(Hz)	4	6	8	10	12	14	16	18	20	60	99	101	110	140
10	1,9	1,9		1,9					1,9	1,9	1,9	1,5	1,5	1,5
60	1,3	1,3		1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	0,6	0,6	0,6
150	1,3	1,3		1,3				1,3	1,3	1,3	1,3	0,6	0,6	0,6
300	1,3	1,3		1,3					1,3	1,3	1,3	0,6	0,6	0,6
400	1,3	1,3		1,3					1,3	1,3	1,3	0,7	0,7	0,7
600	1,4	1,4		1,4					1,4	1,4	1,4	0,7	0,7	0,7
800	1,4	1,4		1,4					1,4	1,4	1,4	0,7	0,7	0,7
1000	1,4	1,4		1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	1,4	0,7	0,7	0,7
2000	1,5	1,5		1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5				
5000	2,5													
10000	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5						
20000	6,4	6,4	6,4	6,4	6,4	6,4	6,4							

CAPÍTULO VI ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

19 ANÁLISIS DE RESULTADOS

19.1 Consideraciones generales

Se presentan a continuación los resultados experimentales obtenidos en la caracterización de los convertidores, este estudio se enfoca en las siguientes consideraciones:

- *Modificación de la impedancia de entrada para valores de tiempo de apertura superiores a 100 μ s*

En primer lugar, la respuesta en frecuencia debe dividirse en dos tramos en función del tiempo de apertura, en valores inferiores y superiores al tiempo de apertura de 100 μ s.

Ello es debido a un cambio en la configuración interna del digitalizador que modifica su impedancia de entrada produciendo un cambio en la respuesta en frecuencia.

Esta variación ha sido verificada por trabajos previos, [77] además del presentado en esta tesis al analizar la respuesta en frecuencia mediante una fuente caracterizada mediante convertidores térmicos [86].

- *Invariabilidad de la respuesta en frecuencia con el tiempo de apertura*

Se concluye que la respuesta en frecuencia es la misma para todos los tiempos de apertura considerando los dos tramos mencionados anteriormente para valores de tiempos de apertura superiores a e inferiores a 100 μ s Esta hipótesis se había apuntado en trabajos previos [15], y verificado parcialmente, solo hasta frecuencias inferiores a 400 Hz por no disponer del patrón adecuado,.

El estudio que se presenta a continuación se enfoca en la comprobación de dicha hipótesis ampliando el rango de frecuencias hasta 20 kHz. Esta frecuencia está limitada por el propio convertidor digital ya que aumentar la frecuencia supone aumentar la frecuencia de muestreo lo cual no es posible sin disminuir la resolución del convertidor y por tanto su exactitud.

La comprobación de esta hipótesis supone una simplificación importante en la caracterización de la respuesta en frecuencia del convertidor digital ya que bastaría caracterizarlo para dos tiempos de apertura, para un valor inferior y otro superior a los 100 μ s.

- *Experimentación con dos convertidores*

Las pruebas experimentales se han realizado con dos convertidores iguales que en la presentación de resultados denominaremos DMM₁ y DMM₂

- *Influencia del algoritmo utilizado para el tratamiento de datos*

Las muestras han sido tratadas aplicando dos algoritmos diferentes, el ajuste por senos y el análisis neuronal. No se han encontrado diferencias en los resultados obtenidos por ambos métodos, esto verifica que no se comete ningún error sistemático en el tratamiento de datos. Por otro lado debido a la no existencia de diferencias, en la presentación de resultados no se distingue entre los obtenidos por cada método.

19.2 Respuesta en frecuencia

19.2.1 Cuadros de resultados

Los cuadros 19-1 y 19-2 muestran los valores obtenidos para cada uno de los convertidores, para las distintas combinaciones de frecuencias y tiempos de apertura, los valores están expresados como desviaciones en μ V/V

Cuadro 19-1 Valores obtenidos con el convertidor DMM₁ expresados en desviaciones del nominal en μ V/V para distintas frecuencias y tiempos de apertura

fa (Hz)	Tas (s)													
	0,000004	0,000006	0,000008	0,00001	0,000012	0,000014	0,000016	0,000018	0,00002	0,00006	0,000099	0,000101	0,00011	0,00014
10	16,70	16,09		17,40					19,12	20,98	22,35	21,71	21,52	20,30
60	4,91	3,23		3,75	1,65	2,30	3,79	3,03	4,06	5,02	5,71	10,67	10,21	8,80
150	0,37	-1,22		-0,93					-0,24	0,63	1,26	9,24	8,96	7,72
300	-4,27	-5,90		-4,97					-4,27	-3,36	-2,69	5,62	5,27	3,83
400	-7,07	-8,76		-7,92					-7,10	-6,02	-5,34	2,18	1,85	0,31
600	-15,20	-16,18		-14,73					-13,60	-12,38	-11,69	-7,42	-7,66	-9,08
1000	-39,73	-40,09		-38,07	-39,61	-38,66	-37,10	-37,78	-36,44	-34,70	-33,85	-35,24	-35,03	-35,04
2000	-142,08	-138,88		-134,57	-135,62	-134,39	-132,42	-132,83	-131,27	-127,95				
5000	-748,40	-735,68	-731,93	-724,59	-723,84	-720,13	-717,14	-716,26	-713,92					
10000	-2792,17	-2757,71	-2746,58	-2736,98	-2731,53	-2724,13	-2720,48	-2718,89	-2714,63					
20000	-10682,89	-10562,43	-10527,72	-10496,96	-10483,32	-10455,55	-10441,55	-10434,17						

Cuadro 19-2 Valores obtenidos con el convertidor DMM₂ expresados en desviaciones del nominal en $\mu\text{V}/\text{V}$ para distintas frecuencias y tiempos de apertura

f _{nom}	T _a s													
	0,000004	0,000006	0,000008	0,00001	0,000012	0,000014	0,000016	0,000018	0,00002	0,00006	0,000099	0,000101	0,00011	0,00014
10	52,32	39,79		28,85					21,40	17,36	17,68	17,96	17,82	16,37
60	39,88	26,22		14,77	9,59	8,02	8,00	5,90	6,24	1,43	1,14	6,74	6,30	4,74
150	35,49	22,12		10,55					1,89	-2,87	-3,21	5,81	5,39	3,72
300	31,80	18,43		7,40					-0,99	-5,92	-6,41	2,69	2,21	0,72
400	29,09	16,14		4,95					-3,32	-8,51	-8,66	-0,24	-0,79	-2,25
600	22,21	9,71		-0,74					-8,90	-13,37	-13,52	-8,14	-8,64	-10,15
1000	2,52	-9,32		-18,91	-23,86	-25,03	-24,57	-26,70	-26,92	-30,86	-30,92	-30,99	-31,59	-30,56
2000	-78,56	-88,20		-94,57	-98,87	-99,35	-99,90	-101,18	-100,38	-103,28				
5000	-537,60	-553,04	-559,65	-549,15	-629,76	-607,53	-570,00	-559,88	-525,59					
10000	-2147,57	-2124,26	-2123,78	-2113,34	-2120,67	-2114,55	-2112,94	-2117,35	-2103,30					
20000	-8326,46	-8233,04	-8195,07	-8182,61	-8167,98	-8153,09	-8140,03	-8128,54						

19.2.2 Curvas de respuesta

En las gráficas 19-1 y 19-2 se muestra la respuesta para todas las frecuencias y a los distintos tiempos de apertura indicados a la derecha de la gráfica expresadas en s. Debido a la baja resolución de la gráfica solo es posible concluir, como ya se había indicado en trabajos anteriores [16], que la respuesta en frecuencia se asemeja a un filtro a la entrada del convertidor.

