

**PEREZ-GUERRERO TRUST FUND FOR ECONOMIC AND TECHNICAL COOPERATION
AMONG DEVELOPING COUNTRIES, MEMBERS OF THE GROUP OF 77
GOVERNMENT OF BRAZIL**

SIM EMWG Training and Development

FINAL REPORT 2009-2011

Head of the Project: Dr. Gregory Kyriazis, Inmetro, MDIC.

SIM Training and Development on Electrical Metrology

Introduction

About half of all manufactured products in the world is accounted for by individual items such as aircraft, motor vehicles and computers, together with their component parts. The other half mostly comprises goods manufactured in bulk. Of this, about half is in the automobile industry, other important sectors being aerospace and instrumentation. For most of these products their performance and perceived quality, and hence their commercial success, is determined by how well they are made. Electrical technology is increasingly being used in manufactured products. The performance of such products is therefore often evaluated by measuring to what extent the electrical quantities depart from specifications. The field of electrical metrology is also important in the performance evaluation of the electrical power transmission and distribution network of each country. Several electrical quantities need to be measured traceably to generate and distribute electrical power safely, economically and attending quality requirements. International telecommunication systems work reliably and efficiently, but for high rates of data transmission time scales across the world must be closely coordinated and must not fluctuate from microsecond to microsecond, from minute to minute or from day to day. In addition, traceable radio-frequency measurements need to be done to ensure the security and quality of the communication network.

This is what we call electrical metrology. All these measurements need to be reliable and traceable to a National Metrology Institute (NMI) in each country. This traceability is ensured by periodic calibration of the industry standards in the National Calibration Network of each country. Also, the calibration network standards are sent to the NMI to be calibrated periodically. In order to provide confidence among the traceability chains of each country, international comparisons on electrical quantities are held periodically among the several NMIs of the respective Regional Metrology Organization (RMO). Several RMOs have been setup in many parts of the world. The Inter-American Metrology System (SIM) is the RMO of the Americas.

Inter-American Metrology System (SIM)

The Inter-American Metrology System (SIM) resulted from a broad agreement among national metrology organizations from all 34 member nations of the Organization of American States (OAS). Created to promote international, particularly Inter-American, and regional cooperation in metrology, SIM is committed to the implementation of a Global Measurement System within the Americas, in which all users can have confidence.

The objectives of SIM are: (a) cooperate in the development of National Metrology Institutes in each country in the region; (b) contribute to the development of measurement infrastructure required to promote equity in trade; (c) foster competitiveness and quality of the manufacturing sector in order to promote trade and commerce; (d) identify sectors and institutions that can conduct specific multinational activities in support of metrology; (e) contribute to the development of metrological infrastructure required to protect the environment and to promote the general well-being of the population, including its health and safety.

For this purpose, measures taken by the members will help to achieve the following: (a) the establishment of national and regional measurement systems; (b) the establishment of a hierarchy of the national standards of each country and their linkage with regional and international standards; (c) the compatibility of results obtained from measurement processes performed in laboratories within the system; (d) the development of competitive technical and scientific personnel; (e) the collection and distribution of technical and scientific information and documentation; (f) the linkage with the several international organizations specialized in the area of metrology.

SIM has specific working groups each dealing with specific measurement quantities. For more details consult <http://www.sim-metrologia.org.br>

SIM Electricity and Magnetism Metrology Working Group

The SIM Electricity and Magnetism Working Group (SIM EM MWG) is concerned with (a) promoting closer collaboration among SIM laboratories in projects related to electrical metrology and measurement services, (b) optimizing the use of EM resources and services of the SIM laboratories and foster the development of these EM services so they may satisfy regional demands, (c) documenting the traceability of EM measurement systems in SIM laboratories and encourage the regional acceptance of this traceability, in accordance with international definitions and trends, (d) evaluating the current status of the ongoing international comparisons on electrical quantities among the SIM laboratories and studying the future EM comparison needs of SIM laboratories, (e) supervising SIM EM comparisons, taking the necessary measures to expedite them in case of delays, (f) harmonizing procedures proposed by the SIM EM MWG to perform EM comparisons of SIM laboratories and (g) evaluating the training and development needs of SIM laboratories.

In order to accomplish the above goals annual meetings have been organized attached to training and development events.

The Project: SIM Training and Development on Electrical Metrology

The main objective of the SIM T&D on Electrical Metrology was the training and capacity building of country representatives in the field of electrical metrology. For that it has been envisaged the organization of an annual meeting of SIM EMWG, of tutorials on electrical metrology, and the participation of fifteen representatives from national metrology institutes of the Americas at the VIII International Seminar on Electrical Metrology (VIII SEMETRO), held from 14th to 19th of June 2009 in the city of Joao Pessoa/Paraiba, in Brazil. The participants and their respective information are the following:

Participants

Country	Institute	Representative	Email contact
Argentina	INTI - Instituto Nacional de Tecnología Industrial	Lucas Di Lillo	ldili@inti.gov.ar
Brazil	Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e	Gregory Kyriazis	gakyriazis@inmetro.gov.br

	Qualidade Industrial -		
Chile	LCPN-ME - Laboratorio Custodio Patrón Nacional de Magnitudes Eléctricas	Rodrigo Ramos	roramos@udec.cl
Chile	LCPN-ME - Laboratorio Custodio Patrón Nacional de Magnitudes Eléctricas	Daniel Cárcamo	dacarcam@udec.cl
Colombia	SIC - Superintendencia de Industria y Comercio	Alexander Martinez	amartinez@correo.sic.gov.co
Costa Rica	ICE - Instituto Costarricense de Electricidad	Harold Sanchez	hsanchez@ice.co.cr
Ecuador	CMEE - Instituto Ecuatoriano de Normalización	Bolivar Aguilera	bolivaraguilera@yahoo.com
El Salvador	CONACYT - Laboratorio Nacional de Metrología Legal	Carlos R. Artiga	cartiga@conacyt.gob.sv
Mexico	CENAM - Centro Nacional de Metrología	David Avilés	caviles@cenam.mx
Panama	CENAMEP AIP - Centro Nacional de Metrología de Panamá	Julio González	jgonzalez@cenamep.org.pa
Paraguay	INTN - Instituto Nacional de Tecnología, Normalización y Metrología	Robert Duarte	robertduarte@intn.gov.py
Paraguay	INTN - Instituto Nacional de Tecnología, Normalización y Metrología	Ever Cabrera	evercabrera@yahoo.es
Peru	SNM-INDECOPI - Servicio Nacional de Metrología - Instituto Nacional de Defensa de la Competencia y de la Protección de la Propiedad	Henry Postigo	hpostigo@indecopi.gob.pe
Peru	SNM-INDECOPI - Servicio Nacional de Metrología - Instituto Nacional de Defensa de la Competencia y de la Protección de la Propiedad	Henry Diaz	hdiaz@indecopi.gob.pe
Trinidad and Tobago	TTBS - Trinidad-Tobago Bureau of Standards	Francis Hamilton	Francis.Hamilton@ttbs.org.tt

Besides an annual meeting of SIM EMWG held on June 14th, tutorials and the VIII were held according to the following Schedule:

Schedule

SIM EM MWG Training and Development
June 15-16, 2009

	Monday June 15	Tuesday June 16	Wednesday June 17	Thursday June 18	Friday June 19
09:00 – 10:40	DC Voltage Part I Carlos Avilés CENAM	AC-DC Transfer Part I Peter Filipski NRC	VIII Semetro		
10:40 – 11:00	Coffee-break				
11:00 – 13:00	DC Voltage Part II Carlos Avilés CENAM	AC-DC Transfer Part II Peter Filipski NRC			
13:00 – 14:00	Lunch				
14:00 – 15:40	DC Resistance Part I Rand Elmquist NIST	Power and Energy Part I Daniel Slomovitz UTE			
15:40 – 16:00	Coffee-break				
16:00 – 18:00	DC Resistance Part II Rand Elmquist NIST	Power and Energy Part II Daniel Slomovitz UTE			

Note 1: We recommend the reader to consult the detailed technical programme for further information.
Note 2: The titles of the talks are preliminary and are subject to change.

Version 2008-12-01

II.1 Tutorials on electrical metrology

The themes of the tutorials were concentrated on measurements related to the following dc/low frequency electrical quantities:

- a) DC voltage,
- b) AC-DC voltage and current transfer,
- c) DC resistance,
- d) Power and energy.

The tutorials promoted the strengthening of electrical metrology activities within the region, increasing the recognition and reliability of metrological services that support international trade. For that the methodology proposed consisted of, besides the exchange of experience among participants, the multiplication of such experience in their countries, through national meetings, seminars and other internal activities. The experts who were invited to provide lectures to the participants are described below:

Lecturers

Carlos Avilés

Centro Nacional de Metrología, Santiago de Querétaro, Mexico

David Aviles was born in Mexico City, México, in 1961. He received the DEA degree and the Ph.D. degree in Instrumentation and Measurements from the University of Bordeaux I, France. He was the Head of the Electromagnetic Measurement Division of CENAM from 1992 to 1998, since 1998 he has been Scientific Coordinator of the Quantum Standards Group of the Electromagnetic Measurements Division of CENAM. He is specialized in DC voltage measurements. He is involved in the Programmable Josephson Voltage Standard and in the AC Josephson Voltage Standard projects at CENAM.

Rand Elmquist

National Institute of Standards and Technology (NIST), Gaithersburg, USA

In 1986, Randolph E. Elmquist joined the National Institute of Standards and Technology in Gaithersburg, MD, where he has contributed to absolute measurements of the Watt and the Ohm. His work in these areas has included the development of improved calculable coaxial resistors and cryogenic current comparators. He has been involved in international activities through the Inter-American System of Metrology (SIM) and has helped to develop information technology tools for NIST, where he leads the Metrology of the Ohm Project.

Peter Filipski

National Research Council (NRC), Ottawa, Canada

Piotr (Peter) S. Filipski is a Senior Research Officer in the Institute for the National Measurement Standards, National Research Council Canada (NRC). He received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Silesian Technical University (STU), Gliwice, Poland, in 1972 and 1977, respectively. From 1971 to 1981, he was with STU. In 1981 he joined the staff of the Power Engineering Section of the NRC Electrical Engineering Division, where he was involved in development of measurement techniques and instrumentation for measurement of active and reactive power, particularly in nonsinusoidal situations. Since 1992 he is with the Electrical Standards Group where his research is aimed at the high precision ac-dc transfer measurements.

Daniel Slomovitz

Administración Nacional de Usinas e Transmisiones Eléctricas (UTE), Montevideo, Uruguay

Daniel Slomovitz was born in Montevideo, Uruguay, in 1952. He received the Electric-Engineer and the Dr. Eng. degrees from the Universidad de la República del Uruguay, Montevideo. He is a Professor at the same university, teaching on Electrical Measurements. In 1977, he joined the Laboratory of UTE (National Power Utility, Uruguay), and now he is the Head of the Laboratory. He has performed researches in

low-frequency electrical measurements and high voltage testing, publishing more than 100 papers, and the books *Mediciones Eléctricas (IEEE)* and *Guía sobre Redacción Técnica*. His areas of researches include impulse and partial discharge high-voltage tests, power measurements, current and voltage transformers, among others.

Tutorial Notes

All participants in the SIM T&D on Electrical Metrology received the training material according to the specific module he (or she) was registered. The list of Modules are provided below:

Module 1. Mediciones de Tensión Eléctrica Continua de Alta Exactitud, David Avilés - tutorial notes with 99 pages in color.

Module 2 DC Resistance Measurements, Randolph Elmquist - tutorial notes with 179 pages in color.

Module 3 AC-DC Thermal Transfer Standards and Calibrations , Piotr Filipski - tutorial notes with 128 pages in color.

Module 4 Medida de potencia e energía , Daniel Slomovitz - tutorial notes with 41 pages in color. The CD Mediciones Eléctricas authored by Daniel Slomovitz and marketed by the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) was also distributed to participants in this module.

The technical program of the tutorials is described in the next table.

Technical Program

SIM Training and Development on Electrical Metrology, June 2009			
Item	Date	Description	Notes
1	June 15 (morning) C. Avilés CENAM	High-accuracy DC Voltage Measurements Language: Spanish	Contents: - DC voltage traceability - Standard based on Josephson effect - Zener references - Scaling methods - High accuracy multimeters and calibrators

2	<p>June 15 (afternoon)</p> <p>R. Elmquist NIST</p>	<p>DC Resistance Measurements</p> <p>Language: English</p>	<p>This workshop will describe dc resistance measurement practices suitable for maintaining traceability in National Measurement Institutes of the SIM region. The basic precepts are that the laboratory obtains traceability through transfers of standard resistors at key levels, maintains and scales the resistance unit to working standards, maintains check standards, and calibrates customer standards with appropriate uncertainties. Topics that are covered include:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Types and properties of standard resistors - Laboratory requirements such as measurement systems and environmental controls - Scaling techniques suitable for different resistance levels - Uncertainty budgets and types of uncertainty, basic statistical concepts, control charts, and prediction of drift in working standards.
3	<p>June 16 (morning)</p> <p>P. Filipski NRC</p>	<p>AC-DC Thermal Transfer Standards and Calibrations</p> <p>Language: English</p>	<p>This tutorial will concentrate on the practice of the ac-dc transfer measurements. After a short but necessary theoretical introduction, practical aspects of the ac-dc voltage and current transfer will be discussed. The topics will include:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Primary and secondary standards used by the leading laboratories - Practical construction of an ac-dc transfer comparator - Extensions of voltage and current ranges, - Extension of the operating frequency ranges - Practice of routine measurements and calibrations - Typical components of uncertainty. <p>If time permits, some more exotic techniques, such as fast-reverse dc measurements and ac Josephson voltage standards (ACJVS) will also be introduced.</p>

4	<p>June 16 (afternoon)</p> <p>D.Slomovitz</p> <p>UTE</p>	<p>Power and Energy Measurements</p> <p>Language: Spanish</p>	<p>This tutorial will concentrate on the general theory on high precision power measurements at national and secondary calibration laboratories. However, some time will be used to discuss the performance of other related meters used for billing purposes. The topics will include:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Metrology bases of power and energy, - Traceability to primary standards. - Voltage dividers, measuring transformers. - Principles of power measurements: analogue instruments, adding devices, thermal converters, TDM, digital transducers. - Phase and power-factor measurements. - Energy measurements in high voltages networks. - Effects of signal distortion
---	--	---	--

II.2 - VIII International Seminar on Electrical Metrology (VIII SEMETRO)

On June 17th, 18th and 19th the participants attended the VIII International Seminar on Electrical Metrology (VIII SEMETRO). More information about the event can be found at: <http://www.inmetro.gov.br/english/news/events/VIIIsemetro/index.asp>

In the following table it is provided the schedule of the Seminar:

VIII SEMETRO Schedule

VIII SEMETRO

	Wednesday, 17		Thursday, 18		Friday, 19		
	Theater	Cabedelo Room	Theater	Cabedelo Room	Theater	Cabedelo Room	
07h 30min	Registration						
08h 20min	Welcome coffee		Plenary 3		Plenary 5		
09h 10min	Opening Ceremony		Plenary 4		Plenary 6		
10h 00min			Coffee Break				
10h 30min							
10h 50min			Plenary 1		Session TA1	Session TA2	Session FA1
11h 40min	Plenary 2						
12h 30min	Lunch						
14h 00min	Session WB1	Session WB2	Session TB1	Session TB2	Session FB1	Session FB2	
16h 00min	Coffee Break						
16h 30min	Poster Session W ¹		Round Table		Poster Session F ¹		
18h 00min			Reserved to Committee Meetings		Closing Ceremony		
19h 00min	Opening Cocktail						
20h 00min			Conference Dinner (Commitment fee applicable)				
21h 00min							
22h 00min							

Technical Papers

The participants were stimulated to present technical papers during the conference.

The technical papers were printed and brochures containing all papers were distributed to all participants.

The brochure was prefaced as follows:

It is indeed an honor and a privilege for us to welcome you who are participating in the SIM Training and Development on Electrical Metrology, in João Pessoa, PB, Brazil, from 15 to 16 June 2009.

The main objective of the SIM T&D on Electrical Metrology is the training and capacity building of metrologists from all the Americas in the field of electrical metrology. For that it has been envisaged the organization of tutorials on electrical metrology and the concomitant realization of the VIII International Seminar on Electrical Metrology (VIII SEMETRO – June 17-19, 2009).

The tutorial concentration will be on measurements related to the following dc/low frequency electrical quantities: dc voltage, ac-dc voltage and current transfer, dc resistance and power and energy.