Figura 19-1 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura DMM₁

CAPÍTULO VI ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Figura 19-2 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura DMM2

Si tomamos únicamente la respuesta en las bajas frecuencias observamos claramente que las respuestas son diferentes para tiempos de apertura superiores e inferiores a 100 μ s, como se aprecia en las siguientes gráficas:

Se aprecia también una variación de la ganancia con el tiempo de apertura con mayor pendiente en el DMM2.

Figura 19-3 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura hasta 1 kHz (DMM1)

Figura 19-4 Variación de la amplitud con la frecuencia a distintos tiempos de apertura hasta 1 kHz (DMM₂)

A continuación, se realiza el análisis de los resultados de forma separada para cada caso.

19.3 Respuesta para tiempos de apertura inferiores a 100 μs

Las siguientes gráficas muestran la respuesta para tiempos de apertura inferiores a 100 μs.

Figura 19-5 Respuesta en frecuencia para tiempos de apertura inferiores a 100 μs DMM₁

Figura 19-6 Respuesta para tiempos de apertura inferiores a 100 μ s DMM₂

Del análisis de estas se puede apreciar lo siguiente:

- La respuesta en frecuencia es similar para todos los tiempos de apertura.
- Existe mayor dispersión en los valores a 10 Hz ello puede ser debido a, como ya se apreció en la evaluación de incertidumbres, el patrón es menos estable a esa frecuencia.
- Se aprecia una variación en la ganancia de los convertidores al variar el tiempo de apertura. Esta variación es positiva en el DMM1 y negativa y más marcada en el DMM2. Esta variación con la ganancia ya había sido detectada en trabajos anteriores, y corresponde a una variación en el número de bits con el tiempo de apertura.
-

19.4 Variaciones respecto al valor medio para cada tiempo de apertura

Para poder comprobar de forma gráfica si la respuesta en frecuencia es similar para todos los tiempos de apertura:

- Para poder visualizar con mayor facilidad la comparación de la respuesta en frecuencia a distintos tiempos de apertura.
 - Para cada frecuencia se obtiene la media de las desviaciones a todos los tiempos de apertura.
 - Para cada frecuencia los valores correspondientes a cada tiempo de apertura se presentan como desviación de dicha media.
 - De esta forma si las respuestas en frecuencia son similares, las curvas correspondientes a los distintos tiempos de apertura serán curvas paralelas separadas por la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.
- El estudio se divide en franjas de frecuencia, para valores mayores y menores de 2 kHz.

19.4.1 Respuesta hasta 2 kHz

Convertidor DMM₁

En la figura 19-7 se muestra gráficamente los resultados obtenidos para el DMM₁, las desviaciones en el eje vertical se expresan en $\mu\text{V/V}$ las frecuencias en el eje horizontal en Hz. Los tiempos de apertura se expresan en s.

CAPÍTULO VI ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Figura 19-7 Respuesta en frecuencia respecto al valor medio DMM₁

Las conclusiones que se obtienen de estos valores son las siguientes:

- Como se había visto anteriormente existe una separación entre las curvas causada por la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.
- Las curvas son prácticamente paralelas, aunque existe una ligera separación lineal al aumentar la frecuencia, que se hace más clara para frecuencias superiores a 1 kHz.

Convertidor DMM₂

En la figura 19-8 se muestra gráficamente los resultados obtenidos para el DMM₂, igualmente que en el caso anterior las desviaciones en el eje vertical se expresan en $\mu\text{V}/\text{V}$, las frecuencias en el eje horizontal en Hz, los tiempos de apertura se expresan en s.

Figura 19-8 Respuesta en frecuencia respecto al valor medio DMM_2

Las conclusiones que pueden deducirse de esta gráfica son las siguientes:

- Como se había visto anteriormente existe una separación entre las curvas causada por la variación de la ganancia con el tiempo de apertura. Esta variación es mayor que en el otro convertidor y la ganancia disminuye al aumentar el tiempo de apertura.
- Las curvas son paralelas, no existiendo la divergencia lineal al aumentar la frecuencia como ocurre con el otro convertidor.

19.4.2 Respuesta desde 2 kHz a 20 kHz

Con el objeto de visualizar el solape con la franja de frecuencias del apartado 19.4.2 se incluye en este apartado los valores desde 1 kHz.

Convertidor DMM_1

En la figura 19-9 se muestra gráficamente los resultados obtenidos para el DMM_1 en este rango de frecuencias, como en los casos anteriores las desviaciones en el eje vertical se expresan en $\mu V/V$, las frecuencias en el eje horizontal en Hz, los tiempos de apertura se expresan en s.

Para este rango de frecuencias solo son posibles tiempos de aperturas hasta 18 μs , ya que el tiempo de apertura está limitado por el periodo de la señal.

Figura 19-9 Respuesta en frecuencia hasta 20 kHz (DMM₁)

Las conclusiones que pueden deducirse de esta gráfica son las siguientes:

Se sigue apreciando la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.

Las curvas de respuesta en frecuencia son prácticamente paralelas hasta 10 kHz.

De 10 kHz a 20 kHz se presenta una divergencia en las curvas.

Convertidor DMM₂

En la figura 19-7 se muestran gráficamente los resultados obtenidos para el DMM₁ en este rango de frecuencias, como en los casos anteriores las desviaciones en el eje vertical se expresan en μV/V, las frecuencias en el eje horizontal en Hz, los tiempos de apertura se expresan en s.

Igualmente, para este rango de frecuencias solo son posibles tiempos de aperturas hasta 18 μs, al estar el tiempo de apertura limitado por el periodo de la señal.

Figura 19-10 Respuesta en frecuencia hasta 20 kHz (DMM₂)

Las conclusiones que pueden deducirse de esta gráfica son las siguientes:

Se sigue apreciando la variación de la ganancia con el tiempo de apertura.

Las curvas de respuesta en frecuencia empiezan a divergir desde 1kHz, esta divergencia es apreciable a 20 kHz, produciéndose un cruce en las curvas de ganancia.

19.5 Hipótesis justificativa de la divergencia de las curvas a alta frecuencia

La divergencia entre las curvas de respuesta en frecuencia al aumentar la frecuencia puede ser debida al término de corrección por integración $Ca(fa)$. Esta corrección se aplica para un valor nominal del tiempo de apertura del convertidor digital. Si el tiempo de apertura real del convertidor difiere del nominal se produce un error en la corrección. Este error se ha estimado asumiendo que la única fuente era debida al error de la base de tiempos del convertidor digital. Sin embargo, hay otras fuentes de error no consideradas: El tiempo de retardo desde que llega la señal de inicio y final del integrador en la puesta en marcha y parada de la integración de señal. Tiempo de subida y bajada de las señales de disparo, etc. Todos ellos se añaden al error considerado de la base de tiempos.

CAPÍTULO VI ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Para verificar esta hipótesis se han estimado los errores mediante la ecuación de corrección por el tiempo de integración ecuación 17-3:

Aplicando esta ecuación los errores que se obtienen son de 7 ns y de 9 ns para cada convertidor respectivamente.

A continuación, se estudian la respuesta en frecuencia modificadas con estos nuevos valores.

El autor de esta tesis solo ha encontrado una publicación donde se describa un método para determinar la diferencia entre el valor nominal del tiempo de apertura y el real [95]. El método consiste en ir aumentando el tiempo de apertura en el muestreo de una señal de frecuencia conocida. Los valores se van aumentando para valores hasta alcanzar valores en que el tiempo de integración se aproxime y supere el periodo de la señal. Teóricamente para el valor en que el tiempo de integración y el periodo de la señal coinciden el valor de todas las muestras sería nulo. Interpolando los valores próximos se obtiene el valor real del tiempo de apertura. Los valores estimados en este trabajo son del mismo orden que los obtenidos en dicha publicación.

Las figuras 19-11 y 19-12 muestran las gráficas corregidas para los dos convertidores, la desviación se expresa en $\mu\text{V/V}$, la frecuencia en Hz y el tiempo de apertura en s.

De las curvas se desprende que la hipótesis anterior puede justificar la divergencia de las curvas para frecuencias superiores a 1kHz donde la corrección por tiempo de integración empieza a ser significativa.

Figura 19-11 Respuesta en frecuencia corregida por el error del tiempo de apertura DMM₁

Figura 19-12 Respuesta en frecuencia corregida por el error del tiempo de apertura DMM₁

19.6 Curvas de respuesta para tiempos superiores a 100 μs

Se evalúan en este apartado la respuesta en frecuencia para tiempos de apertura superiores a 100 μs . En este caso la frecuencia está limitada a 1kHz, para valores mayores el tiempo de apertura se aproxima al periodo de la señal.

Las figuras 19-13 y 19-14 muestran las curvas de respuesta en frecuencia para tiempos de apertura superiores a 100 μs , la desviación se expresa en $\mu\text{V/V}$, la frecuencia en Hz y el tiempo de apertura en s.

Figura 19-13 Respuesta en frecuencia para tiempos superiores a 100 μs DMM₁

Figura 19-14 Respuesta en frecuencia para tiempos superiores a 100 μ s DMM₁

Conclusiones.

Como se desprende de las figuras las curvas de respuesta son paralelas para los distintos tiempos de apertura. Existe una divergencia en los dos convertidores a 1kHz con tiempos de apertura del orden de 1 μ V/V. Esta desviación se explica de nuevo por el error de la corrección por el tiempo de apertura. Nótese que la corrección depende del producto ($f.Ta$) y para la misma frecuencia este se hace mayor para el tiempo de apertura de 140 μ s.

20 RESUMEN Y CONCLUSIONES

La trazabilidad en corriente alterna se basa desde hace más de 60 años en relacionar la corriente alterna con la continua mediante la utilización de convertidores térmicos. Los convertidores térmicos relacionan la corriente alterna con la continua mediante transferencia térmica. La trazabilidad en continua se obtiene de los patrones cuánticos de continua basados en el efecto Josephson. Tras muchos años de investigación se ha logrado mediante sistemas extremadamente complejos desarrollar patrones de corriente alterna basados en este mismo efecto. Es de destacar que la anterior definición del amperio solo se establecía para corriente continua, la nueva, basada en la carga elemental del electrón, no distingue entre continua y alterna. La complejidad de los patrones de corriente alterna hace que estén disponibles en muy pocos laboratorios, concretamente el patrón cuántico generador de onda arbitraria JAWS en Europa solo está disponible en el instituto nacional de metrología alemán, PTB.

La complejidad de los patrones anteriores hace necesario disponer, para dar trazabilidad, de patrones de transferencia. Los convertidores térmicos citados anteriormente están limitados a proporcionar únicamente el valor eficaz de la señal lo cual es insuficiente para las necesidades metrológicas actuales.

La alternativa más prometedora a los patrones basados en convertidores térmicos lo constituyen los convertidores digitales, de hecho, estos son la base de la mayoría de los patrones nacionales de potencia y energía y parámetros de calidad de red. Para extender su utilización al resto de magnitudes eléctricas se hace necesario disponer de convertidores digitales de altas prestaciones caracterizados metrológicamente. La industria ya proporciona este tipo de convertidores, entre ellos el evaluado experimentalmente en esta tesis.

Del estudio de los métodos disponibles para su caracterización se obtuvo la conclusión de que estos carecían de un requisito metrológico imprescindible, la trazabilidad al Sistema Internacional de unidades y en especial el cálculo de incertidumbres.

Del estudio de las investigaciones previas realizadas en los procedimientos se concluyó que la mayor carencia se encontraba en la caracterización de su respuesta en frecuencia,

concretamente en frecuencias superiores a las correspondientes a las utilizadas para la energía eléctrica, con incertidumbres similares a las que proporcionan los convertidores térmicos para el valor eficaz.

Debido a lo anterior, esta tesis se centró en dicha caracterización mediante patrones cuánticos. Como justificación preliminar se estudió la caracterización de los convertidores digitales mediante convertidores térmicos resultando valores de incertidumbres insuficientes para muchas aplicaciones. Como patrones cuánticos de corriente alterna se han considerado y evaluado los denominados como programables y generadores de onda sintetizada obteniéndose los mejores resultados con el segundo. Para los trabajos experimentales se ha utilizado la función DCV del convertidor digital incorporado en el multímetro 3458 por ser ampliamente utilizado e investigado por los institutos Nacionales de Metrología que soportan esta decisión por dos motivos:

El primero de ello es que los estudios de esta tesis tienen aplicación extensa e inmediata, concretamente ya ha sido aplicado en el proyecto europeo Trace- PQM cuyos resultados se han reflejado en un capítulo de un libro sobre la caracterización de convertidores digitales.

El segundo de ellos es la utilización de los excelentes trabajos publicados sobre su caracterización que han sido utilizados como base en esta tesis “sobre hombros de gigantes”.

Autores anteriores habían medido la variación de la ganancia del convertidor digital bajo estudio con el tiempo de apertura y el salto que se produce en la ganancia y en la respuesta en frecuencia al superar tiempos de apertura de 100 μ s [77] debido al cambio de configuración interna del convertidor al alcanzar ese valor, como se ha detectado igualmente en esta tesis.