It is expected that the tutorials will promote the development of electrical metrology activities within the region, increasing the recognition and reliability of calibration and measurement services that support international trade. For that, the methodology proposed comprises, besides the exchange of experience among participants, the multiplication of such experience in their countries, through national meetings, seminars and other internal activities.

I would like to thank all members of the Organizing Committee of VIII SEMETRO. I thank Gelson Rocha, co-chairman of the Organizing Committee, for his support. Melissa dos Santos Galdino did a nice job in organizing the tutorial notes and the training activity. I am also grateful to the personnel from Sociedade Brasileira de Metrologia (SBM): Pedro Paulo Rosario, Leticia Barbosa and Mônica Costa. I thank the contribution of several others that I do not mention (sorry for that) who indirectly contributed to this school. I would like also to thank the support provided by Prof. Humberto Siqueira Brandi, director for Scientific and Industrial Metrology of Inmetro and president of SIM, and Taynah Lopes de Souza, SIM secretariat, who kindly managed the financial resources for the project. I am also grateful to Prof. Raimundo Carlos Silvério Freire (UFMG), chairman of VIII SEMETRO, and Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda (UFMA), co-chairman of the Organizing Committee, for their collaboration. And last but surely not the least, I wish to thank Prof. João Alziro Herz da Jornada, president of Inmetro, for all his support in the realization of the VIII SEMETRO and the SIM T&D on Electrical Metrology.

This training activity has been funded by the Perez-Guerrero Trust Fund for Economic and Technical Cooperation among Developing Countries (PGTF), the Inter-American Metrology System (SIM) and the Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (Inmetro).

We sincerely hope that the SIM Training and Development on Electrical Metrology will satisfy the needs of the participants. We wish you all, participants and accompanying persons, a very pleasant stay in João Pessoa, Brazil.

Gregory Kyriazis

Chair, SIM Training and Development on Electrical Metrology

We compiled below the technical papers that have been presented by most of the members of the SIM Electricity and Magnetism Metrology Working Group (SIM EM MWG) during the VIII International Seminar on Electrical Metrology (VIII SEMETRO). Digital copies of these technical papers were also included in the CD of

VIII SEMETRO. This booklet was elaborated to stimulate the discussion among the SIM members.

The papers are listed in the order they appear in the Technical Program of VIII SEMETRO.

LIST OF TECHNICAL PAPERS

Wednesday (June 17)

Trinidad and Tobago Bureau of Standards (TTBS) - Trinidad and Tobago

Francis Hamilton, “Developing electrical metrology in Trinidad and Tobago” (**Session WB1-15h20min**)

Instituto Costarricense de Electricidad (ICE) – Costa Rica

Harold Sánchez et al., “Calibración de cronómetros mediante la medición de la frecuencia del oscilador de cuarzo” (**Poster Session W – 16h30min – 18h00min**)

Servicio Nacional de Metrología - Instituto Nacional de Defensa de la Competencia y de la Protección de la Propiedad (SNM-INDECOPI) – Peru

Henry Postigo, “Servicio Nacional de Metrología – Indecopi, Perú” (**Poster Session W– 16h30min – 18h00min**)

Instituto Nacional de Tecnología, Normalización y Metrología (INTN) – Paraguay

Robert Duarte, “La metrología eléctrica en el INTN” (**Poster Session W – 16h30min – 18h00min**)

Thursday (June 18)

Centro Nacional de Metrología (CENAM) – Mexico

David Avilés et al., “El patrón de efecto Josephson del CENAM; experiencias en 15 años de uso”. (**Session TA1 – 11h30min**)

Administración Nacional de Usinas y Transmisiones Eléctricas (UTE) – Uruguay

Daniel Slomovitz et al., “Avances en la implementación de un patrón de tensión por efecto Josephson con superconductores de alta temperatura en UTE” (**Session TA1 – 11h50min**)

Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (Inmetro) – Brasil

Gregory Kyriazis, “A New Approach for Calibrating High-voltage Capacitance and Dissipation Factor Bridges” (**Session TB1 – 14h40min**)

Friday (June 19)

Administración Nacional de Usinas y Transmisiones Eléctricas (UTE) – Uruguay

Daniel Slomovitz et al., “Control de la deriva en osciladores de rubidio” (**Session FA1 – 10h50min**)

Instituto Nacional de Tecnología Industrial (INTI) – Argentina

Lucas Di Lillo et al., “Sampling wattmeter at INTI”. (Session FB1 – 14h20min)

National Research Council Canada (NRC) – Canada

P. S. Filipiski, “Application of a calorimetric thermal converter as a standard of ac-dc voltage and current transfer difference”. (Session FB1 – 14h40min)

National Institute of Standards and Technology (NIST) - USA

Rand Elmquist et al., “Transport behavior and characterization of precision 1 Ω resistors for international comparisons” (Session FB1 – 15h00min)

Centro Nacional de Metrología de Panamá (CENAMEP AIP) – Panamá

J. González et al., “Patrón de potencia eléctrica de alta exactitud basado en el muestreo digital de señales de tensión e intensidad alterna” (Session FB1 – 15h40min)

II.3 SIM Electricity and Magnetism Metrology Working Group Meeting

On June 14th, from 14h to 18h, the participants gathered together in the annual meeting of the SIM Electricity and Magnetism Metrology Working Group Meeting. The agenda discussed points as follows:

1. Introduction

Welcome

Introduction of the participants

SIM representatives

2. Presentation

Discussion of RADIANT RD-23 as a possible traveling standard for the proposed comparison on electric power (30-min presentation plus 10 min for questions)

RADIANT representatives

3. Agenda

Approval of the Agenda

Matters arising from the last CCEM meeting

CCEM documents related to comparisons and CMC

New SIM EM MWG webpage

SIM representatives

Chairperson

4. SIM.EM-S2 Electric Energy Comparison

Final comments

Pilot: NIST

5. SIM.EM-K4, SIM.EM-S4, SIM.EM-S3 Capacitance Comparisons

Additional information needed for Draft B Report and publication

Pilot: NiST

6. SIM.EM-S5 Digital Multimeter Comparison

Review of measurement progress and traveling standard distribution

Measurement schedule

Review of draft report

Pilot: NIST

7. SIM.EM-K6.a, SIM.EM-K9, SIM.EM-K11 AC/DC Transfer Comparison

Final comments

Pilot: CENAM

8. SIM.EM-K1, SIM.EM-K2, SIM.EM-S6 DC Resistance Comparison

Final comments

Pilot: NIST

9. SIM.EM-K3 Inductance Comparison

Review of measurement progress and traveling standard distribution

Measurement schedule

Review of draft report

Pilot: Inmetro

10. New and Proposed Comparisons

Proposed regional projects and pilot studies

AC Power Comparison proposed by CENAM

AC-DC Current Transfer Comparison proposed by INTI

JVS bilateral comparison between NIST and Inmetro (SIM.EM.BIPM-K10.b.1)

SIM representatives

11. SIM and inter-regional CMC review

CMC SIM.EM.03.2009 inter-regional review status

CMC COOMET.EM.04.2009 pending review

CMC EURAMET.EM.06.2009 pending review

SIM reviewers

12. Next SIM EMWG Meeting

Proposal for the next meeting to be held at INTI

Chairperson

Rio de Janeiro, July 27th, 2011.



Developing Electrical Metrology in Trinidad and Tobago

Francis Hamilton

Trinidad and Tobago Bureau of Standards
Century Drive, Trincity Industrial Estate, Macoya, Tunapuna, Trinidad and Tobago
868-662-4481, 868-663-4335 Fax, Francis.Hamilton@tbs.org.tt

Abstract: This paper provides an overview of the current capabilities and future developmental plans for Electrical Metrology in Trinidad and Tobago. Low frequency electrical metrology is specifically highlighted since the categories of this aspect of electrical metrology are fundamental to building an adequate electrical measurement infrastructure. The five main categories of electrical measurement services emphasized are dc voltage, resistance, time and frequency, impedance, and electric power and energy since these are considered of most importance at this time in the developmental process.

Keywords: Electrical Metrology, National Measurement System, Low Frequency DC Metrology, Electrical Measurement Infrastructure.

1. INTRODUCTION

Metrology in Trinidad and Tobago developed from Colonial Legislation which existed in 1878. Following this the Weights and Measures Ordinance of 1935 was in effect. After independence in 1962, an attempt was made through a Metrication Board to convert the national measurement system from imperial to metric between 1969 and 1987.

The Trinidad and Tobago Bureau of Standards (TTBS) was formed in 1973, and the responsibility for metrification was passed from the Metrication Board to TTBS in 1987. At that time, the Metrology Section formed a part of the Testing Division of TTBS until the Metrology Act of 2004 was passed. The Metrology Act 2004 made TTBS responsible for establishing and maintaining the measurement system in Trinidad and Tobago. In 2006, the Metrology Division of TTBS came officially into being. The Division is composed of the Legal Metrology Inspectorate, the Calibration Laboratory and the Standards Laboratory. Since its creation, the Metrology Division has sought to establish an internationally recognized and acceptable measurement system for all the measurements conducted in Trinidad and Tobago.

Prior to this, however, in the absence of the necessary legislative framework, metrology in the TTBS developed

along the lines of a calibration service facility. TTBS has been conducting electrical instrument calibrations since the late 1980's. We have over the years acquired and maintained many industrial clients who have come to routinely rely on our calibration services. TTBS routinely calibrates Process Meters, DMM's, Insulation Testers and a number of other electrical measurement instruments. Traceability was assured via the external calibration of measurement instruments by accredited laboratories.

After 2006, with the Standards Laboratory established as entity within the new division, more emphasis is now being placed on securing new primary standards, where deemed necessary, and on ensuring internationally recognized traceability, as far as possible, though the Standards Laboratory.

2. THE PRESENT CONTEXT

The importance of a proper Metrology Infrastructure to efficient and sustained national development is without question. Electrical Metrology in particular is of tremendous importance, especially since so many other measurements in industry and otherwise depend on good electrical measurement accuracies in order to provide trusted data. This trend too, is likely to increase even more as technology becomes an ever larger and more important part of day to day activities, especially since the country is aspiring to attain developed nation status by 2020.

The Trinidad and Tobago economy is largely hydrocarbon based (oil and gas) to the extent that in excess of 40% of GDP is attributable to the direct and indirect sales of these natural resources (80% of exports). These are, unfortunately, diminishing resources.

Industrial Production, which is heavily energy dependent, contributes in excess of 50% of GDP. The industrial base includes the production of petrochemicals, iron and steel, food, beverages, prepackaged goods and agricultural products. To ensure balanced and sustainable development and to curtail the economy's obvious over-dependence on the fortunes of the oil and gas markets, sustained growth in the non-oil manufacturing and service-oriented sectors has to be facilitated. Further planned

industries include aluminum smelting and plastics production.

Significant investments are also being made in Technical and Tertiary Education. Along with a more educated and technically savvy populace, advances in research and value-added technological applications and products are anticipated as a result of these investments.

The advent of the Metrology Bill 2004 has made TTBS now more than ever before, the critical element in the Measurement Infrastructure of the country and thus, critical to the efficient, effective and sustainable development of the national economy.

Some studies estimate that metrology contributes some 3 to 6% of GDP in industrialized economies and as much as 15% in developing economies [1]. This, along with the reality of the country's inordinate dependence on oil and gas, and the imperative need to develop competitive industries both for domestic and foreign markets, provides sufficient added motivation for the Metrology Division to actively pursue the establishment of an adequate, effective and internationally recognized measurement system, particularly in Low Frequency DC Metrology.

The Division's current strategy is to develop Low Frequency DC metrology to meet current and expected measurement needs and to participate in International measurement activities so as to ensure compatible measurements with international recognition and facilitate trade. Thereafter, with this measurement foundation firmly in place, plans are to branch into the RF and AC Metrology areas as required, in the national interest.

The planned developments in the Low Frequency DC Measurement areas are as follows.

2.1. DC Voltage Metrology

Our primary standards in DC Voltage consist of four (4) Fluke 732B Solid State (Zener Diode) Voltage standards. In addition, we disseminate DC voltage using Fluke 5720 and 5500 Calibrators. We do not envision acquiring a Josephson Array, however we will likely acquire at least two (2) additional solid state standards and appropriate DC Voltage Dividers to reduce our uncertainties for dissemination and recalibrate our calibrators in-house. Where feasible we always seek to improve our capabilities.

Our standards for Current would be derived from our improved DC Voltage and Resistance standards capabilities.

2.2. Resistance Metrology

Resistance metrology, thus far, has been developed to support the calibration of industrial instruments. Currently, our highest level resistance standards are obtained from a Fluke 5720 Multifunction Calibrator. In order to raise measurement capability in this area we will seek to acquire a series of suitable resistance standards (1, 10, 100, 1k, 10k, 100k, 1M & 10 M Ω), in oil and/or air.

This development is particularly important since we are also intent on enhancing our temperature measurement capability. We will also seek to acquire an AC and/ or DC Bridge, calibrators and other artifact resistance standards necessary for proper dissemination of resistance traceability

and accuracy at the levels required for adequate electrical and temperature measurements.

2.3. Time and Frequency Metrology

We recently acquired two GPS Disciplined Oscillators (Rubidium and Crystal) as our Time and Frequency Standards. We intend to utilize these new standards to disseminate accurate time and support our services in the areas of time and frequency dissemination, calibrations and measurements. We expect to soon link our Rubidium Standard to the SIM Time Standard Network via a NIST or SIM Common-View Time and Frequency Measurement System.

2.4. Impedance Metrology

Our immediate plans for this aspect of Low Frequency DC Metrology are to attain an acceptable minimum capability in accordance with our actual and expected needs as our circumstance requires. Our standards in this area currently include Fluke Multi-function and Multi-product calibrators as well as an Agilent LCR Meter. In the future, we will likely seek to acquire standard capacitors, inductors and an appropriate impedance bridge to reduce our uncertainties to the level required by the national economy as well as participate in regional and/ or international inter-comparisons.

2.5. Electrical Power and Energy Metrology

We have limited experience in these areas of metrology. However, there is major energy consumption in Trinidad and Tobago, particularly in some current and future heavy industries and manufacturing concerns. In 2007, Trinidad and Tobago produced some 7.704 billion kWh of electricity energy and consumed 7.083 billion kWh. The two local power suppliers have been providers for a number of years and a third is soon likely to begin operation.

To execute its responsibility for establishing an adequate measurement system for this market and in recognition of the specifics of local circumstances, TTBS is seeking to move progressively forward with a cooperative approach. By forming cooperative partnerships, in concert with the regulatory authorities and other established stakeholders, TTBS is attempting to harmonize its intervention so as to minimize inconvenience to suppliers while at the same time implementing a system which ensures that the consumers, and society, get value for money. Market efficiency is a particularly important reason for the intervention in this area of measurement since there are potentially many long term benefits to the environment and for the industrial competitiveness of the national economy.

The current standards for power measurements at TTBS are the Fluke 5720 Multi-function and Fluke 5500 Multi-product Calibrators. However, in collaboration with our industry partners, TTBS will acquire a calibration bench and establish a sampling regime for the objective calibration/ verification of power and energy meters. The hardware and training for this system are currently being sourced. Once this consumption-based measurement infrastructure has

been established, it will server as a platform for examining supply quality and loss reduction measurements.

The overall objective is to establish TTBS securely and intimately with the process of power supplies for consumption. Thereafter, efforts will be made to expand into energy measurements generally, inclusive of chemical energy production, and eventually to expand more fully into power measurements.

3. CONCLUSION

Electrical Metrology has to keep pace with the developmental thrust of the national economy. Where this is not currently the case timely and thoughtful intervention will be made in the appropriate way. As circumstances change the focus may be altered to suite, but the path of continuous development and improvement in electrical metrology will not be altered.

By seeking to advance its level of measurement capability in voltage, resistance, time, frequency, power, energy and impedance, the Trinidad and Tobago Bureau of Standards is crafting the establishment of a proper national electrical measurement infrastructure that will over time contribute tangibly and intangibly to the improvement of electrical measurements nationally and by extension the development of the national economy and the quality of life of the society.

ACKNOWLEDGMENTS

I would like to acknowledge the staff of the Metrology Division of the Trinidad and Tobago Bureau of Standards for providing me with information and materials for this paper and the corresponding presentation.

REFERENCES

- [1] Quinn T.J., Metrology, its role in today's world, *Rapport BIPM/94-5*, May 1994.



CALIBRACION DE CRONÓMETROS MEDIANTE LA MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA DEL OSCILADOR DE CUARZO.