Quizá lo más relevante para esta tesis ha sido la investigación realizada previamente en la respuesta en frecuencia a distintos tiempos de apertura hasta 400 Hz en los que se concluía que con el nivel de incertidumbre de los patrones utilizados no se apreciaba una variación de la respuesta en frecuencia con el tiempo de apertura hasta dicho valor y se apuntaba la hipótesis que este era un invariante a todos los tiempos de apertura, a excepción del salto que se produce al superar los 100 μ s.

CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DIGITALES MEDIANTE PATRONES CUÁNTICOS

En esta tesis se ha comprobado dicha invariabilidad hasta frecuencias de 20 kHz con incertidumbres en el estado del arte.

Esta aportación facilita enormemente la caracterización de este convertidor digital al no ser necesario medir la respuesta en frecuencia a todos los tiempos de apertura.

**CAPÍTULO VII. RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS,
PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS**

CAPÍTULO VII RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS

21 RESUMEN APORTACIONES DE LA TESIS

Las investigaciones realizadas en esta tesis han producido las siguientes aportaciones:

- Estudio del estado del arte en la caracterización de convertidores digitales.
- Definición de un procedimiento para la caracterización de la respuesta en frecuencia de convertidores digitales.
- Primera caracterización práctica publicada de la respuesta en frecuencia de un convertidor digital mediante un patrón cuántico generador de onda sintetizada.
- Definición del modelo y evaluación de incertidumbres de dicha realización.
- Determinación de la influencia de la temperatura en el convertidor digital más usado en metrología.
- Adquisición del conocimiento y experiencia necesaria para implementar un patrón cuántico programable en las instalaciones del Centro Español de Metrología.
- Escalado en intensidad

CAPÍTULO VII RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS

22 PUBLICACIONES

Esta tesis ha sido objeto de las siguientes publicaciones en revistas científicas, congresos, libros y conferencias.

22.1 ARTÍCULOS

- J. Díaz de Aguilar, J. R. Salinas, O. Kieler, R. Caballero, R. Behr, Y. A. Sanmamed., A. Mendez, "Characterization of an analog to digital converter frequency response by a Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer". Measurement Science and Technology, 2018, 10.1088/1361-6501/aafb27.
- J. R. Salinas Vázquez, F.L. García Lagos, J. Díaz de Aguilar, G. Joya, and F. Sandoval, "Monte Carlo uncertainty analysis of an ANN-based spectral analysis method", Neural Computing and Applications.
- J. Díaz de Aguilar, R. Caballero, Y. A. Sanmamed, "Realization and Validation of the 10 mA-100 A Current Standard at CEM", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 63(7):1753-1759, 2014.
- J. Díaz de Aguilar, Y. A. Sanmamed, R. Caballero, F. Raso. "Metrología eléctrica cuántica y digital", Revista Española de Metrología e-Medida, vol. 7, nº 14, diciembre 2018.

22.2 PROCEEDINGS

- J. Díaz de Aguilar, J. R. Salinas, , F. García-Lagos, G. Joya, F. Sandoval, M. L. Romero, "Evaluation and compensation of the Analog-to-Digital Converters and transducer influence in the CEM digital sampling wattmeter", CPEM 2014 Digest, August 2014. DOI: 10.1109/CPEM.2014.6898589.]

CAPÍTULO VII RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS

- J. R. Salinas, J. Díaz de Aguilar, F. García-Lagos, G. Joya, “Spectrum analysis of asynchronously sampled signals by means of an ANN method”. CPEM 2014 Digest, August 2014. DOI: 10.1109/CPEM.2014.6898439.
- J. Diaz de Aguilar, J.R. Salinas, R. Lapuh , A. Mendez, F. Garcia Lagos, and Y.A. Sanmamed, “Characterization of the frequency response of Analog-to-Digital Converters”, CPEM 2016, Ottawa (Canadá), 10-15 de julio de 2016. 978-1-4673-9134-4/16/\$31.00, 2016 IEEE
- J.R.Salinas, F. García-Lagos , Javier Díaz de Aguilar , G. Joya , R. Lapuh and F. Sandoval, “Harmonics and Interharmonics Spectral Analysis by ANN”, CPEM 2016, Ottawa (Canadá), 10-15 de julio de 2016. 978-1-4673-9134-4/16/\$31.00, 2016 IEEE
- J. Nissila , M. Šíra, J. Lee , T. Öztürk , M. Arifovic , J. Diaz de Aguilar , R. Lapuh , and R. Behr, Stable arbitrary waveform generator as a transfer standard for ADC calibration, CPEM 2016, Ottawa (Canadá), 10-15 de julio de 2016. 978-1-4673-9134-4/16/\$31.00, 2016 IEEE
- Y. A. Sanmamed, J. Diaz de Aguilar, R. Behr, J. M. Williams, A. Sosso, M. Šíra, R. Caballero, “Digital metrology and quantum standards: ACQ-PRO EMPIR Project”. 22nd IMEKO TC4 International Symposium & 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing. Iasi, Romania, 14-15 septiembre 2017.
- R. Caballero, J. Díaz de Aguilar, R. Behr, J. Williams, A. Sosso, M. Šíra, Y.A. Sanmamed,” Towards the propagation of AC quantum voltage standards, the EMPIR ACQ-PRO” Project 18th International Metrology Congress. París, 21-29 septiembre 2017. DOI: 10.1051/metrology/201707001.

- R. Caballero, V. Nováková, S. Mašláň, A. Yovcheva, J. Díaz de Aguilar, D. Ilić, J. Lončarević, B. Trinchera, K. Ellingsberg, H. Ndilimabaka, A. Philominraj, A. Pokatilov, O. Power, B. Voljc, V. Tarasso, H. Çaycı and K. Gülnihar. “EMPIR Project 15 RPT04 TracePQM: traceability routes for electrical power quality measurements”, 18th International Metrology Congress. París, 21-29 septiembre 2017. DOI: 10.1051/metrology/201704001
- M Sira, J. Díaz de Aguilar, T. Öztürk, R. Behr, J. Nissilä, “Comparison of sampling voltage measurements of multi-tone signals”. CPEM 2018. París (Francia), 8-13 julio 2018. 978-1-5386-0974-3/18/\$31.00. 2018 IEEE.
- J. R. Salinas, J. Díaz de Aguilar, F. García-Lagos, Y. A. Sanmamed, R. Caballero, M. Neira and F. Sandoval, “Study of Keysight 3458A Temperature Coefficient for different Aperture times in DCV Sampling Mode”. CPEM 2018. París (Francia), 8-13 julio 2018. 978-1-5386-0974-3/18/\$31.00. 2018 IEEE
- Y. A. Sanmamed, J. Díaz de Aguilar, J.R. Salinas, R. Caballero, F.G.Lagos “Temperature influence on the frequency response of the Keysight 3458 digital multimeter” 23rd IMEKO TC4 International Symposium & 21th International Workshop on ADC Modelling and Testing. Xian, Chian, 17-20 septiembre 2019.

22.3 LIBROS

- “Good Practice Guide on the operation of AC quantum voltage standards”, J. Díaz de Aguilar, R. Caballero, Y. A. Sanmamed, M. Šíra, P. Bruszewski, A. Sosso, V. Cabral, L. Ribeiro, H. Malmbeek, J. M. Williams, R. Behr, O. Kieler, R. Orhan, G. Bonfait, 1st edition, Brno (Czech Republic), 2018, ISBN 978-80-905619-2-2.
- “Guide for sampling power and power quality measurements”, R. Hadzhistoykova, A. Yovcheva, Y. A. Sanmamed, Javier Díaz de Aguilar, S. Maslan, M. Sira, V. Novakova Zachovalova, B. Trinchera, K. Ellingsberg, H. Malmbeek, S.

CAPÍTULO VII RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS

Soccalingame, A. Philominraj, A. Pokatilov, O. Power, M. Berginc, T. Bergsten, S. Svensson, Hüseyin Caycı, O. Yilmaz, T. Kefeli. 1st edition, Brno (Czech Republic), 2019, ISBN 978-80-905619-3-9.

22.4 CONFERENCIAS

- J. Diaz de Aguilar Rois, EMRP SIB59 Q-Wave. Deliverable D4.3.3: Procedures for improved characterization of ADC parameters, 6th Meeting Q-Wave Project, Turín (Italia), 4-5 de noviembre de 2015.
- J. Diaz de Aguilar Rois, Evaluación de la aplicación de los resultados del proyecto Q-Wave en normas sobre convertidores digitales, AENOR/CTN 82/SC 4 Reunión 1/2016, Madrid (España), 13 de enero de 2016.
- J. Nissila, M. Šíra, J. Lee, T. Öztürk, M. Arifovic, J. Diaz de Aguilar, R. Lapuh, and R. Behr, Stable arbitrary waveform generator as a transfer standard for ADC calibration, Braunschweig (Alemania), 22-26 de junio de 2015.
- J. Diaz de Aguilar Rois, EMRP SIB59 Q-Wave. Deliverable D4.3.3: Procedures for improved characterization of ADC parameters, 6th Meeting Q-Wave Project, Turín (Italia), 4-5 de noviembre de 2015.
- J. Díaz de Aguilar, R. Caballero, Y. Álvarez, M. Neira, J. R. Salinas. "El acceso a los patrones cuánticos de alterna .el proyecto ACQ-PRO". 6º Congreso de Metrología. San Fernando (Cádiz). 6 al 8 de junio 2017. Oral
- Y. A. Sanmamed, J. Diaz de Aguilar, R. Caballero, M. Neira, J. R. Salinas. "Nuevos patrones cuánticos de corriente alterna. Resultados del proyecto europeo QWAVE". 6º Congreso de Metrología. San Fernando (Cádiz). 6 al 8 de junio 2017. Oral

- J. Díaz de Aguilar, R. Caballero, Y. A. Sanmamed, R. Zorzano, Á. Méndez. “Los efectos cuánticos en la metrología de corriente alterna y la metrología digital”. 6º Congreso de Metrología. San Fernando (Cádiz). 6 al 8 de junio 2017. Oral
- J. Diaz de Aguilar, M. L. Romero, M. Neira, Y. A. Sanmamed, R. Caballero. “La trazabilidad de las medidas de energía eléctrica y parámetros de calidad de red”. El proyecto TRACE-PQM. 6º Congreso de Metrología. San Fernando (Cádiz). 6 al 8 de junio 2017. Póster
- J.R. Salinas, F. García-Lagos, J. Díaz de Aguilar, G. Joya, F. Sandoval. “Aplicación de las redes neuronales al análisis espectral de señales muestreadas asíncronamente”. 6º Congreso de Metrología. San Fernando (Cádiz). 6 al 8 de junio 2017. Póster
- Y. A. Sanmamed, J. Diaz de Aguilar, R. Behr, J. M. Williams, A. Sosso, M. Šíra, R. Caballero. “Digital metrology and quantum standards: ACQ-PRO EMPIR Project”. 22nd IMEKO TC4 International Symposium & 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing. Iasi, Romania, 14-15 septiembre 2017. Oral
- R. Caballero, J. Díaz de Aguilar, R. Behr, J. Williams, A. Sosso, M. Šíra, Y. A. Sanmamed. “Towards the propagation of AC quantum voltage standards, the EMPIR ACQ-PRO Project”. 18th International Metrology Congress. París, 21-29 Septiembre 2017. Oral
- R. Caballero, V. Nováková , S. Mašláň, A. Yovcheva, J. Diaz de Aguilar, D. Ilić, J. Lončarević, B. Trinchera, K. Ellingsberg, H. Ndilimabaka, A. Philominraj, A. Pokatilov, O. Power, B. Voljc, V. Tarasso, H. Çaycı and K. Gülnihar. “EMPIR Project 15 RPT04 TracePQM: traceability routes for electrical power quality measurements”. 18th International Metrology Congress. París, 21-29 Septiembre 2017. Oral

CAPÍTULO VII RESUMEN DE APORTACIONES DE LA TESIS, PUBLICACIONES Y FUTUROS TRABAJOS

- J. Díaz de Aguilar. “Characterization of ADC using AC quantum Voltage Standards”.. SC-LF Experts Meeting, Estambul (Turquía), 29 y 30 de mayo de 2017. Oral
- J. Díaz de Aguilar. “14 RPT ACQ-PRO Towards the propagation of AC Quantum Voltage Standards”. SC-LF Experts Meeting, Estambul (Turquía), 29 y 30 de mayo de 2017. Oral
- J. Díaz de Aguilar. 14 RPT ACQ-PRO Towards the propagation of AC Quantum Voltage Standards. SC-DC and Quantum Metrology Experts Meeting, Helsinki (Finlandia), 1 y 2 de junio de 2017. Oral.
- J. Díaz de Aguilar. “Dynamic characterization of ADC using AC quantum Voltage Standards”. TC-Electricity and Magnetism, Caparica (Portugal), 3 y 4 octubre de 2017. Oral.
- M Sira, J. Díaz de Aguilar, T. Öztürk, R. Behr, J. Nissilä, “Comparison of sampling voltage measurements of multi-tone signals”. Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2018. 8-13 Julio 2018, París (Francia). Póster
- J. R. Salinas, J. Díaz de Aguilar, F. García-Lagos, Y. A. Sanmamed, R. Caballero, M. Neira and F. Sandoval. “Study of Keysight 3458A Temperature Coefficient for different Aperture times in DCV Sampling Mode”. Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2018. 8-13 Julio 2018, París (Francia). Póster.
- J.Díaz de Aguilar. “Proyectos europeos de investigación para la aplicación de las tecnologías cuánticas a la metrología”. Quantum technologies in Spain. The future is now. Secpho. Madrid 8 mayo de 2019.

23 FUTUROS TRABAJOS

Como continuación de los trabajos realizados en esta tesis están programadas las siguientes actividades:

Caracterización en el estado del arte de nuevos convertidores digitales que cubran el rango de 20 kHz a 1 MHz utilizando el patrón cuántico generador de onda sintetizada del PTB. Estos estudios se han iniciado dentro del proyecto DIG-AC parcialmente financiado por la Unión Europea dentro de la iniciativa EMPIR.