Johnny Jiménez¹, Harold Sánchez²

¹ Instituto Tecnológico de Costa Rica (ITCR), Cartago, Costa Rica, jojimenez84@gmail.com

² Instituto Costarricense de Electricidad (ICE), San José, Costa Rica, hsanchez@ice.go.cr

Resumen: Se presenta un sistema de medición de la frecuencia básica del oscilador de cuarzo de cronómetros, para la automatización de la calibración. El sistema detecta la señal básica de oscilación del cristal de cuarzo (2^{15} Hz), mediante la inducción de una corriente en placas paralelas usando el efecto capacitivo, y procesando la señal para extraer la frecuencia básica dentro de una señal muy ruidosa. Con este método se reduce significativamente la incertidumbre de calibración comparada con el método de comparación de la lectura en pantalla. También se reduce el tiempo del proceso calibración.

Palabras clave: calibración, relojes, cronómetros, cuarzo.

1. INTRODUCCIÓN

La calibración de cronómetros se ha estado realizando en el Laboratorio Metrológico del Instituto Costarricense de Electricidad mediante el método de lectura de la pantalla y comparación con la lectura de un receptor GPS. Este método introduce dos factores importantes de incertidumbre por la resolución del cronómetro y por la reacción manual del metrólogo. En otros laboratorios se han desarrollado sistemas automatizados que miden submúltiplos de la frecuencia del oscilador de cuarzo (2^{15} Hz = 32768 Hz), como por ejemplo la frecuencia de refrescamiento de la pantalla, considerando que el nivel de la señal relacionada con el refrescamiento es de un nivel relativamente alto. El nivel de la frecuencia 2^{15} Hz es muy bajo y está cercano al umbral de ruido de la señal total. Para su detección es necesario filtrar y amplificar la frecuencia deseada, lo cual es difícil en el nivel de ruido presentado por otras componentes de la señal total. El método presentado en este artículo hace uso de amplificador diferencial, una etapa de filtrado y de reducción de los pulsos generados por las señales cuadradas de submúltiplos de la frecuencia básica y una etapa de reconstrucción de la señal de la frecuencia básica. El uso de este sistema permite la medición de la frecuencia del oscilador de cuarzo,

disminuyendo la incertidumbre por la resolución de la medición de frecuencia, la cual es la componente mayor en el sistema total. El presente trabajo se diferencia de otros realizados con el mismo propósito [1] [3] en que la frecuencia medida es la del oscilador del cronómetro, no otras componentes de más baja frecuencia, como la de refrescamiento de la pantalla.

2. PROPÓSITO

Este sistema de calibración fue implementado con el propósito de automatizar la calibración de cronómetros y de reducir la incertidumbre total de la calibración, mediante la medición de la frecuencia más alta disponible en el objeto, con lo cual se reduce la incertidumbre por la resolución del sistema de medición y la reacción manual del operador. Fue realizado en el Laboratorio Metrológico de Variables Eléctricas (LMVE) del Instituto Costarricense de Electricidad, como proyecto de graduación de Johnny Jiménez para optar por el grado de Licenciatura en Ingeniería Electrónica.

3. MÉTODO

La Figura 1 muestra la señal medida con un osciloscopio de un par de placas metálicas que contienen en medio el cronómetro objeto de la calibración, todo esto dentro de una cámara blindada. Se nota que esta señal es muy ruidosa si se requiere medir la frecuencia de la señal básica del oscilador de cuarzo.

En la referencia [3] Trigo y Slomovitz calculan varias frecuencias derivadas de la fundamental del oscilador de cuarzo. A partir de estas derivadas implementan el sistema medidor, en frecuencias de por ejemplo 28 Hz, 32 Hz y 42 Hz, que corresponden a los pulsos de mayor amplitud en la Figura 1. La frecuencia 2^{15} Hz queda cubierta por estas componentes y no se puede medir directamente por estar cercana al nivel de ruido de la señal total.

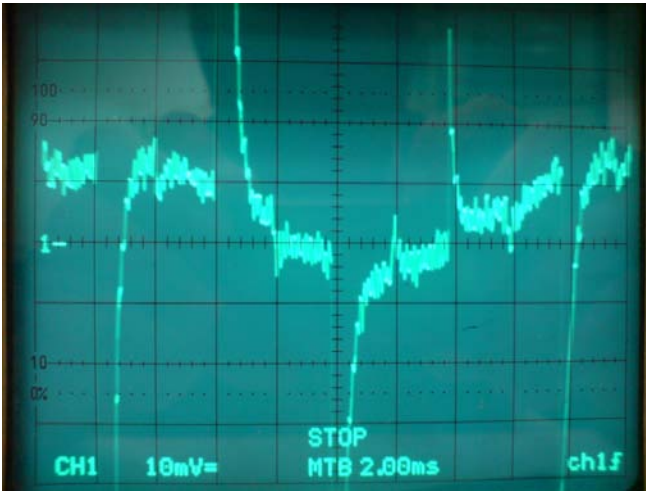


Figura 1 Señal relacionada con la inducción de campo de un cronómetro en las placas conductoras.

El diagrama de bloques del sistema implementado se muestra en la Figura 2

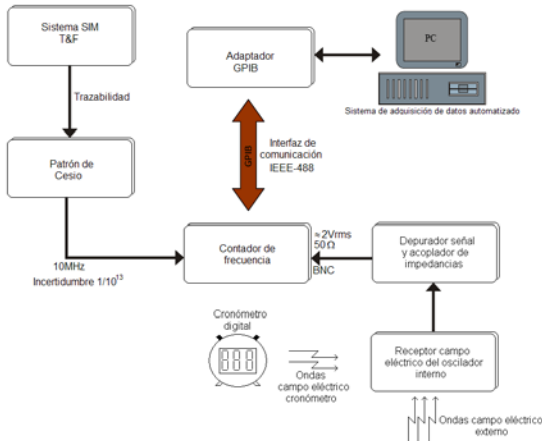


Figura 2 Diagrama de bloques del método de calibración.

El receptor de campo consiste en un blindaje para disminuir las inducciones externas y aislar las inducciones producidas por el cronómetro. La siguiente etapa es el circuito depurador y adaptador de señal, Figura 3, con el cual se logra acondicionar la señal de 2^{15} Hz para su medición con las siguientes etapas que consisten en equipo comercial.

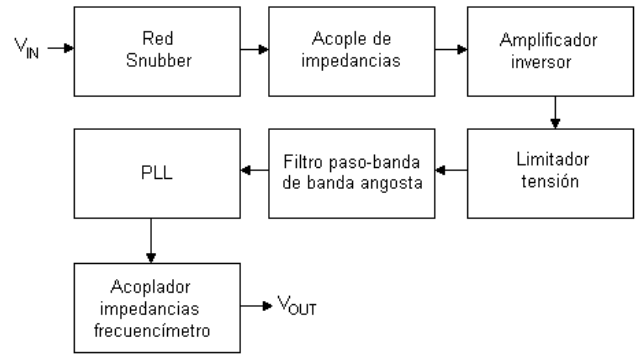


Figura 3 Diagrama de bloques del depurador y adaptador de señal

En Figura 4 se muestra la señal procesada que se mide con un contador de frecuencia con trazabilidad al SI mediante el patrón primario del ICE. Se nota la calidad de la señal obtenida luego del circuito depurador y adaptador, que optimiza la frecuencia del oscilador de cuarzo del cronómetro y minimiza las otras componentes de menor frecuencia y mayor amplitud original.

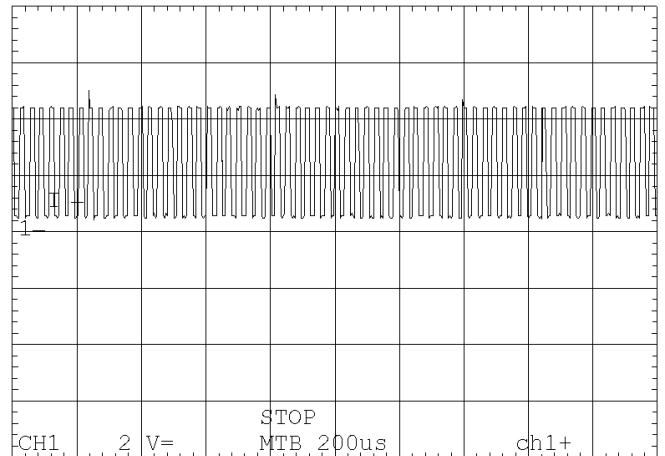


Figura 4 Señal generada para el muestreo de la frecuencia del oscilador

Para probar el sistema se utilizó la configuración de la Figura 5, donde se introduce una señal patrón de 32770 Hz para simular un cronómetro con muy alta estabilidad en corto plazo.

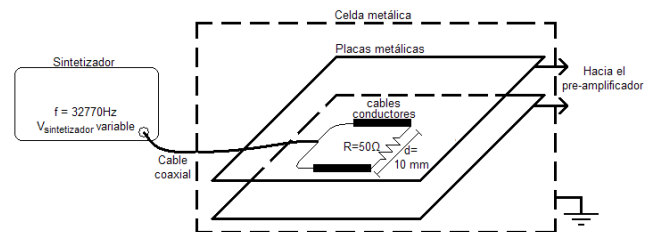


Figura 5 Esquema de conexión para la simulación

El resultado de la simulación se muestra en la Figura 6, donde el ruido de las mediciones es mucho menor que el que produciría un cronómetro comercial. Este ruido es una de las componentes de incertidumbre del nuevo sistema de medición.

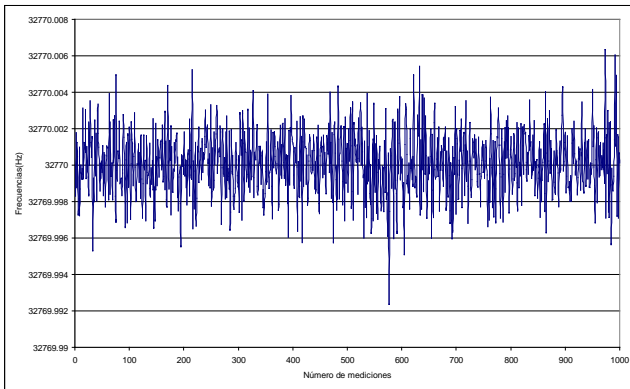


Figura 6 Medición de simulación con un sintetizador de 32770 Hz.

Un ejemplo real de mediciones de un cronómetro se muestra en la Figura 7. Se nota que se mantiene el ruido del sistema medido en la Figura 6, y las variaciones propias del oscilador del cronómetro durante 1000 mediciones, realizadas cada 3 segundos (el número de mediciones y la ventana de tiempo de medición son programables). En la Tabla 1 se muestran los datos de las primeras 10 mediciones.

Tabla 1 Primeras 10 mediciones de frecuencia, de un total de 1000, de oscilador interno del cronómetro del laboratorio.

Nº Medición	Fecha	Hora	Frecuencia (Hz)
1	03/11/2008	03:20:48 PM	32768.136548
2	03/11/2008	03:20:52 PM	32768.136238
3	03/11/2008	03:20:55 PM	32768.136405
4	03/11/2008	03:20:59 PM	32768.136371
5	03/11/2008	03:21:02 PM	32768.136395
6	03/11/2008	03:21:06 PM	32768.136481
7	03/11/2008	03:21:09 PM	32768.136448
8	03/11/2008	03:21:13 PM	32768.136400
9	03/11/2008	03:21:16 PM	32768.136328
10	03/11/2008	03:21:20 PM	32768.136401

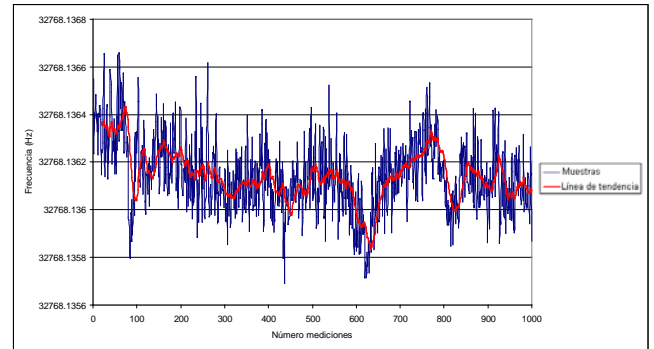


Figura 7 Medición de un cronómetro real.

La Tabla 2 muestra una comparación de factores de incertidumbre de comparaciones. Para el método manual se considera una resolución del objeto de 0.01 s, 3 días de período de calibración y reacción manual de 0.025 s del metrólogo. Para el método inductivo se considera la resolución de un contador de frecuencia de 11 dígitos, 1000 mediciones con ventana de tiempo de 3 segundos, ruido del sistema medido en condiciones extremas de bajo nivel de señal de un objeto simulado con un generador sintetizado.

Tabla 2 Cuadro comparativo de las incertidumbres de los métodos de calibración.

Fuente de incertidumbre	Incertidumbre (s, 1 sigma)	
	Método manual	Método inductivo
Resolución del objeto o contador	0.0029	8.8×10^{-12}
Base de tiempo	5.8×10^{-14}	5.8×10^{-14}
Ruido de sistema	0	1.7×10^{-09}
Reacción manual	0.10	0
Variabilidad de mediciones	0.040	1.5×10^{-10}
Incertidumbre combinada	2.2×10^{-01}	3.4×10^{-09}

3. CONCLUSIONES

Se logró la medición de la señal básica del oscilador de cuarzo de cronómetros para su calibración. Se reducen las principales componentes de incertidumbre de calibración, del tiempo de reacción manual del metrólogo o la resolución del objeto, a la resolución del contador de frecuencia y la variabilidad propia del objeto. El sistema manual usado anteriormente requería mediciones durante varios días para reducir la representatividad de la reacción manual. El sistema nuevo solo requiere mediciones de horas o minutos, para conocer la desviación del objeto en corto plazo. El sistema también permite las mediciones a largo plazo sin necesidad de intervención humana por ser un sistema automatizado.

AGRADECIMENTOS

Al Ing. Carlos Quevedo, de SIC Colombia, por su valiosa información para iniciar este proyecto.

REFERENCIAS

- [1] Quevedo, C. A. (2007). *Determinación de la frecuencia de oscilación de cronómetros*. Manuscrito no publicado, Superintendencia de Industria y Comercio, Colombia.
- [2] Gust, Jeff C; Graham, Robert M.; Lombardi, Michael A. (2004). *Stopwatch and timer calibrations*. Extraído el lunes 01 de septiembre del 2008 de <http://tf.nist.gov/general/pdf/1930.pdf>
- [3] Trigo, Leonardo; Slomovitz, Daniel (2008). Calibración de cronómetros digitales por método de inducción. Extraído el martes 04 de noviembre del 2008 de <http://iie.fing.edu.uy/publicaciones/2008/TS08/>.



Servicio Nacional de Metrología – Indecopi, Perú

Henry Postigo Linares

RESUMEN: Se describe al Servicio Nacional de Metrología, sus funciones, laboratorios de calibración que tiene, principales servicios de calibración que brinda, el apoyo que realiza hacia el sector público y privado y en forma algo más detallada las actividades del laboratorio de electricidad.

PALABRAS CLAVE: Metrología, calibración, laboratorios, servicios, electricidad.

1.- INTRODUCCION

El Servicio Nacional de Metrología (SNM) fue creado el 6 de Enero de 1983 mediante la Ley N° 23560 y ha sido encomendado al Indecopi – mediante el Decreto Supremo DS-024-93 ITINCI. El Servicio Nacional de Metrología fue creado para promover el desarrollo de la metrología en el país y contribuir a la difusión del Sistema Legal de Unidades de Medida del Perú (SLUMP). El SLUMP tiene como base e incluye totalmente en su estructura al Sistema Internacional de Unidades SI.

2.- SERVICIO NACIONAL DE METROLOGIA

El Servicio Nacional de Metrología cuenta con Laboratorios Metrológicos debidamente acondicionados, instrumentos de medición de alta exactitud y personal calificado. Cuenta con un Sistema de Gestión de la Calidad que cumple con los requisitos de las Normas ISO 9001 e ISO/IEC 17025 con lo cual se constituye en una entidad capaz de brindar un servicio integral, confiable y eficaz de aseguramiento metrológico para la industria, la ciencia y el comercio.

El SNM cuenta con la cooperación técnica de organismos metrológicos internacionales de alto prestigio tales como: el Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) de Alemania; el Centro Nacional de Metrología

(CENAM) de México; el National Institute of Standards and Technology (NIST) de USA; el Centro Español de Metrología (CEM) de España; el Instituto Nacional de Tecnología Industrial (INTI) de Argentina; el Instituto Nacional de Metrología (INMETRO) de Brasil; entre otros.