Escalación en intensidad y tensión en corriente alterna mediante convertidores digitales. En este estudio se sustituyen los convertidores térmicos por convertidores digitales. Se parte de un convertidor digital con caracterización cuántica. Ya se han realizado los primeros pasos de la cadena obteniéndose resultados prometedores. Estos trabajos están igualmente soportados por el proyecto DIG-AC.

Desarrollo en el Centro Español de Metrología de un patrón cuántico programable.

Mejora de las capacidades de medida y calibración del CEM en potencia y energía sustentada por la caracterización cuántica de los convertidores digitales.

REFERENCIAS

- [1] B. D. Josephson, «Possible new effects in superconductive tunnelling,» *Physics Letters*, vol. 1, pp. 251-253, 7 1962.
- [2] K. Klitzing, G. Dorda y M. Pepper, «New Method for High-Accuracy Determination of the Fine-Structure Constant Based on Quantized Hall Resistance,» *Physical Review Letters*, vol. 45, pp. 494-497, 8 1980.
- [3] «26th meeting of the General Conference on Weights and Measures».
- [4] J. D. Aguilar, Y. A. Sanmamed, R. Caballero y F. Raso, «Metrología eléctrica cuántica y digital,» *Revista Española de Metrología e-Medida*, vol. 7, nº 14, 2018.
- [5] J. D. Aguilar, J. R. Salinas, O. Kieler, R. Caballero, R. Behr, Y. A. Sanmamed y A. Mendez, «Characterization of an analog-to-digital converter frequency response by a Josephson arbitrary waveform synthesizer,» *Measurement Science and Technology*, vol. 30, p. 035006, 2 2019.
- [6] A. M. Klushin, A. V. Komkov, V. D. Gelikonova, S. I. Borovitskii y M. Siegel, «DC voltage calibrator based on an array of high-temperature superconductor josephson junctions,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, pp. 529-532, 4 2003.
- [7] C.-C. Kalmbach, J. Schurr, F. J. Ahlers, A. Müller, S. Novikov, N. Lebedeva y A. Satrapinski, «Towards a graphene-based quantum impedance standard,» *Applied Physics Letters*, vol. 105, p. 073511, 8 2014.
- [8] J. G. Ferguson, «Classification of Bridge Methods of Measuring Impedances*,» *Bell System Technical Journal*, vol. 12, pp. 452-468, 10 1933.
- [9] F. Overney y B. Jeanneret, «Impedance bridges: from Wheatstone to Josephson,» *Metrologia*, vol. 55, pp. S119--S134, 7 2018.

- [10] L. Callegaro, V. DElia y B. Trinchera, «Realization of the farad from the dc quantum Hall effect with digitally assisted impedance bridges,» *Metrologia*, vol. 47, pp. 464-472, 7 2010.
- [11] L. Callegaro, G. Galzerano y C. Svelto, «A multiphase direct-digital-synthesis sinewave generator for high-accuracy impedance comparison,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, pp. 926-929, 2001.
- [12] L. Callegaro, «Traceable measurements of electrical impedance,» *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 18, pp. 42-46, 12 2015.
- [13] F. Overney, F. Luond y B. Jeanneret, «Digitally assisted coaxial bridge for automatic quantum Hall effect measurements at audio frequencies,» de *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, 2014.
- [14] SIB59, «EMRP -Q-wave A quantum standard for sampled electrical measurements».
- [15] P. Espel, A. Poletaeff y A. Bounouh, «Characterization of analogue-to-digital converters of a commercial digital voltmeter in the 200.167mHz to 4000.167mHz frequency range,» *Metrologia*, vol. 46, pp. 578-584, 9 2009.
- [16] G. Crotti, D. Giordano, M. Luiso y P. Pescetto, «Improvement of Agilent 3458A Performances in Wideband Complex Transfer Function Measurement,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, pp. 1108-1116, 6 2017.
- [17] J. D. Aguilar, R. Caballero y Y. A. Sanmamed, «Realization and Validation of the 10 mA-100 A Current Standard at CEM,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, pp. 1753-1759, 7 2014.
- [18] G. Heine, M. Garcocz y W. Waldmann, «International comparison of AC-DC current transfer standards,» *Metrologia*, vol. 54, pp. 1011-1011, 1 2017.
- [19] C. J. Burroughs, A. Rufenacht, S. P. Benz y P. D. Dresselhaus, «Method for Ensuring Accurate AC Waveforms With Programmable Josephson Voltage

- Standards,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, pp. 1627-1633, 6 2013.
- [20] S. P. Benz, C. A. Hamilton, C. J. Burroughs, T. E. Harvey, L. A. Christian y J. X. Przybysz, «Pulse-driven Josephson digital/analog converter [voltage standard],» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 8, pp. 42-47, 6 1998.
- [21] 1. ACQ-PRO, «Towards the propagation of ac quantum voltage standards».
- [22] 15RPT04, «Traceability routes for electrical power quality measurements».
- [23] 17RPT03, «A digital traceability chain for AC voltage and current».
- [24] «Manual del Keysight 3458».
- [25] R. Steiner, «History and progress on accurate measurements of the Planck constant,» *Reports on Progress in Physics*, vol. 76, p. 016101, 12 2012.
- [26] M. Kumagai, H. Ito, M. Kajita y M. Hosokawa, «Evaluation of caesium atomic fountain NICT-CsF1,» *Metrologia*, vol. 45, pp. 139-148, 2 2008.
- [27] BIPM, «RECOMMENDATION 1 (CI-1988),» www.bipm.org.
- [28] BIPM, «RECOMMENDATION 2 (CI-1988),» www.bipm.org.
- [29] H. Laiz, PHT :Low frequency behaviour of thin-film multijunction thermal converters, 1999.
- [30] F. L. Hermach, «Thermal Converters as AC-DC transfer Standards for Current and Voltage Measurement at Audio Frequencies,» *Journal of Research of the national Bureau of Standards*, 1952.
- [31] M. Klonz, «AC-DC transfer difference of the PTB multijunction thermal converter in the frequency range from 10 Hz to 100 kHz,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vols. 36 de 37, pp. 320-329, 6 1987.