Dentro de las funciones del SNM tenemos: custodia y ampliación de la colección de patrones nacionales, calibrar patrones secundarios, realización de afericiones y calibraciones de instrumentos, emisión de certificados de calibración y de conformidad de productos con respecto a normas de carácter metrológico (aprobación de modelo), a solicitud del usuario.

Para cumplir con la tarea encomendada el SNM cuenta con ocho laboratorios base que son: Laboratorio de Masa (LM) y Grandes Masas, Laboratorio de Temperatura (LT), Laboratorio de Electricidad (LE), Laboratorio de Longitud y Angulos (LLA), Laboratorio de Fuerza y Presión (LFP), Laboratorio de Volumen y Densidad y Flujo (LVD), Laboratorio de Metrología Química (LMQ) y Laboratorio de Acústica (LAC). Los Laboratorios de Masa y Grandes Masas brinda los servicios de calibración de pesas, balanzas de precisión y de gran capacidad. El Laboratorio de Masa está acreditado por el DKD de Alemania para la calibración de pesas clase E2, F1, F2 y M1 desde 1 mg a 1 kg. Nuestro Laboratorio de Temperatura cuenta con la acreditación del DKD de Alemania para la calibración de termómetros de resistencia y termómetros con indicadores digitales desde -40 °C hasta 250 °C. El Laboratorio de Longitud y Ángulos realiza las calibraciones de una serie de instrumentos empleados en la industria y de bloques planoparalelos grado 0. El Laboratorio de Volumen y Densidad y Flujo realizan calibraciones de materiales de vidrio y

medidores volumétricos de pequeña y gran capacidad (hasta 5000 L), aprobación de modelo de medidores de agua, calibración de banco de ensayos de medidores de agua y calibración de medidores de flujo hasta 108 m³/h. El Laboratorio de Fuerza y Presión Cuenta con patrones para la calibración de manómetros, balanzas de peso muerto, torquímetros y máquinas de ensayo hasta 2 MN en compresión y hasta 500 kN en tensión. El Laboratorio de Metrología Química realiza calibraciones de pHmetros, conductivímetros, analizadores de gases vehiculares y análisis de bebidas alcohólicas. Estamos desarrollando sistemas secundarios de medición de pH y conductividad para la producción de materiales de referencia. El Laboratorio de Acústica cuenta con patrones aceptados internacionalmente para poder brindar el servicio de calibración de sonómetros clase 1 y 2. El Laboratorio de Electricidad lo vemos con más detalle en el punto siguiente.

2.1.- LABORATORIO DE ELECTRICIDAD

Nuestro Laboratorio de Electricidad cuenta con patrones tanto en corriente continua y alterna como en energía. Nuestros patrones tienen trazabilidad al NIST; en energía a través de los patrones de Radian Research y en corriente continua y alterna a través de los patrones de Fluke. Los principales patrones que tenemos son: en energía contadores Radian monofásico RD-21 de exactitud 0,02% y trifásico RD-31 de exactitud 0,02%; en corriente continua y alterna un calibrador multifunción Fluke 5520 A y multímetro Fluke 8508 A de 8 ½ dígitos, 732A DC Referente Standard Fluke y un Transvolt 9154D Guildline.

Brindamos los siguientes servicios:

- Calibración de instrumentos en corriente continua y alterna tales como amperímetros, voltímetros, ohmmímetros, resistencias eléctricas, megohmmetros, telurómetros, simuladores/medidores, pinzas multimétricas y multímetros hasta 5 ½ dígitos; en potencia y energía calibramos vatímetros, medidores de energía a inducción clase 2 y estáticos hasta clase 0,2S, patrones de energía con exactitud hasta 0,025% y equipos de ensayo de medidores de energía eléctrica.
- Evaluación de modelo de medidores de energía eléctrica a inducción. Evaluación

de características de precisión de medidores estáticos de clase 1 y 2.

Las calibraciones que hemos realizado son: 663 en el año 2006, 756 en el año 2007 y 970 al 19 de diciembre de 2008. Tenemos realizadas 71 aprobaciones de modelo de medidores a inducción clase 2. Actualmente para realizar las calibraciones y el desarrollo del laboratorio, se cuenta con tres personas con experiencia en el campo de la metrología entre 8 y 26 años; recientemente el grupo de trabajo ha sido incrementado a cuatro, lo que permitirá realizar mayores desarrollos en el laboratorio de electricidad.

Otros servicios que ofrecemos son:

- Dictado de cursos sobre calibración de medidores de energía eléctrica a inducción y estáticos de clase 1 y 2. Recibimos pasantes por periodo de dos semanas para capacitación en calibración de medidores de energía eléctrica y patrones de energía.
- Realizamos comparaciones en energía eléctrica. Este servicio va dirigido a los laboratorios de calibración que se están preparando para su acreditación y para empresas contrastadoras, que son las que realizan calibraciones ya sea en campo o en laboratorio. Las empresas contrastadoras son empresas autorizadas para atender los reclamos de los usuarios de medidores de energía eléctrica (unidades verificadoras). Hemos realizado comparaciones en el 2006, 2007 y 2008 para medidor de energía eléctrica estático monofásico clase 1, de dos y de tres hilos para verificaciones en campo; los resultados de las comparaciones se muestran en el anexo 1.
- Evaluación de documentos y de personal técnico de laboratorios que desean acreditarse. Nuestro personal actúa como experto técnico.

En cuanto a las comparaciones realizadas (ver anexo 1) podemos indicar que esta práctica nos permite ver la competencia técnica de las empresas contrastadoras y determinar las acciones correctivas y de mejora a implementar en aquellas cuyos resultados no son aceptables. Podemos apreciar en las comparaciones del 2006 y 2007 (medidor viajero estático monofásico de dos hilos clase 1) que, en el caso del participante con símbolo □ (amarillo), sus

resultados muestran una tendencia a alejarse del valor de referencia (valor del SNM), esto a permitido recomendarle que verifique su sistema de calibración incluido el patrón en periodos cortos, con el fin de determinar las causas de la deriva y realizar las correcciones correspondientes, de no ser así corre el riesgo de desaprobar un medidor que está dentro del límite de error y aprobar un medidor que está fuera del límite de error; en el caso del participante con símbolo ☀ (azul) podemos decir que mejoró sus resultados del 2007 comparados con el 2006, esto es un indicador de que ha mejorado su competencia técnica lo que le permite brindar servicios confiables; en cuanto al participante con símbolo ◊ (rojo) a mantenido sus errores e incertidumbres pequeñas muy cercanas al valor de referencia, lo cual demuestra su competencia técnica para brindar servicios confiables. En la comparación del 2008, en carga baja (0,5 A) se logró obtener un índice de compatibilidad menor o igual a 1, esto demuestra que las empresas contrastadoras están mejorando su competencia técnica; en esta comparación, las desviaciones con relación al valor de referencia del SNM no superan, en general, el 0,08% y sus incertidumbres son menores a la desviación. Con el fin de evaluar y reforzar la competencia técnica de las empresas contrastadoras se han programado dos comparaciones para el 2009, una de medidores monofásicos estáticos de tres hilos y otra de medidores trifásicos estáticos de tres hilos. Las comparaciones se iniciarán en junio.

Hemos participado en la comparación SIM.EM-S2 (SIM.1.4) Electric Energy; cuyos resultados se muestran en el anexo 2. Nuestras diferencias de resultados con relación al laboratorio de referencia (NIST) en cuanto a las comparaciones con factor de potencia 1,0 y 0,5 inductivo son satisfactorias, de igual manera en el caso del valor de las incertidumbres; si sumamos el valor de la diferencia con la incertidumbre tendríamos un valor total en partes por millón muy bueno, lo cual da una referencia del nivel de nuestra competencia técnica. Para mayores detalles de nuestra participación ver anexo 2. Cabe señalar que no brindamos servicios de calibración para factor de potencia 0,5 capacitivo, debido a

que nuestros patrones no están calibrados en dicho factor de potencia.

Estamos participando en la comparación SIM.EM-S1 (SIM 1.5) voltaje and current, resistance; hemos realizado las mediciones correspondientes al patrón viajero DMM y lo hemos enviado al siguiente participante en abril de 2009.

Tenemos como planes de desarrollo para los próximos años la mejora en referencias de corriente continua y alterna, adquiriendo un calibrador multifunción Fluke 5720, juego de diez resistencias patrón, una referencia zener DC. En potencia estamos planificando desarrollar el servicio de calibración de transformadores de medida de corriente y de tensión.

3.- CONCLUSIONES

Como se puede apreciar, el SNM ha desarrollado la Metrología en el Perú y la sigue desarrollando en cumplimiento a sus funciones. Contribuimos al crecimiento y fortalecimiento de la Metrología en el país a través de nuestra participación como expertos técnicos en la acreditación de laboratorios de calibración, apoyando la creación de una red de laboratorios acreditados, así mismo Gerencia Operaciones damos cursos de capacitación y entrenamiento. El laboratorio de electricidad a través de su programa de comparaciones ayuda a fortalecer la competencia técnica de los laboratorios de calibración y empresas contrastadoras.

ANEXO 1

Comparaciones nacionales con empresas contrastadoras Contrastación en campo (Verificación)

1.- Comparación de medidor de energía eléctrica estático monofásico de dos hilos, clase 1

Para esta comparación se empleó un medidor monofásico estático de dos hilos, clase 1, constante 1600 imp/kWh, 220 V, 10 A(60 A) para una frecuencia de 60 Hz.

Los ensayos se realizaron con una tensión de línea de 220V, factor de potencia 1,

frecuencia de 60 Hz y a las corrientes de 0,5 A, 10 A y 60 A.

Los límites de error para contraste en campo están establecidos en la Norma DGE "Contraste del Sistema de Medición de Energía Eléctrica" de la Dirección General de Electricidad del Ministerio de Energía y Minas, cuyos valores se muestran en la tabla siguiente:

Tabla 1. Límites de error

Valor de corriente	Factor de potencia	Límite de error (%) Clase 1
$0,05 I_b$	1	$\pm 2,5$
I_b	1	$\pm 1,5$
I_{max}	1	$\pm 1,5$

Se realizaron dos comparaciones, la primera comparación se realizó en el año 2006, en la que participaron cuatro empresas contrastadoras. La segunda comparación se realizó en el año 2007 en la que hubo cinco participantes, cuatro fueron empresas contrastadoras y uno fue una empresa en vías de autorización; el participante identificado con el número 5 no presentó sus resultados a tiempo lo que no permitió incluirlo en el informe final. Tres empresas contrastadoras participaron tanto en la comparación del 2006 como en la del 2007; con el fin de facilitar la comparación y evaluación correspondiente de las figuras del 1 al 6, se ha identificado a los participantes de la siguiente manera:

AÑO	Participante \diamond (rojo)	Participante \square (amarillo)	Participante \star (azul)
Identificación 2006	3	5	9
Identificación 2007	1	2	4

Nota: El cuarto participante fue distinto en cada año

Seguido se muestran las figuras del 1 al 6 correspondiente a los resultados de las comparaciones del 2006 y 2007.

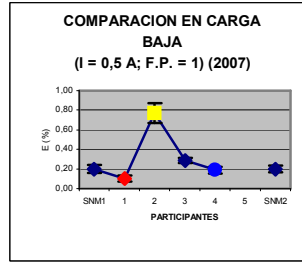


Fig.1. Carga baja 2006

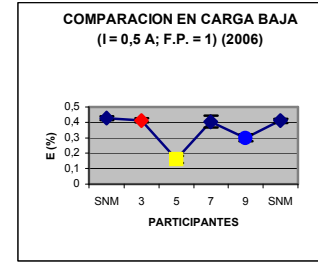


Fig.4. Carga baja 2007

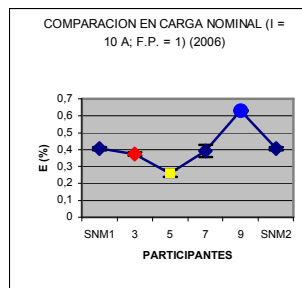


Fig.2. Carga nominal 2006

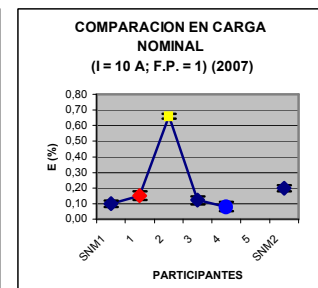


Fig.5. Carga nominal 2007

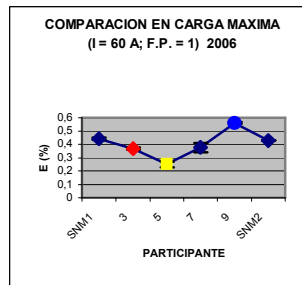


Fig.3. Carga máxima 2006

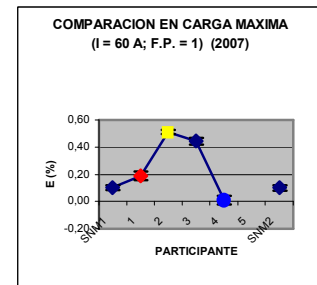


Fig.6. Carga máxima 2007

2.- Comparación de medidor de energía eléctrica estático monofásico de tres hilos, clase 1

Para esta comparación se empleó un medidor monofásico estático de tres hilos, clase 1, constante 1600 imp/kWh, 220 V, 10 A(50 A) para una frecuencia de 60 Hz.

Los ensayos se realizaron con una tensión de línea de 220V, factor de potencia 1, frecuencia de 60 Hz y a las corrientes de 0,5 A, 10 A y 60 A.

Los límites de error para contraste en campo están establecidos en la Norma DGE “Contraste del Sistema de Medición de Energía Eléctrica” de la Dirección General de Electricidad del Ministerio de Energía y Minas, cuyos valores se muestran en la tabla 1.

Se realizó una comparación en el año 2008, en la que hubo cuatro participantes identificados con las letras I,T,J y G; tres participantes fueron empresas contrastadoras y un participante fue una empresa en vías de autorización. Los cuatro participantes fueron los mismos que participaron en la comparación del año 2007.

Los resultados se muestran en las figuras 7; 8 y 9:

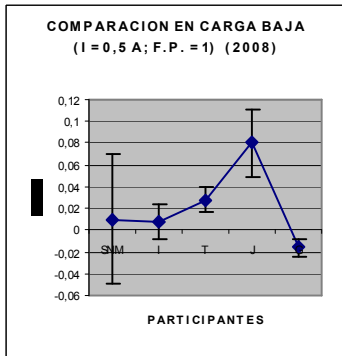


Fig.1. Carga baja 2008

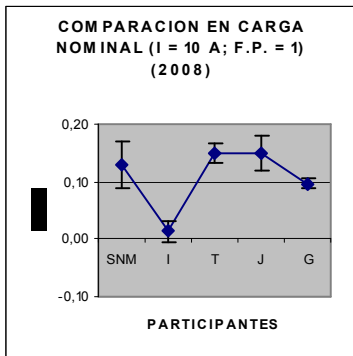


Fig.1. Carga nominal 2008

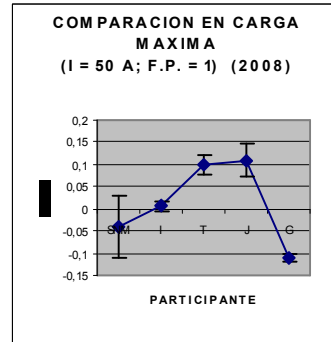


Fig.1. Carga máxima 2008

ANEXO 2

SIM IINTERNATIONAL COMPARISON OF 50/60 Hz ENERGY (2002-2007) (SIM.EM-S2 (SIM.1.4) COMPARISON Electric Energy)

El SNM participó en la comparación a 60 Hz, 120 V, 5 A para los factores de potencia 1,0; 0,5 inductivo y 0,5 capacitivo. El patrón viajero fue un Radian modelo RM-11. La lista de participantes se muestra en la tabla 1.

Tabla 1. Lista de participantes

Laboratorio	Fecha de medición
NIST,USA	Agosto 2002 – Mayo 2007
ICE, Costa Rica	Julio 2003
SENACYT, Panamá	Agosto 2003
CONACYT, El Salvador	Noviembre 2003
CENAM, México	Junio 2006
NCR, Canadá	May 2007
INMETRO, Brasil	Febrero 2004
UTE, Uruguay	Abril 2004
INTN, Paraguay	Agosto 2004
SNM, Perú	Abril 2005
INTI, Argentina	Julio 2006

Los resultados de la comparación a 60 Hz se muestran en las tablas 2; 3 y 4.