- [32] M. Klonz y T. Weimann, «Accurate thin film multijunction thermal converter on a silicon chip (AC-DC standard),» Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1989.
- [33] J. D. B. N. T. E. L. Joseph R. Kinard, «Development of Thin-Film Multijunction,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 46, nº 2, pp. 347-351, 1997.
- [34] L. Scarioni, «PHT High frequency thin-film thermal converter on a quartz crystal chip,» *Doctoral Thesis*, 2013.
- [35] L. Scarioni, M. Klonz, T. Funck, R. Judaschke y E. Kebler, «Quartz Thin-Film Multijunction Thermal Converters With Built-In Tee Connector for 100 MHz,» *IEEE TRANSACTION ON INSTRUMENT AND MEASUREMENTS*, vol. 56, nº 2, pp. 571 - 575, 2007.
- [36] A. K. Govil, S. Ahmad, B. Pal y P. C. Kothari, «Development of an automated AC-DC transfer measurement system for voltage and current at low frequencies,» de *2008 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest*, 2008.
- [37] E. S. W. a. J. R. Kinard, «A Dual-Channel Automated Comparator for {AC}-{DC} Difference Measurements,» *IEEE Trans.Instr. Meas*, vol. 34, pp. 290-294, 1985.
- [38] P. M. a. R. B. D. Knight, «Components and Systems for {AC}/{DC} Transfer at the ppm Level,» *{IEEE} Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1983.
- [39] K. Jones y A. C. Corney, «The PEL Calculable Capacitor,» *Metrologia*, vol. 24, pp. 1-11, 1 1987.
- [40] A. M. THOMPSON y D. G. LAMPARD, «A New Theorem in Electrostatics and its Application to Calculable Standards of Capacitance,» *Nature*, vol. 177, pp. 888-888, 5 1956.

- [41] A. Campbell, «On a Standard of Mutual Inductance,» *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 79, pp. 428-435, 8 1907.
- [42] A. S. a. L. O. a. E. T. a. G. Rocha, «A New Configuration for the Maxwell-Wien Bridge,» *2004 Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 2001.
- [43] M. Cote, «A Four-Terminal Coaxial-Pair Maxwell–Wein Bridge for the Measurement of Self-Inductance,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 962-966, 4 2009.
- [44] G. Ramm y H. Moser, «From the calculable AC resistor to capacitor dissipation factor determination on the basis of time constants,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, pp. 286-289, 4 2001.
- [45] R. D. Cutkosky, «Four-terminal-pair networks as precision admittance and impedance standards,» *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, vol. 83, pp. 19-22, 1 1964.
- [46] L. Callegaro, V. DElia, F. Pourdanesh, B. Trinchera, J. Kucera y M. Ortolano, «Self-compensating networks for four terminal-pair impedance definition in current comparator bridges,» de *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, 2015.
- [47] C. Consejo, O. Thevenot, L. Lahousse, F. Piquemal y J. M. David, «Improvements of the Measurement Chain for the Determination of the von Klitzing Constant R_K ,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 902-907, 4 2009.
- [48] F. J. Ahlers, B. Jeanneret, F. Overney, J. Schurr y B. M. Wood, «Compendium for precise ac measurements of the quantum Hall resistance,» *Metrologia*, vol. 46, pp. R1--R11, 8 2009.

- [49] S. W. Chua, A. Hartland y B. P. Kibble, «Measurement of the ac quantized Hall resistance,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, pp. 309-313, 4 1999.
- [50] H. Schulze, R. Behr, J. Kohlmann, F. Müller y J. Niemeyer, «Design and fabrication of 10 V SINIS Josephson arrays for programmable voltage standards,» *Superconductor Science and Technology*, vol. 13, p. 1293, 8 2000.
- [51] H. M. Wood, A. D. Inglis y M. Cote, «Evaluation of the AC quantized Hall resistance,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, pp. 269-272, 4 1997.
- [52] S. Svensson, «doctoral thesis:Power measurement techniques for,» *Department of Electric Power Engineering.CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY*, 1999.
- [53] L. Grno, «Thermal wattmeter with direct power conversion,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, pp. 377-378, 4 1995.
- [54] U. Pogliano, «Precision measurement of AC voltage below 20 Hz at IEN,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, pp. 369-372, 4 1997.
- [55] J. R. Salinas, F. G. Lagos, G. Joya y F. Sandoval, «Sampling Strategies Comparison for High Accuracy Power Measurements,» de *2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007*, 2007.
- [56] X. Pan, Z. Tu, H. Li, S. Cao, J. Zhang y D. Zhang, «Self-calibration of the binary inductive voltage divider at frequencies up to 1MHz,» de *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, 2014.
- [57] B. Trinchera, V. DELia y L. Callegaro, «A Digitally Assisted Current Comparator Bridge for Impedance Scaling at Audio Frequencies,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, pp. 1771-1775, 6 2013.

- [58] W. G. K. Ihlenfeld y R. T. Barros e Vasconcellos, «A Digital Five-Terminal Impedance Bridge,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, pp. 1546-1552, 6 2017.
- [59] S. Maslan, M. Sira, V. N. Zachovalova y J. Streit, «Digital Sampling Setup for Measurement of Complex Voltage Ratio,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, pp. 1355-1363, 6 2017.
- [60] F. Overney y B. Jeanneret, «Sampling based RLC bridge,» de *CPEM 2010*, 2010.
- [61] B. C. Waltrip y N. M. Oldham, «Digital impedance bridge,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, pp. 436-439, 4 1995.
- [62] G. Eklund, T. Bergsten, V. Tarasso y K.-E. Rydler, «Progress towards an impedance bridge using two programmable Josephson voltage standards,» de *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, 2014.
- [63] J. Lee, J. Schurr, J. Nissila, L. Palafox, R. Behr y B. P. Kibble, «Programmable Josephson Arrays for Impedance Measurements,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, pp. 2596-2601, 7 2011.
- [64] S. Shapiro, «Josephson Currents in Superconducting Tunneling: The Effect of Microwaves and Other Observations,» *Physical Review Letters*, vol. 11, pp. 80-82, 7 1963.
- [65] D. E. McCumber, «Effect of ac Impedance on dc Voltage-Current Characteristics of Superconductor Weak-Link Junctions,» *Journal of Applied Physics*, vol. 39, pp. 3113-3118, 6 1968.
- [66] ACQ-PRO and M. Šíra, "Workshop on AC Quantum Voltage Standards, PTB, Braunschweig, Germany, June 2015, Collection of training materials," 2015.

- [67] C. A. Hamilton, C. J. Burroughs y S. P. Benz, «Josephson voltage standard-a review,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, pp. 3756-3761, 6 1997.
- [68] R. Pöpel, «The Josephson Effect and Voltage Standards,» *Metrologia*, vol. 29, pp. 153-174, 1 1992.
- [69] P. S. Filipski, M. Boecker, S. P. Benz y C. J. Burroughs, «Establishing an AC JOsephson Voltage Standard at NRC,» de *CPEM 2010*, 2010.
- [70] V. Lacquaniti, D. Andreone, M. Fretto, N. D. Leo, S. Maggi, F. Francone, R. Rocci, D. Serazio y A. Sosso, «Overdamped Josephson junctions for applications to precision measurement,» de *2007 2nd International Workshop on Advances in Sensors and Interface*, 2007.
- [71] S. P. Benz, C. J. Burroughs y P. D. Dresselhaus, «AC coupling technique for Josephson waveform synthesis,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 11, pp. 612-616, 3 2001.
- [72] O. F. Kieler, R. Behr, R. Wendisch, S. Bauer, L. Palafox y J. Kohlmann, «Towards a 1 V Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 25, pp. 1-5, 6 2015.
- [73] J. Kohlmann, F. Muller, R. Behr, D. Hagedorn y J. Niemeyer, «SINIS Junction Series Arrays for the Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer,» *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, pp. 121-124, 6 2005.
- [74] R. Iuzzolino, L. Palafox, W. G. K. Ihlenfeld, E. Mohns y C. Brendel, «Design and Characterization of a Sampling System Based on $\Sigma-\Delta$ Analog-to-Digital Converters for Electrical Metrology,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 786-790, 4 2009.
- [75] W. G. KurtenIhlenfeld, E. Mohns, R. Behr, J. M. Williams, P. Patel, G. Ramm y H. Bachmair, «Characterization of a High-Resolution Analog-to-Digital Converter

With a Josephson AC Voltage Source,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, pp. 649-652, 4 2005.