Tabla 2. Comparación a f.p. 1

60 Hz, 1 lag (power factor) (in parts in 10⁵)

Differences

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	57	-34	895	15	-14	-10		337	-88	
ICE	-47	0	-91	800	-44	-71	-87		355	-87	
SENACYT	34	91	0	895	49	50	34		95	-4	
CONACYT	-895	-800	-895	0	-652	-870	-874		-843	-838	
CENAM	-15	44	-49	652	0	-55	-31		0	-58	
NRC	14	71	-50	874	55	0	4		95	-28	
INMETRO	10	87	-34	874	31	-4	8		31	-38	
UTE	-337	-355	4	843	-9	-55	-31		0	-58	
INTN	48	87	8	838	83	35	38		81	8	

Standard uncertainties

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	145	87	1020	21	0	13		36	22	
ICE	145	0	188	1020	148	148	148		182	147	
SENACYT	87	188	0	1020	78	87	48		78	31	
CONACYT	1020	1020	1020	0	1880	1880	1880		1821	1830	
CENAM	21	148	78	1880	0	24	25		48	31	
NRC	0	148	87	1880	24	0	18		37	34	
INMETRO	13	148	48	1880	25	18	0		37	34	
UTE	36	182	78	1821	48	37	37		8	41	
INTN	36	147	71	1820	31	24	38		48	0	

Mayor información sobre SIM IINTERNATIONAL COMPARISON OF 50/60 Hz ENERGY (2002-2007) puede encontrar en el Boletín Informativo del Sistema Interamericano de Metrología – OEA, de diciembre de 2008.

Tabla 3. Comparación a f. p. 0,5 inductivo

60 Hz, 0.5 lag (inductive) (in parts in 10⁵)

Differences

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	80	113	348	63	-20	-28		27	-127	
ICE	-80	0	48	388	-3	87	-92		-48	-183	
SENACYT	-113	-48	0	338	-48	-133	-138		-88	-240	
CONACYT	-348	-388	-338	0	-588	-588	-574		-571	-578	
CENAM	-63	3	48	588	0	-84	-88		-28	-188	
NRC	20	87	-133	588	84	0	4		47	-127	
INMETRO	28	92	-138	574	88	4	4		58	-127	
UTE	-27	48	88	571	28	-47	-83		0	-124	
INTN	127	183	240	475	188	127	181		184	0	

Standard uncertainties

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	145	114	1880	34	13	28		48	45	
ICE	145	0	188	1880	147	148	148		181	183	
SENACYT	114	188	0	1880	118	114	117		132	133	
CONACYT	1880	1880	1880	0	1880	1880	1880		1880	1881	
CENAM	34	147	118	1880	0	24	28		48	31	
NRC	13	148	114	1880	24	0	28		48	31	
INMETRO	28	148	117	1880	28	28	0		48	31	
UTE	48	183	132	1880	48	47	48		8	88	
INTN	48	133	133	1881	31	48	31		58	8	

Tabla 4. Comparación a f. p. 0,5 capacitivo

60 Hz, 0.5 lead (capacitive) power factor (in parts in 10⁵)

Differences

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	108	-127	723	25	-5	7		54	124	
ICE	-108	0	-228	844	-84	-113	-102		-85	26	
SENACYT	127	228	0	879	151	122	133		180	261	
CONACYT	-723	-844	-879	0	-728	-757	-748		-688	-618	
CENAM	-25	84	-151	728	0	-29	-18		29	109	
NRC	5	113	-122	757	29	0	11		58	138	
INMETRO	-7	102	-133	748	18	-11	0		47	127	
UTE	-54	85	-180	688	-29	-58	-47		0	80	
INTN	-134	-26	-281	618	-108	-138	-127		-80	0	

Standard uncertainties

	NIST	ICE	SENACYT	CONACYT	CENAM	NRC	INMETRO	UTE	INTN	SNM	INTI
NIST	0	148	114	2780	24	10	28		118	41	
ICE	148	0	188	2784	148	148	148		188	182	
SENACYT	114	188	0	2782	118	114	117		164	121	
CONACYT	2780	2784	2782	0	2780	2780	2780		2783	2780	
CENAM	24	148	118	2780	0	24	28		121	48	
NRC	10	148	114	2780	24	0	28		119	42	
INMETRO	28	148	117	2780	28	28	0		121	47	
UTE	118	188	164	2783	121	118	121		0	125	
INTN	41	182	121	2780	48	42	47		125	0	



LA METROLOGIA ELECTRICA EN EL INTN

Ing. Robert Duarte Rodríguez

Instituto Nacional de Tecnología, Normalización y Metrología – INTN, Asunción, Paraguay, rob_duarte@hotmail.com – robertduarte@intn.gov.py

Abstract: This work aims to present current situation of electrical metrology implemented in the INTN, describing the actions taken as body responsible or metrological control into the State of Paraguay and as responsible for establishing and maintaining the chain of traceability in the country.

The present paper intend to present the starting point since 2001, when the INTN had not participation en electrical metrology area, until activities and results reached to date, as well programs and projects already confirmed for the short term.

Keywords: meter, pattern, primitive, standard.

1. INTRODUCCIÓN

El Instituto Nacional de Tecnología, Normalización y Metrología (INTN) es el Instituto Nacional de Metrología (INM) en el Paraguay, en base a la Ley N° 937/82 así como al Decreto Reglamentario N° 1988/99 de dicha Ley. En ambos documentos se establecen como principales responsabilidades del INM: a) Establecer los programas nacionales referentes a la Metrología Científica e Industrial, y b) Establecer los programas y aplicar las reglamentaciones atinentes a la Metrología Legal.

Las actividades de control metrológico se iniciaron en Paraguay en la década de los `80, enfocados en el área de volumen (verificación de surtidores de combustibles líquidos) y en el área de masa (grandes balanzas). A medida que transcurrieron los años fueron incrementándose los campos de acción sobre todo de la metrología legal, iniciándose la metrología industrial a principios del año 2000.

La metrología eléctrica se inicia en el INTN a mediados del año 2001, con un estudio que buscaba

identificar las áreas prioritarias así como los recursos necesarios para la atención de dichas áreas.

2. OBJETIVO

En el presente trabajo se busca describir la evolución experimentada en el campo de la metrología eléctrica en el INTN, desde el año 2001, en que no se contaba con nada, hasta la fecha. Se describen cronológicamente las actividades ejecutadas, los resultados alcanzados, los mecanismos utilizados para la implementación de las actividades así como el análisis de los resultados más importantes alcanzados.

Finalmente se presentan los proyectos en desarrollo a fin de dotar de una mayor y mejor capacidad de medición en las magnitudes de mayor relevancia para el Paraguay.

3. SITUACION EN EL AÑO 2001

En el año 2001, el área de metrología eléctrica no existía en el INTN, es decir, no se contaba con personal adecuadamente preparado, ni con la infraestructura mínima necesaria: patrones, equipos auxiliares y salas adecuadas para mediciones.

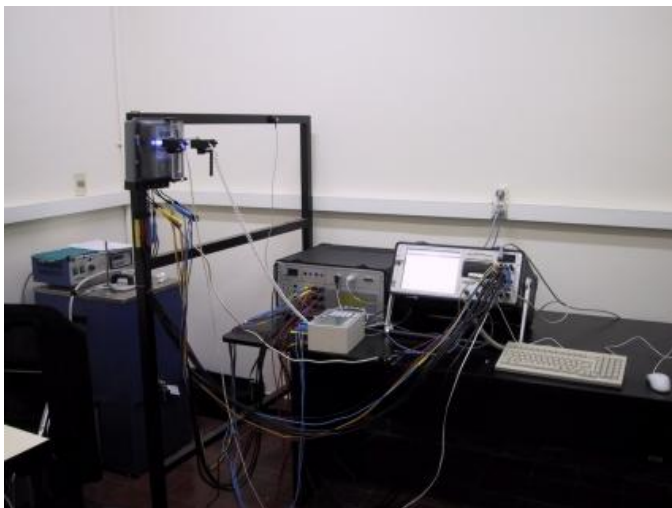
En ese año se inician tratativas del INTN con el organismo del estado responsable por la generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica en el Paraguay (ANDE), por el INTN se buscaba establecer y ejecutar las etapas de control metrológico a fin de dar cumplimiento a la Ley de Metrología, en cambio, por la ANDE, se buscaba dar una respuesta más convincente a sus clientes respecto a los inconvenientes y reclamos por supuestas sobrefacturaciones, ya que en dichas situaciones, la ANDE actuaba como juez y parte, y el usuario no tenía

posibilidad de acudir a una instancia, de tercera parte, independiente al conflicto de intereses.

4. RESULTADOS ALCANZADOS EN EL AÑO 2003

4.1. Adquisición de patrones y equipos auxiliares y preparación de local

En el año 2003 se recibieron los siguientes patrones y equipos auxiliares: un patrón Zera TPZ-303 (0,02 %), 2 equipos trifásicos para verificación de medidores en campo Zera TPZ-308 (0,1 % y 0,2 %), 3 equipos monofásicos para verificación de medidores en campo Zera TPZ-108 (0,1 % y 0,2 %) y una fuente electrónica estabilizada Zera VCS-320-2, con capacidad de generación trifásica y hasta 120 A.



El patrón Zera TPZ-303 es utilizado conjuntamente con la fuente electrónica son utilizados para la realización de los ensayos de precisión de los medidores, tomando como base las normas IEC aplicables.

A fin de instalar los equipos se preparó un área física de 20 m² donde se realizan todos los ensayos posibles con los equipos disponibles.

4.2. Acuerdo ANDE-INTN para Aprobación de Modelo y Verificación Primitiva de Medidores de Energía eléctrica

En febrero de 2003 se firma el Convenio Marco ANDE-INTN y en julio de 2003 se firma el Término de Referencia específico para la implementación de las etapas de Aprobación de Modelo y Verificación Primitiva de medidores de energía eléctrica, mediante el cual se realiza un control coordinado entre ambos organismos estatales.

El Término de Referencia constituye la base operativa de los controles ya que establece los siguientes puntos: Antecedentes del trabajo conjunto, los servicios de control metrológico, costos de los servicios y forma de pago, lugar de la prestación de los servicios, equipo interinstitucional, plazo de ejecución y otros aspectos legales.

En el punto referente al equipo interinstitucional se fija que el mismo es responsable por el seguimiento, control y evaluación de las actividades enmarcadas en el Término de Referencia así como es encargado de administrar el Convenio Marco.

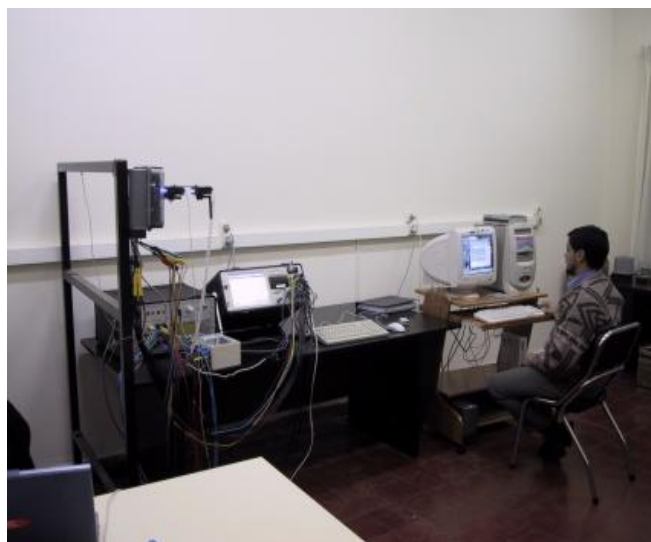
También el Término de Referencia establece que todo oferente solo puede ofertar a la ANDE medidores que tengan el modelo aprobado por el INTN, en cualquiera de las modalidades de compra establecidos en ley de contrataciones públicas del Estado.

También mediante dicho acuerdo específico, se establece que el INTN realizará la verificación primitiva en fábrica de los lotes de medidores que la ANDE haya adquirido, detallando las

Ambas etapas se realizan tomando como referencia las normas IEC aplicables.

4.3. Capacitación de técnicos

En setiembre de 2003, el INTN envía dos técnicos al INTI (Buenos Aires-Argentina) para capacitación en las futuras actividades a ser desarrolladas en el marco del Convenio con la ANDE.



La capacitación de los técnicos tuvo una duración de cuatro semanas, centradas específicamente en: participación en todos los ensayos de aprobación de modelo de medidores de energía eléctrica, activa y

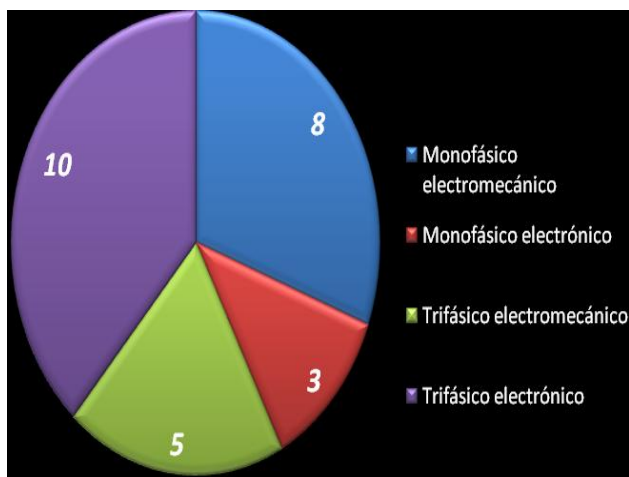
reactiva, estáticos (electrónicos) y electromecánicos. Además se participa en la calibración de mesas de verificación de medidores de energía eléctrica, instaladas en las distribuidoras de energía eléctrica de la ciudad de Buenos Aires-Argentina.

Posteriormente se recibe en INTN una capacitación dada por el fabricante de patrones de medición (Zera), fabricante del cual se habían adquirido la mayoría de los equipos y patrones para el desarrollo y ejecución de los diversos ensayos. Dicha capacitación duró dos semanas y se focalizó en la práctica de los procesos de medición posibles de ejecución con los nuevos equipos así como la elaboración de tablas automatizadas para la ejecución secuencial de ensayos a los diferentes tipos de medidores, de manera a lograr un mejor aprovechamiento de las capacidades de medición y calibración.

5. RESUMEN Y RESULTADOS DE LOS CONTROLES IMPLEMENTADOS DESDE EL AÑO 2004 AL AÑO 2008

5.1. Cantidad de medidores con modelo aprobado

En los años que lleva implementado el acuerdo específico se realizó la aprobación de modelo de 26 medidores de energía eléctrica, según la siguiente distribución:



Para el caso de los medidores electromecánicos, tanto monofásicos como trifásicos se utilizaba la norma UNE-EN 60521 hasta el año 2006. A partir del año 2007, ya se realizaron en base a las normas IEC 62052-11 y 60052-21.

Para el caso de los medidores electrónicos (estáticos), tanto monofásicos como trifásicos se

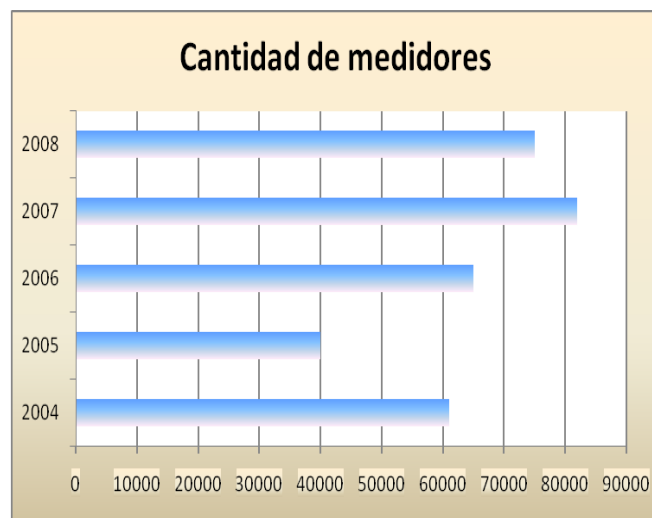
utilizaba la norma UNE-EN 61036 hasta el año 2006. A partir del año 2007, las normas de referencia para estos tipos de medidores ya fueron las normas IEC 62052-11, 60052-22 y 60052-23.

Es de destacar que en los últimos 2 años, solamente fueron presentados para ensayos de aprobación de modelo medidores del tipo electrónico (estáticos) lo que se puede inferir como la tendencia a la desaparición del mercado de los medidores de tipo electromecánico.

5.2. Cantidad de medidores con verificación primitiva

La verificación primitiva de medidores se ha realizado hasta la fecha íntegramente en plantas fabriles instaladas en territorio brasileño, totalizando 5 fábricas diferentes a la fecha.

En el siguiente cuadro se detalla la cantidad de medidores de energía a los cuales se les ha ensayo en verificación primitiva:



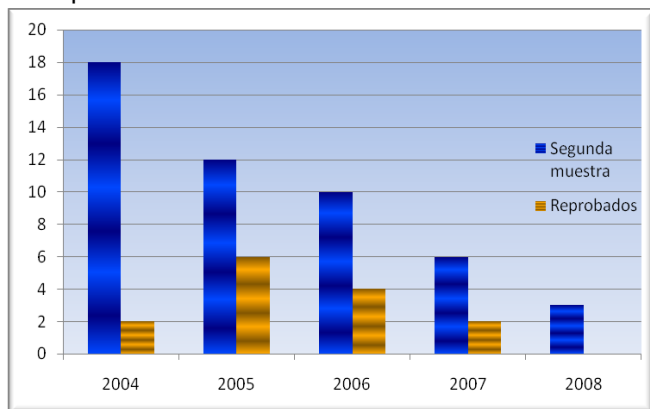
* La cantidad engloba medidores monofásicos y trifásicos.

** Únicamente en el año 2004 se realizó verificación primitiva de medidores electrónicos

La verificación primitiva es realizada por muestreo, en base a lo establecido en la Norma UNE-EN 60514 para los medidores electromecánicos, tanto monofásicos y trifásicos. En cambio, para el caso de los medidores de energía electrónicos (estáticos) trifásicos se ha utilizado como base la norma IEC 1358.

Hasta la fecha, no se ha realizado la verificación primitiva de medidores electrónicos (estáticos) monofásicos.

En el siguiente cuadro se pueden observar la cantidad de lotes que tuvieron que pasar a segunda muestra y lotes que fueron reprobados directamente en la primera muestra:



Se puede destacar que en los primeros años de verificación primitiva de medidores de energía los problemas más comunes y reiterativos se referían a: corriente de arranque y marcha en vacío.

En años posteriores, se pudo observar una notable mejoría teniendo como referencia que la cantidad de lotes que han pasado a segunda muestra a disminuido notablemente.

6. PROYECTOS EN DESARROLLO

6.1. Establecimiento de las etapas de verificación periódica y verificación eventual

Para el presente año, se tiene proyectada la ampliación de los controles hechos a los medidores de energía eléctrica, a fin de llegar a las etapas de verificación periódica y verificación eventual (después de reparación).

En vistas a dicho objetivo, desde principios del presente año, se viene trabajando en el Comité Interinstitucional ANDE-INTN en la elaboración del Término de referencia específico para la verificación eventual, en base a los proyectos de la ANDE que establecen el reintegro al servicio activo de una cantidad significativa de medidores de energía eléctrica, en su mayoría monofásicos electromecánicos, por lo que existe una necesidad impostergable de cumplimiento de esta etapa de control metrológico.

Se prevé arrancar con esta nueva actividad en el segundo semestre del año 2009, utilizando como laboratorio de ensayos el establecido en la propia ANDE, con un auditoría metrológica previa a fin de comprobar fehacientemente el estado de calibración de los equipos y patrones que intervendrán en los diversos ensayos.

Para la etapa de verificación periódica se busca incluir e interesar a los universidades y facultades que tienen carreras técnicas afines, de manera a que puedan establecer pequeños laboratorios de ensayos a través de los cuales se pueda descentralizar el control de los medidores de energía eléctrica, específicamente para esta etapa del control metrológico. Para ello y a la fecha, se han firmado convenios de cooperación con dos facultades nacionales con quienes se viene trabajando en la determinación de los recursos e infraestructura necesarios para el inicio de las actividades.

6.2. Establecimiento del patrón nacional de tiempo y frecuencia

El INTN ha recibido en diciembre de 2008, un sistema de medición de tiempo desarrollado por especialistas del Grupo de Trabajo de Tiempo y Frecuencia (T&FWG) del Sistema Interamericano de Metrología (SIM). El sistema consta de un receptor GPS de 8 canales acoplado a un reloj de rubidio que actúa como contador de intervalos de tiempo. Ambos dispositivos están acoplados a una computadora que procesa y almacena los resultados de las mediciones.

Los objetivos que persigue el INTN con dicho sistema son: a) tener una referencia de tiempo y frecuencia para entrar a desarrollar un patrón propio de potencia y energía, y b) desarrollar una escala de tiempo y diseminar la hora exacta en Paraguay.

Del 16 al 21 de febrero del corriente año, el Dr. Eduardo de Carlos, especialista del Laboratorio de Tiempo y Frecuencia del Instituto de Metrología de México (CENAM) estuvo en el INTN para la puesta en marcha y capacitación en mantenimiento del sistema SIM de medición tiempo y frecuencia. Una vez puesto en funcionamiento y comparación en tiempo real con los demás relojes de toda América, el INTN podrá iniciar el desarrollo de su Escala de Tiempo, el cual se podrá utilizar para establecer la Hora Oficial en la República del Paraguay.



Desde la vista del especialista del CENAM, el Sistema SIM del INTN viene activando en la red de Tiempo y Frecuencia del SIM (www.tf.nist.gov/sim), enviando sus datos de mediciones, con lo cual se busca establecer la estabilidad, repetibilidad, desviación e incertidumbre del sistema de medición de tiempo, a fin de que el sistema sobre el cual se depositará la responsabilidad del establecimiento y mantenimiento de la hora oficial demuestre la necesaria confiabilidad.

6.3. Adquisición de multicalibrador

Para mediados de año 2009 se tiene prevista la apertura de ofertas para la adquisición de equipos multicalibradores (tipo Fluke) con el objetivo de dar trazabilidad a los equipos multímetros, voltímetros, amperímetros, óhmetros, etc. Este servicio tiene una alta demanda en el sector eléctrico nacional considerando que actualmente las empresas que precisan de estas calibraciones deben gestionarlas en el exterior del país, lo que encarece el servicio y en muchos casos hace poco posible, sobre todo en el caso de pequeñas empresas.

Con la implementación de estos servicios se busca también ampliar el ámbito de actuación del INTN en el campo de la Metrología Eléctrica, buscando dar mejor soporte técnico y de trazabilidad a las mediciones de empresas fabricantes de equipos y material eléctrico, además de apoyar el aumento de la competitividad de los mismos. Por otro lado, se pretenda dar el apoyo

necesario a las empresas que buscan la certificación de productos y servicios, en base a las normas de la serie ISO 9000.

7. CONCLUSIONES

Mediante la implementación de las etapas de control metrológico se ha logrado: a) que solamente los medidores que se ajustan a los valores nominales de tensión y frecuencia de la red de distribución de Paraguay ingresen al mercado y sean instalados a los usuarios, b) se ha podido dar certeza que los medidores nuevos instalados a los usuarios cumplen con las tolerancias establecidas en las normas IEC aplicables, y c) se ha podido establecer al INTN como un organismo de tercera parte que pueda dirimir en los conflictos entre proveedor-usuario.

A través de la implementación de los controles metrológicos se ha podido iniciar y sostener un programa de trazabilidad a nivel nacional, en este caso en energía, el cual significa el inicio de un ambicioso proyecto que año a año va expandiéndose a otras magnitudes, lo que se juzga como fundamental y estratégico para el Paraguay, considerando su condición de país exportador-energético.

REFERENCIAS

- [1] Ley Nacional de Metrología de la República del Paraguay. 1 982
- [2] Decreto del Poder Ejecutivo que Reglamenta la Ley Nacional de la República del Paraguay. 1 999
- [3] Norma UNE-EN 60 514: Control de aceptación de los contadores de corriente alterna de clase 2. 1996
- [4] Norma UNE-EN 60 521: Contadores de inducción de energía activa para corriente alterna de clases 0,5, 1 y 2. 1996
- [5] International Standard IEC 1358: Acceptance inspection for direct connected alternating current static watt-hour meters for active energy (classes 1 and 2). 1996
- [6] International Standard IEC 62052-11: Electricity metering equipment (AC) – General requirements, test and test conditions – Part 11: Metering equipment. 2003.
- [7] International Standard IEC 62052-21: Electricity metering equipment (a.c.) – Particular requirements – Part 21: Static meters for active energy (classes 1 and 2). 2003.

El patrón de efecto Josephson del CENAM ; experiencias en 15 años de uso

David Avilés ¹, Dionisio Hernández ², Enrique Navarrete ³

¹ CENAM, Querétaro, México, caviles@cenam.mx

² CENAM, Querétaro, México, dhernand@cenam.mx

³ CENAM, Querétaro, México, enavarre@cenam.mx

Resumen: Este trabajo sintetiza algunas de las experiencias en el uso del patrón de efecto Josephson del CENAM, así como algunas modificaciones hechas al mismo con el propósito de disminuir su susceptibilidad al ruido electromagnético.

Palabras clave: Patrón de efecto Josephson.

1. INTRODUCTION

En 1994 el CENAM adquirió un sistema de efecto Josephson de la compañía Research Manufacturing Company que comercializaba el desarrollo del NIST. El sistema se adquirió con dos chips que permitían generar niveles de tensión cuánticos en el intervalo de -1 V a +1 V y en el intervalo de -10 V y +10 V.

Los principales elementos del patrón de efecto Josephson son: dos chips de 3660 uniones (± 1 V) y de 20208 uniones (± 10 V) con tecnología SNS.

El sistema de microondas que genera una señal del orden de 75 GHz está basado en un oscilador a diodo Gunn, cuya frecuencia se estabiliza y se mide por medio de un contador de frecuencia IIP 578B, que tiene como referencia de frecuencia externa de 10MHz un reloj atómico de Cesio. La señal de microondas se conduce por medio de una guía de ondas dieléctrica, al chip colocado dentro de un criostato que contiene helio líquido.

Una fuente de polarización permite ajustar el patrón a un cierto nivel de tensión cuántico deseado. La fuente de polarización incluye también un sistema de barrido y conexiones a un osciloscopio que permiten visualizar las formas de onda tensión-corriente para fines de diagnóstico [1].

2. CAMBIO DE CHIP

El chip de 10 V presentó un problema conocido como “offset” inducido por microondas, se trata de un problema en los contactos eléctricos entre las terminales del chip y el conector de los cables de entrada-salida. El contacto se hace usando un conector en forma de pequeño peine hecho de BeCu recubierto de oro, que hace los contactos a presión con las terminales del chip. Cuando la conexión no es buena el contacto actúa como un diodo que rectifica la señal de microondas y produce un “Offset” sumado a la tensión de salida que puede verse como una fem térmica. Sin embargo, a diferencia de una fem térmica el “offset” inducido por microondas desaparece al apagar las microondas. El “offset” medido fue de 2.5 μ V. Este “offset” puede ser cancelado con la técnica de cambio de polaridad utilizada en este tipo de mediciones, pero si no es estable en el tiempo, la cancelación no es buena ocasionándose un incremento en la incertidumbre del patrón. La manera usual de corregir este problema es mover ligeramente el peine para mejorar los contactos, al hacerlo se dañaron las pistas del chip y éste quedó inservible.

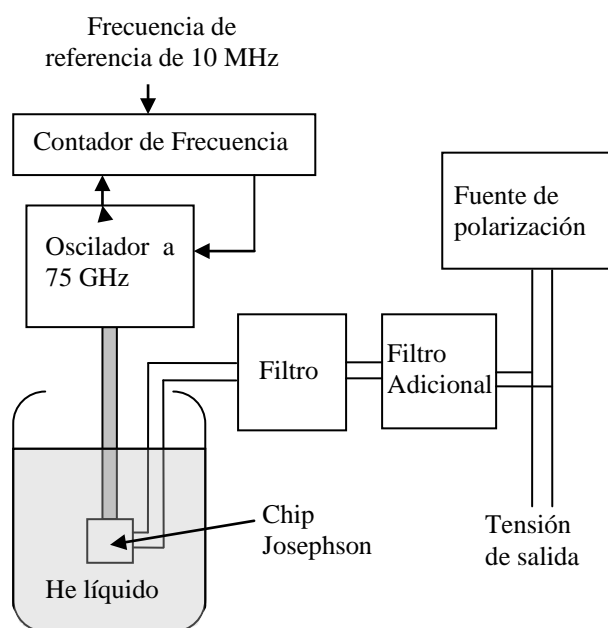


Fig. 1. Diagrama a bloques del patrón de efecto Josephson

Decidimos sustituir el chip por uno con tecnología del PTB marca PREMA, el cual resultó totalmente compatible con el sistema desarrollado en el NIST, la única diferencia que observamos fue que con el chip PREMA tuvimos mayores problemas de flujo atrapado al enfriarlo, este problema se resolvió cambiando la técnica de enfriamiento del chip como se describe en la sección 6.

3. MODIFICACIONES A LA FUENTE DE POLARIZACIÓN

Cuando se usa el patrón para calibrar una fuente de tensión, el patrón genera una tensión cercana a la de la fuente y se mide la diferencia con un detector de nulos. Para eliminar las fms térmicas del circuito de medición y el “offset” del detector de nulos se utiliza la técnica de cambio de polaridad. Para que esta técnica funcione de manera óptima se requiere tener nulos muy pequeños en ambas polaridades, en la fuente comercial era necesario ajustar la tensión de polarización cada vez que se cambiaba la polaridad para tener el mismo nivel cuántico en ambas polaridades, ya que la tensión de polarización era un poco diferente en una polaridad en relación con la otra. Para evitar este ajuste que hace lenta la operación del patrón e incrementa las incertidumbres por fms térmicas no compensadas, se modificó el circuito introduciendo la posibilidad de añadir un “offset” ajustable en una de las polaridades tal que permite que cuando se cambia la polaridad del patrón, automáticamente se tiene el mismo nivel de tensión que en la polaridad contraria.

En algunas aplicaciones como la comparación directa de patrones Josephson es importante poder seleccionar un escalón cuántico en particular, con la fuente original era muy difícil seleccionar un escalón en particular, por lo que se modificó el circuito añadiendo un potenciómetro que facilita el ajuste fino de la tensión de polarización para ajustarla a un nivel cuántico deseado.

4. MEJORANDO LA ESTABILIDAD DEL PATRÓN

Los patrones de efecto Josephson basados en chips con tecnología SNS tienen uniones Josephson histeréticas de alta capacitancia y son intrínsecamente inestables ya que tienen anchos de escalón del orden de 20 μA , es decir que ruidos producidos por el sistema de medición o generados en el laboratorio pueden hacer cambiar el nivel cuántico del patrón con gran facilidad.

Es usual que durante una medición utilizando este tipo de patrones se tengan varios “saltos de escalón” espontáneos, es decir cambios en el nivel cuántico. Cuando estos saltos de escalón ocurren es posible detectarlos, desechar algunas lecturas y recalcular el valor de la tensión del patrón o nivel cuántico y seguir la medición. En la calibración de referencias electrónicas en base a diodos Zener, si estos cambios son menores a 1 mV los errores producidos por la ganancia del detector de nulos son despreciables. Sin embargo, en otras aplicaciones como en la calibración de

pilas patrón estos cambios de nivel de la tensión de salida son indeseables.

Para incrementar la estabilidad e inmunidad del patrón a ruido electromagnético se construyó un filtro pasa bajas, adicional al que incluye el sistema comercial, con una frecuencia de corte de alrededor de 1 kHz, filtrando el ruido en modo común y en modo diferencial, ver figura 2.

El filtro se diseñó en base a inductores y capacitores para minimizar el error en la tensión de salida debido al efecto de divisor de tensión producido por el filtro.

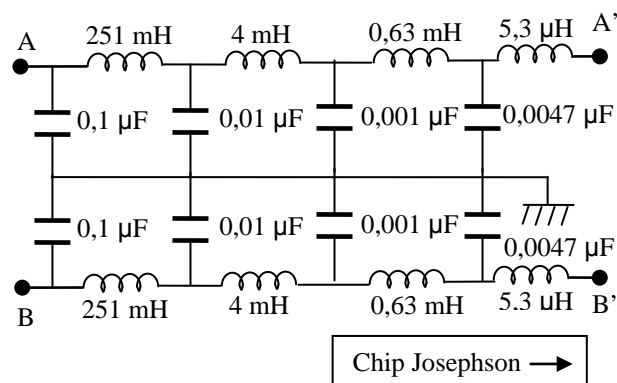


Fig. 2.- Circuito eléctrico del filtro adicional.