- [76] F. Overney, A. Rufenacht, J.-P. Braun, B. Jeanneret y P. S. Wright, «Characterization of Metrological Grade Analog-to-Digital Converters Using a Programmable Josephson Voltage Standard,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, pp. 2172-2177, 7 2011.
- [77] H. E. Brom, E. Houtzager, S. Verhoeckx, Q. E. V. N. Martina y G. Rietveld, «Influence of Sampling Voltmeter Parameters on RMS Measurements of Josephson Stepwise-Approximated Sine Waves,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 3806-3812, 10 2009.
- [78] H. E. Brom y E. Houtzager, «Voltage lead corrections for a pulse-driven ac Josephson voltage standard,» *Measurement Science and Technology*, vol. 23, p. 124007, 11 2012.
- [79] P. S. Filipski, J. R. Kinard, T. E. Lipe, Y.-H. Tang y S. P. Benz, «Correction of Systematic Errors Due to the Voltage Leads in an AC Josephson Voltage Standard,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 853-858, 4 2009.
- [80] J. M. Williams, R. Behr, F. Müller, P. Scheibenreiter, D. Henderson y J. Pickering, «Quantum-referenced voltage waveform synthesiser,» *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 5, pp. 163-174, 9 2011.
- [81] A. Rufenacht, F. Overney, A. Mortara y B. Jeanneret, «Thermal-Transfer Standard Validation of the Josephson-Voltage-Standard-Locked Sine-Wave Synthesizer,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, pp. 2372-2377, 7 2011.
- [82] J. Lee, R. Behr, L. Palafox, A. Katkov, M. Schubert, M. Starkloff y A. C. Böck, «An ac quantum voltmeter based on a 10 V programmable Josephson array,» *Metrologia*, vol. 50, pp. 612-622, 11 2013.

- [83] A. Rufenacht, C. J. Burroughs, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. C. Waltrip y T. L. Nelson, «Precision Differential Sampling Measurements of Low-Frequency Synthesized Sine Waves With an AC Programmable Josephson Voltage Standard,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 809-815, 4 2009.
- [84] J. R. Salinas, J. D. Aguilar, F. Garcia-Lagos, G. Joya, F. Sandoval y M. L. Romero, «Spectrum analysis of asynchronously sampled signals by means of an ANN method,» de *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, 2014.
- [85] J. R. Salinas, F. García-Lagos, J. D. Aguilar, G. Joya y F. Sandoval, «Uncertainty Analysis of ANN Based Spectral Analysis Using Monte Carlo Method,» de *Advances in Computational Intelligence*, Springer International Publishing, 2017, pp. 269-280.
- [86] J. D. Aguilar, J. R. Salinas, M. L. Romero, F. G. Lagos, Y. A. Sanmamed y M. Neira, «Evaluation and compensation of the Analog-to-Digital Converters and transducer influence in the CEM digital sampling wattmeter,» de *29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014)*, 2014.
- [87] F. Sandoval, G. Joya, Y. A. Sanmamed, R. Caballero, M. Neira, F. Garcia-Lagos, J. R. Salinas y J. D. Aguilar, «Study of Keysight 3458A Temperature Coefficient for Different Aperture Times in DCV Sampling Mode,» de *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018.
- [88] J. D. d. A. J. R. S. R. C. F. G. L. Yolanda A. Sanmamed, «temperature influence on the frequency response of the Keysight 3458 digital multimeter,» 23rd IMEKO TC4 International Symposium, Xian, China, Septiembre 2019.
- [89] J. Nissila, M. Sira, J. Lee, T. Ozturk, M. Arifovic, J. D. Aguilar, R. Lapuh y R. Behr, «Stable arbitrary waveform generator as a transfer standard for ADC calibration,» de *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*, 2016.

- [90] M. Sira, J. D. D. Aguilar, T. Oztiirk, J. Lee, R. Behr y J. Nissila, «Comparison of Sampling Voltage Measurements of Multi-Tone Signals,» de *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018.
- [91] O.Kieler, «Doctoral thesis:Pulsgetriebenes AC-Josephson- Spannungsnormal— Josephson arbitrary waveform synthesizer,» *Technical University Ilmenau, Bremen*.
- [92] BIPM, Evaluation of measurement data — Guide to the expression of, 2010.
- [93] R. Lapuh, B. Voljc y M. Lindic, «Evaluation of Agilent 3458A Time Jitter Performance,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, pp. 1331-1335, 6 2015.
- [94] M. F. Wagdy, «Effect of ADC quantization errors on some periodic signal measurements,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vols. %1 de %2IM-36, pp. 983-989, 12 1987.
- [95] T. S. Kristian B.Ellingsberg, method for computing the effective apertura time in the HP3458, CPEM 2008, 2008.
- [96] N. M. O. M. E. P. a. B. C. W. Svetlana Avramov-Zamurovic, «Low-Frequency Characteristics of Thin-FilmMultijunction Thermal Voltage Converters,» *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 47, nº 1, 1998.
- [97] A.-M. Jeffery, R. E. Elmquist, L. H. Lee, J. Q. Shields y R. F. Dziuba, «NIST comparison of the quantized Hall resistance and the realization of the SI OHM through the calculable capacitor,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, pp. 264-268, 4 1997.
- [98] R. Behr, L. Grimm, T. Funck, J. Kohlmann, H. Schulze, F. Muller, B. Schumacher, P. Warnecke y J. Niemeyer, «Application of Josephson series arrays to a DC quantum voltmeter,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, pp. 185-187, 4 2001.

- [99] D. Henderson, J. M. Williams y T. Yamada, «Application of a Josephson quantum voltage source to the measurement of microsecond timescale settling time on the Agilent 3458A $\frac{8}{12}$ digit voltmeter,» *Measurement Science and Technology*, vol. 23, p. 124006, 11 2012.
- [100] R. Lapuh, B. Voljc, O. F. O. Kieler y R. Behr, «Keysight 3458A Internal Clock Performance,» de *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018.
- [101] D. Zhao, H. E. Brom y E. Houtzager, «Mitigating voltage lead errors of an AC Josephson voltage standard by impedance matching,» *Measurement Science and Technology*, vol. 28, p. 095004, 8 2017.