El filtro fue diseñado para filtrar el ruido en modo diferencial y en modo común. Cada etapa del filtro se aloja en blindajes independientes para disminuir la interferencia electromagnética de alta frecuencia.

La figura 3 muestra la respuesta en frecuencia del filtro adicional descrito.

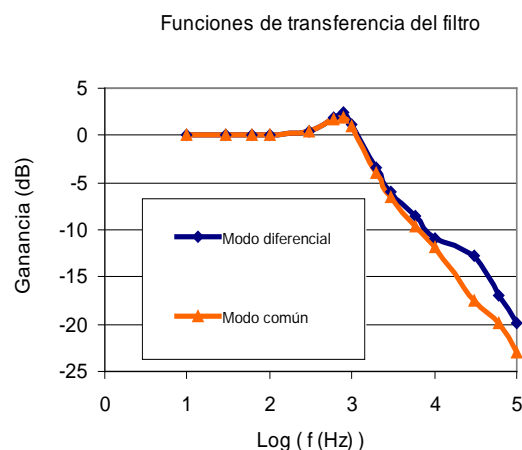


Fig. 3. Respuesta en frecuencia del filtro adicional, medida en modo común, es decir, tomando la entrada en A-tierra y la salida en A'-tierra, así como en modo diferencial, es decir, tomando la entrada en A-B y la salida en A'-B'.

5. EL SISTEMA DE MICROONDAS

El sistema funciona a una frecuencia de alrededor de 75 GHz. Como referencia de frecuencia se utiliza un reloj atómico de Cesio del Laboratorio de Tiempo y Frecuencia del CENAM, ubicado en otro edificio. La conexión se hace mediante un cable coaxial de aproximadamente 100 m de largo que atenúa considerablemente la señal. Para amplificar la señal de 10 MHz proveniente del reloj atómico, se diseñó un amplificador (ver figura 4) ubicado a la entrada del contador de frecuencia. Con una ganancia en tensión de 4, se produce una tensión en la carga de 2 V pico.

Debido a que la impedancia de entrada del contador de frecuencia es de 300Ω se diseñó un transformador para ser colocado a la entrada de frecuencia de referencia externa del contador, el cual permitió acoplar las impedancias y también tener un aislamiento eléctrico respecto al reloj atómico con lo que mejoró el amarre y la estabilidad en frecuencia del contador.

Se midió la estabilidad en frecuencia de la señal de referencia de 10 MHz a la salida del transformador, usando la desviación de Allan y se encontró que es menor a 1×10^{-11} para tiempos de muestreo de 10 s a 82 000 s.

6. CAMBIO DE TECNICA PARA EL ENFRIAMIENTO DEL CHIP

Para obtener el efecto superconductor es necesario enfriar el chip Josephson a 4.2 K introduciéndolo en un tanque que contiene helio líquido. Esta inmersión debe ser hecha lentamente para evitar cambios bruscos de temperatura que dañen al chip, el proceso de enfriamiento toma aproximadamente 1/2 hora.

Con el chip PREMA se presentaron muchos problemas de flujo atrapado, este problema normalmente se presenta cuando al enfriar el chip se tiene la influencia de un campo magnético externo que provoca que en el superconductor circulen pequeñas corrientes que mantienen el flujo magnético y que evitan el correcto funcionamiento del patrón. Para evitar este problema el chip está blindado con un material de muy alta permeabilidad que requiere ser desmagnetizado con cierta frecuencia.

Es común tener problemas de flujo atrapado en los chips de efecto Josephson, usualmente el problema se resuelve cuando se saca el chip del helio líquido, se deja calentar un poco hasta que las uniones Josephson salen del estado superconductor y se enfría nuevamente. Sin embargo, cuando esto se hace en repetidas ocasiones y no se elimina el flujo atrapado no se puede operar el patrón debido a que no se puede asegurar el valor de la tensión Josephson.

En el Laboratorio de Tensión Eléctrica Continua del CENAM tuvimos el problema de flujo atrapado en repetidas ocasiones, intentamos varias soluciones y la que mejor nos funcionó fue cambiar la técnica de enfriamiento.

Usualmente al enfriar se recomienda poner un corto circuito en los cables que se conectan al chip Josephson, lo que

probamos fue enfriar el chip manteniendo la fuente de polarización conectada y haciendo un barrido de tensión en el chip, con esto disminuyeron considerablemente los problemas de flujo atrapado.

7. INCERTIDUMBRE DEL PATRÓN DE TENSIÓN JOSEPHSON DEL CENAM

Tabla 1. Fuentes de incertidumbres del Patrón

Fuentes de incertidumbre	Incertidumbre
Frecuencia	1,2 nV
Corrientes de fuga	0,3 nV
Fems térmicas no compensadas + error del detector de nulos	6,9 nV
Incertidumbre estándar combinada	7,0 nV

La principal fuente de incertidumbre del patrón es la proveniente de las fems térmicas no compensadas que ocurren cuando la operación del patrón es lenta y las fems térmicas no son bien compensadas debido a que cambian durante las mediciones por cambios de temperatura en el sistema de medición. La estimación de la incertidumbre del patrón Josephson se describe en detalle en la referencia [2].

8. COMPARACIONES INTERNACIONALES

Tabla 2. Resultados en comparaciones internacionales a nivel de 10 V

	Diferencia	Incertidumbre expandida ($k=2$)
NIST – CENAM (ILC – NCSL 1996)	26 nV	100 nV
NIST – CENAM (ILC – NCSL 1999)	67 nV	216 nV
NIST-CENAM Bilateral 2006	-35 nV	43 nV

En 1996 se participó en una comparación bilateral de patrones de efecto Josephson a nivel de 10 V entre NIST y CENAM, dentro del marco de la International Laboratory Comparison (ILC) organizada por el NCSL Los patrones viajeros fueron 4 referencias Zener, en esta comparación se hicieron correcciones por altitud y por deriva [3].

En 1999 se participó nuevamente en la ILC-NCSL en la cual se utilizaron 4 referencias Zener como patrones viajeros, se hicieron correcciones por presión atmosférica y por deriva. Se presentan los resultados respecto al NIST [4].

En 2006 se participó en una comparación bilateral con NIST, la comparación se hizo en el CENAM midiendo 4 referencias Zener con el patrón Josephson de CENAM y el patrón Josephson transportable de NIST, con esto se

eliminaron los efectos de deriva y las correcciones por presión atmosférica con lo que fue posible reducir la incertidumbre de la comparación a 43 nV (k=2), [5].

AGRADECIMEINTOS

Los autores agradecen a nuestros compañeros M. en C. Jorge Blancas y al Ing. Mario Alatorre por el diseño y construcción del amplificador de 10 MHz.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] C.A. Hamilton, C.J. Burroughs, and C. Kao, *Operation of NIST Josephson Array Voltage Standard*, J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol, Vol. 95, pp. 219-235, 1990.

[2] E. Navarrete, D. Hernández, D. Avilés, *Estimación de la Incertidumbre del Patrón Nacional de Tensión Eléctrica en Corriente Continua Basado en el Efecto Josephson*, Simposio de Metrología 25-27 de Octubre de 2005.

[3] C.M. Wang and C.A. Hamilton, *The Fourth Interlaboratory comparison of 10 V Josephson Voltage Standards in North America*, Metrologia, Vol. 35, pp 33-40, 1998.

[4] D. Deaver, W. B. Miller, L. Pardo, K. Jaeger, D. Plowman and C.A. Hamilton, *Interlaboratory Comparison of Voltage Standards*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 2 April 2001.

[5] D. Hernández, E. Navarrete, D Avilés, Y. Tang, *Final Report. Bilateral Comparison of DC Voltage References between CENAM and NIST (SIM.EM.BIPM-K11.b)*, Metrologia 44 Technical Supplement (Technical Supplement 2007) 01011

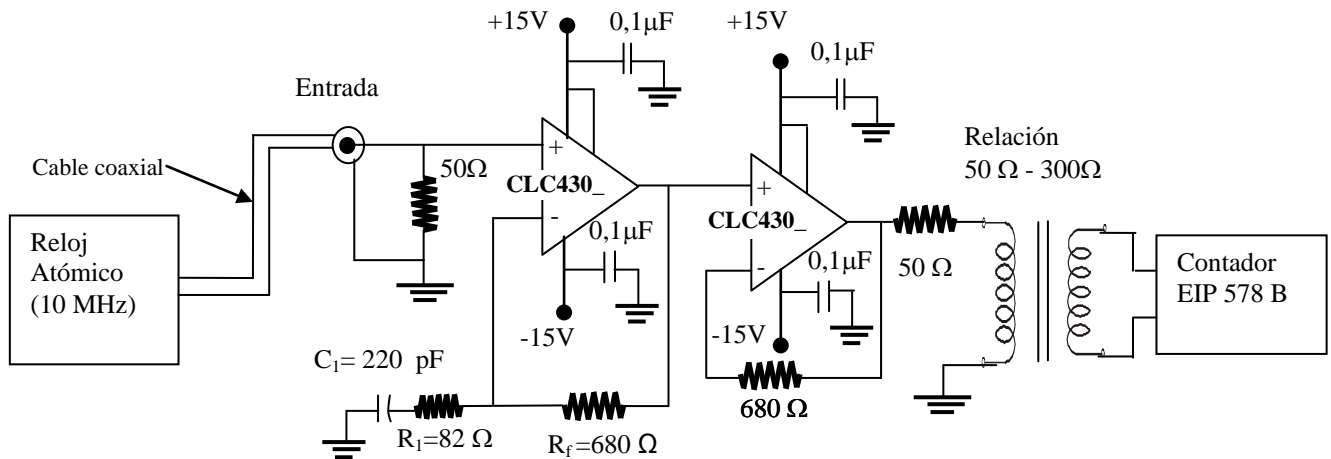


Fig. 4. Amplificador para la referencia de frecuencia de 10 MHz



AVANCES EN LA IMPLEMENTACIÓN DE UN PATRÓN DE TENSIÓN POR EFECTO JOSEPHSON CON SUPERCONDUCTORES DE ALTAS TEMPERATURAS EN UTE

Heriguatí de Souza ¹, Leonardo Trigo ¹, Daniel Slomovitz ¹, Alexander Klushin ²

¹ LABORATORIO de UTE, Montevideo, Uruguay, hdesouza@ute.com.uy

² Institut für Schichten und Grenzflächen, Germany, a.klushin@fz-juelich.de

Resumen: Este artículo tiene como finalidad difundir los resultados obtenidos en el desarrollo de un patrón de tensión utilizando superconductores de alta temperatura (YBCO). Estos superconductores trabajan a temperatura del nitrógeno líquido el cual tiene un costo muy reducido y es de fácil adquisición. El desarrollo de este patrón usa un integrado superconductor el cual consta de varias juntas Josephson conectadas en serie a las cuales se puede acceder y seleccionar de acuerdo al nivel de tensión requerido en la salida, desde 10mV a 100mV.

Palabras clave: Patrones de tensión, efecto Josephson, superconductores de alta temperatura

1. SISTEMA PROPUESTO

El sistema está basado en superconductores llamados "de alta temperatura"; en este caso particular utilizamos el cristal denominado YBCO (Ytrio, Bario, óxido de Cobre). Estos cristales tienen la propiedad de comportarse como conductores perfectos a temperatura del nitrógeno líquido. Con estos superconductores se construyó un chip de juntas Josephson el cual fue desarrollado por un conjunto de científicos de Alemania y Rusia [1].

El chip consta de varias salidas, cada 10 mV, conectadas en serie, pudiéndose obtener valores múltiplos. El conjunto, es sumergido en un tanque de nitrógeno líquido, pero aislado del mismo por un tubo que contiene en su interior un ambiente con gas helio para que los elementos del chip se encuentren en un ambiente no corrosivo.

El tanque de nitrógeno líquido se conecta una bomba para generar cierto vacío necesario para mantener la temperatura en el chip en el entorno de los 75 K. Este sistema es controlado de forma automática a través de un dispositivo electrónico que comanda la bomba manteniendo la temperatura

estable en ± 0.2 K. En la Fig. 1. se observa un diagrama del sistema.

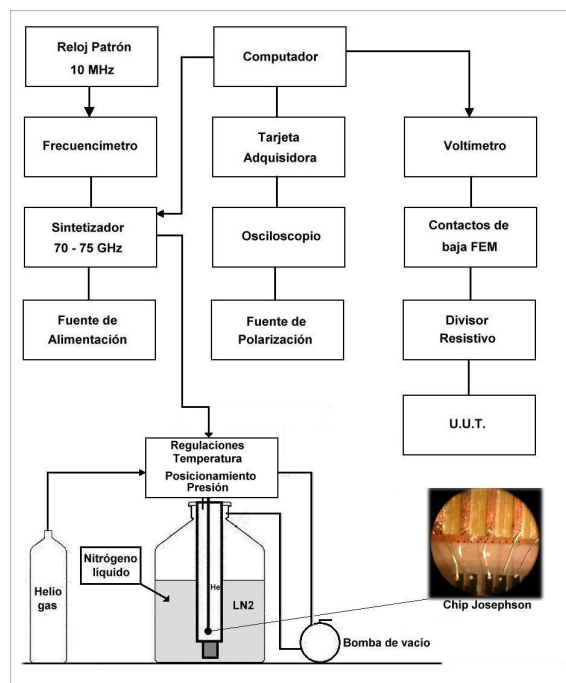


Fig 1. Diagrama en bloques del sistema.

En un computador se ejecuta un software con el cual se ajustan los valores de varios parámetros, se mide la temperatura, se visualizan en la pantalla la forma de los escalones cuánticos, se selecciona los niveles de corriente para los cuales estos escalones se visualizan verticales y estables (ver Fig. 2). Los parámetros a configurar son: frecuencia y potencia de la microonda, corriente crítica, temperatura, selección de corriente en el escalón, tiempo de inversión de polaridad, etc.

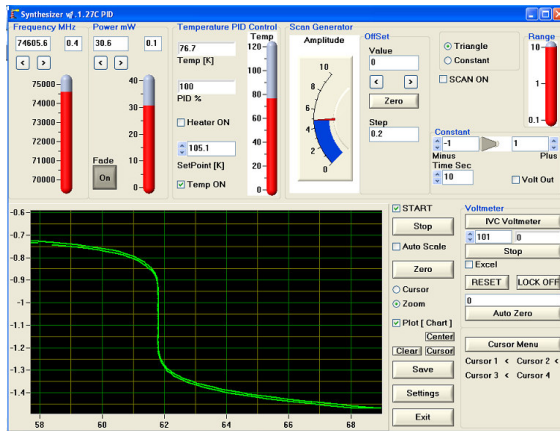
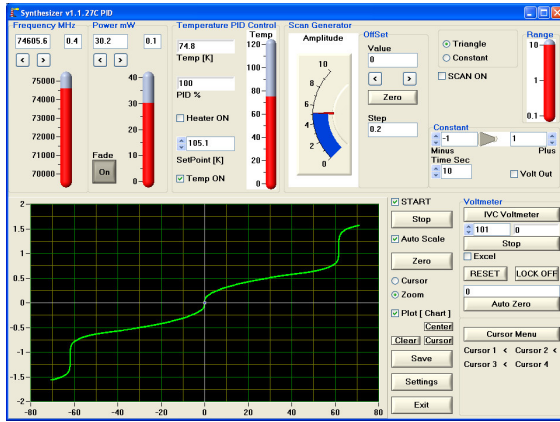


Fig 2. Pantallas del software

Un sintetizador (multiplicador de frecuencia) genera las microondas con las cuales se irradian las junturas. Éste se comunica vía RS232 con el computador y el software es quien se encarga de controlar la frecuencia y la potencia de la microonda. Ésta es generada a partir de una señal 10 MHz que proviene del Patrón de Frecuencia del Laboratorio (Reloj Atómico). El sintetizador entrega en su salida una frecuencia en el entorno de 70 a 75 GHz, la cual se acopla al chip por medio de una guía de onda y un resonador Fabry-Perot. El chip de junturas Josephson está dentro de una blindaje magnético de alta permeabilidad, al final de una puntera deslizante criogénica que hace la transición entre el helio el nitrógeno. Por un tubo central pasan varios pares de conductores de cobre desde el chip a los comandos.

Una tarjeta generadora y adquisidora es la encargada de generar la señal de corriente que se aplica a las junturas, realizar las medidas de la tensión en dichas junturas (en una función de osciloscopio, con 16 bits de resolución), realiza la medida de temperatura, controla los tiempos entre los cambios de polaridad de la tensión de salida, etc. Todas las funciones de la tarjeta son controladas vía comunicación USB por el software que se ejecuta en el computador.

La construcción de este patrón permite seccionar paquetes de junturas de 10 mV por separado o sumarlas hasta llegar a los 100 mV. Los paquetes de 10 mV contienen 67 junturas en serie. La salida de tensión seleccionada es medida y comparada contra otros patrones por divisores de tensión y un multímetro digital de alta impedancia y resolución

Dado que la tensión de salida es relativamente pequeña, se requiere de divisores de tensión para comparar contra fuentes patrones de 1 V o 10 V. Para esto se desarrolló un divisor resistivo de muy alta estabilidad, autocalibrable, que relaciona estos niveles de tensión [2].

2. EFECTO JOSEPHSON

Las junturas Josephson son utilizadas en metrología como estándares de voltaje, el concepto se basa en la interacción entre una microonda externa aplicada a una juntura que da lugar a una caída de voltaje fundamental exacta a través de la juntura. La tensión total en el chip vale

$$U_N = Nf / K_{j-90} \quad (1)$$

siendo N el número de junturas, f la frecuencia y

$$K_{j-90} = \frac{2e}{h} \quad (2)$$

e es la carga del electrón y h la constante de Planck. El efecto esta basado en el conocido efecto túnel, el que consiste en el pasaje de corriente eléctrica a través de una barrera aislante. Desde el punto de vista clásico esto no sería posible, pero la mecánica cuántica predice que si la barrera es fina, la posibilidad que los portadores de carga la atraviesen no es nula. Se observa por lo tanto, la existencia de una corriente continua como resultado de una tensión continua, si la juntura es enfriada hasta temperaturas en que los materiales utilizados se tornan superconductores ($r = 0$), Josephson predijo que adicionalmente aparecerá una corriente alterna cuya frecuencia f es directamente proporcional a la tensión U aplicada según la ecuación:

$$f = \frac{2e}{h} \times U \quad (3)$$

En sí misma la juntura trabaja como un convertidor entre frecuencia y tensión, vinculando ambas magnitudes mediante constantes universales. Esta relación no depende de los detalles constructivos del dispositivo que la implementa, ni de elementos que envejecen y cambien lo que lo hace ideal para uso como patrón primario de tensión. Conociendo el valor

de la constante de proporcionalidad, el dispositivo no requiere ser contrastado contra otros patrones de tensión para determinar su propio valor. Solo se necesita conocer la frecuencia de la onda generada, lo cual se implementa a partir de relojes atómicos.

Para nuestro caso particular en la implementación de este patrón los resultados que obtuvimos en los escalones cuánticos se muestran en la Fig. 2, la que muestra la forma característica de los escalones cuánticos, con una amplitud de corriente $150 \mu\text{A}$ para el mismo nivel de tensión de salida (60 mV en este ejemplo).

3. COMPARACIÓN CONTRA FUENTES PATRONES

Para escalar a tensiones mayores se usa un divisor resistivo 10:1 compuesto por 10 resistores iguales conectados en serie, siendo posible acceder a cada unión individual [2]. Sean R_i los valores de las resistencias individuales. El promedio Z de todas las caídas de tensión (producidas por la circulación de una corriente I) vale

$$Z = \frac{I \sum_{i=1}^{10} R_i}{10} \quad (4)$$

donde I es la corriente por la serie. Por otro lado, la suma de las caídas vale

$$Y = I \sum_{i=1}^{10} R_i \quad (5)$$

Por tanto, la relación Y/Z vale 10, exactamente. En esto se basa el principio del divisor. Para la comparación de tensiones se usa un voltímetro de alta precisión (HP 3458A, $8 \frac{1}{2}$ dígitos) en las escalas de 10 V para la suma total y 1 V para las caídas individuales. Obsérvese que no es necesario conocer los errores de dicho instrumento, pues sólo se usa en calidad de comparador. El único requisito que afecta esta medida es su estabilidad. Es más, el propio procedimiento calibra al voltímetro en lo concerniente a la relación 10:1, en las escalas usadas.

El divisor resistivo posee un divisor de guarda, como lo muestra la Fig. 3 y, si es necesario, se conecta la guarda del voltímetro a cada salida de guarda correspondiente a la salida de tensión usada. En caso que esto no fuera necesario, puede usarse la guarda general del divisor (borne G). Una sencilla prueba permite determinar la influencia de la conexión de guarda. Durante el comienzo de la medición se cambia la guarda de lugar y se observa la variación en el instrumento. Realizando esta prueba en el resistor

central de la serie y en ambos extremos, es suficiente para determinar su influencia en todos los puntos.

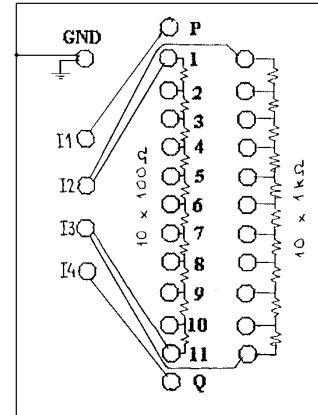


Fig. 3. Esquema eléctrico del divisor

Se calcula la relación 1:10 a partir de las mediciones. Las siguientes ecuaciones definen el error del voltímetro durante el procedimiento

$$\varepsilon_d = \frac{\frac{Y1+Y2}{2} - \sum_{i=1}^{10} Z_i}{\sum_{i=1}^{10} Z_i} \quad (6)$$

$$\varepsilon_u = \frac{\frac{Y2+Y3}{2} - \sum_{i=11}^{20} Z_i}{\sum_{i=11}^{20} Z_i} \quad (7)$$

donde Y_i son las lecturas de la tensión de 10 V , mientras que Z_i son las lecturas de 1 V correspondientes a cada resistor de la serie. Los valores de ε_i corresponden a los errores. El error promedio ε vale

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_d + \varepsilon_u}{2} \quad (8)$$

Esto es, un valor de ε positivo indica que la lectura de 10 V del voltímetro, es mayor a 10 veces la lectura de 1 V . Este mismo procedimiento se usa para calibrar el rango de 100 mV del multímetro, respecto a los anteriores.

Una vez calibrado el multímetro se procede a medir la tensión del patrón que se desea comparar con el Josephson (fuentes zener o pilas patrones de 1.018 V y 10 V). Se asume que el error hallado para la relación 10:1 es el mismo que para la relación 10:1,018.

La incertidumbre de esta comparación depende de los valores de FEMs termoeléctricas, impedancia de entrada del voltímetro, estabilidad de las lecturas, resolución de las lecturas, tensiones de offset y resistencia de los cables de conexión. Cada medida se determina a partir de 3 mediciones individuales realizadas en días diferentes. En ensayos realizados se estimó las incertidumbres tipo A en 1.8×10^{-8} . La combinación de los tipos A y B resulta en un total de 3×10^{-7} . Este valor es posible reducirlo con un diseño nuevo del divisor resistivo que permita comparar directamente el Josephson y la fuente patrón a calibrar, sin necesidad de usar el multímetro. Este proyecto está en desarrollo.

4. CONCLUSIONES

Se desarrolló un sistema Josephson no convencional de alta temperatura. Este proyecto, que aún no está finalizado, ha logrado obtener escalones cuánticos para los niveles de 60 mV; siendo la próxima meta alcanzar 100 mV, con lo cual las incertidumbres mejorarían considerablemente.

Se está implementando un sistema automático de medidas y análisis estadísticos de las mismas y un divisor de tensión de relación variable de 3 décadas, controlado por el mismo sistema, para lograr incertidumbres menores, acordes a los sistemas Josephson convencionales.

REFERENCIAS

- [1] A. M. Klushin, M. He, A. S. Katkov, "Constant-Voltage Steps at 0.1 Volt from a Series Array of High-Tc Josephson Junctions," CPEM 2008, Broomfield, June 2008.
- [2] H. de Souza, D. Slomovitz, "Comparación de patrones eléctricos en tensión continua mediante un divisor 10:1," IEEE Lat. Amer. Transactions, vol. 4, No. 3, pp. 12-15, May. 2006.

BIOGRAFÍAS



Heriguatí de Souza nació en Salto, Uruguay en 1955. Recibió el título de Ingeniero Tecnológico en la "Universidad del Trabajo del Uruguay" (UTU) en 2000. En 1978 ingresó en el Laboratorio de UTE como técnico en instrumentación. Al presente, trabaja como especialista en mediciones eléctricas de alta precisión en ese laboratorio. Su área de actuación es mediciones en baja frecuencia, donde ha investigado y desarrollado múltiples técnicas de medida.



Leonardo Trigo (M'98) nació en Montevideo, Uruguay, en 1969. Se graduó de Ingeniero Tecnológico en Electrónica, expedido por Instituto Tecnológico Superior en 1993. Desde 1994 se desempeña funciones en el Departamento de Electrotecnia, Subgerencia Laboratorio UTE.



Daniel Slomovitz (M'86-SM'89) nació en Montevideo, Uruguay, en 1952. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico en 1977 y Doctor en Ingeniería en 2000, en la Universidad de la República, Uruguay. Actúa como Profesor Catedrático en la misma universidad. En 1977, se incorporó al Laboratorio de UTE como Ayudante de Ing., ocupando actualmente el cargo de Jefe del Laboratorio. Ha llevado a cabo investigación en mediciones de baja frecuencia y alto voltaje, habiendo publicado más de 100 trabajos y el libro "Mediciones Eléctricas" del IEEE.



Alexander M. Klushin nació en Gorka, USSR, el 29 de enero de 1946. Recibió el título de Dial.-Radio-phys.y Cand. Sci. En física y matemática en Gorky State University en 1969 y 1985, respectivamente. Ingresó en el Institute of Electronic Measurement KVARZ, Nizhny Novgorod, Rusia, en 1969. Desde 1993, se desempeña en el Research Center, Jülich, Alemania. Su tema de investigación actual se relaciona con junturas Josephson de alta temperatura T_c para aplicaciones en metrología cuántica de voltaje. Es autor de 54 publicaciones y posee seis patentes.



A New Approach for Calibrating High-voltage Capacitance and Dissipation Factor Bridges

Gregory A. Kyriazis

Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial
Duque de Caxias - RJ - Brazil
Email: gakyriazis@inmetro.gov.br

Abstract: A new approach for calibrating automated high-voltage current-comparator-based capacitance and dissipation factor bridges is presented. The approach is slightly different from another published previously. It leads to larger uncertainties, but is slightly easier to implement, since the digitizers need not be synchronized to the signal generators. It is possible to simulate capacitance ratios from 1:1 to 100:1 with relative standard uncertainties of less than $2.5 \cdot 10^{-5}$ and dissipation factors from 0 to 0.1 with standard uncertainties of less than $1 \cdot 10^{-5}$.

Keywords: calibration, sampling methods, capacitance, dissipation factor, ac bridge.

1. INTRODUCTION

Commercial automated high-voltage current-comparator-based capacitance and dissipation factor bridges [1][2] have been used extensively for calibrating high-voltage standard capacitors, shunt reactors and power transformers and for assessing the dielectric properties of power apparatus insulation with respect to safety, quality and service life.

Such bridges have been calibrated with gas-dielectric standard capacitors and dissipation factor standards [3] (see section 3 for constructive details of dissipation factor standards). Some shortcomings of this method are: (a) a high-voltage apparatus is required, (b) the number of test points is restricted to the number and values of the standards available, and (c) the dissipation factor uncertainty increases with the actual dissipation factor being measured, thus limiting the accuracy of loss measurements reported by bridge manufacturers.

A more flexible and accurate calibration procedure has been proposed in [4]. Neither high-voltage capacitors and dissipation factor standards nor a high-voltage source are required. The calibration of the bridge is carried out at low voltage. These bridges measure the ratio of their input currents. For the calibration, two sinusoidal currents are synthesized with the aid of a digital, programmable two-channel ac voltage source and two resistors. The complex

ratio of these synthesized input currents is calculated from an ac voltage ratio determined by a sampling method, together with the impedance ratio of the resistors. The system uses a synchronous sampling technique, which requires the timing of the digital source to be obtained from the time base of the digitizer used to sample the voltage signals [5]. This allows the sampling interval to be selected according to the time base resolution of the digitizer so that each acquisition can cover one or more signal periods with high accuracy.

In [4], the voltage drops across the resistors are measured. It is not easy to measure such voltage drops with digital sampling voltmeters. A complex buffer arrangement is required to unload the digitizer inputs. Wagner balancing is also required to reduce the potential differences between the LOW terminals of the impedances and earth so that their influence on the impedance ratio can be negligible. In addition, the approach requires the digitizer to be synchronized to the signal generator.

A new approach for calibrating automated high-voltage current-comparator-based bridges is presented here. It leads to larger uncertainties, but is slightly easier to implement. For the calibration, two sinusoidal currents are synthesized with two synchronized signal generators and two resistors, and injected into the bridge inputs. Again, the capacitance ratio and dissipation factor simulated by these currents are calculated from an ac voltage ratio estimated from the digitized data, together with the impedance ratio of the resistors. In contrast with [4], synchronization circuits are not required between the digitizers and the generators as the algorithm in [6] is used to design the experiment and estimate accurately the signal parameters. In addition, buffer amplifiers to unload the digitizer inputs are not needed as the digitizers are used to sample directly the output voltages of the signal generators. However, techniques to offset the dependence of the injected currents on the impedance of the leads and the current-comparator ratio windings are required.

The paper is organized as follows. The calibration of high-voltage standard capacitors with capacitance and dissipation factor standards and bridges is briefly reviewed in section 2. The construction of dissipation factor standards

is discussed in section 3. The operating principle of the calibration system proposed here is presented in section 4. The measurement procedure is detailed in section 5. The characteristics and the construction of the error-current injection amplifiers are discussed in section 6. The measurement uncertainties are reported in section 7. Experimental results are discussed in section 8. The conclusions are drawn in section 9.

A two-page summary of this paper was published in [7]. An extended version of that paper was accepted for publication in [8]. The paper here addresses further developments performed after the submittal of the paper in [8].

2. THEORY

A high-voltage source, a standard capacitor with known capacitance C_S and dissipation factor $\tan \delta_S$, and a capacitance and dissipation factor bridge are required to measure the unknown capacitance C_X and dissipation factor $\tan \delta_X$ of a test capacitor at power frequencies ω (Fig. 1).

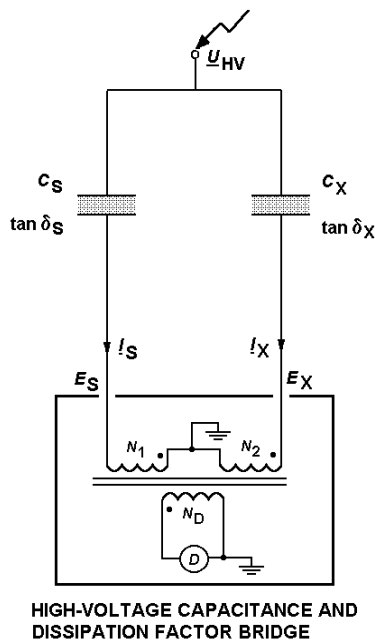


Fig. 1. Measurement system at high voltage.

On the high-voltage side, the standard capacitor and the test capacitor are connected to the high voltage U_{HV} (with amplitude $|U_{HV}|$ and phase δ_U) and the low-voltage terminals are connected to the inputs E_S and E_X of the bridge (which are nearly at ground potential). The bridge measures the complex ratio of the input currents I_S and I_X . Assuming that lossy capacitors are modeled as a series circuit of reactance $1/\omega C$ and loss resistance R , where the dissipation factor (loss tangent) $\tan \delta = D = \omega CR$, the amplitudes of the input currents are

$$\begin{aligned} |I_S| &= \frac{\omega C_S |U_{HV}|}{\sqrt{1 + \tan^2 \delta_S}} \\ |I_X| &= \frac{\omega C_X |U_{HV}|}{\sqrt{1 + \tan^2 \delta_X}} \end{aligned} \quad (1)$$

and the corresponding phases are

$$\begin{aligned} \arg I_S &= \delta_U + \pi/2 - \delta_S \\ \arg I_X &= \delta_U + \pi/2 - \delta_X \end{aligned} \quad (2)$$

From these currents, the bridge evaluates the amplitude ratio and the phase displacement

$$\begin{aligned} \frac{|I_X|}{|I_S|} &= \frac{C_X}{C_S} \cdot \sqrt{\frac{1 + \tan^2 \delta_S}{1 + \tan^2 \delta_X}} \\ \arg I_X - \arg I_S &= \delta_S - \delta_X \end{aligned} \quad (3)$$

Assuming a nondissipative standard capacitor ($\tan \delta_S = 0$), the dissipation factor $\tan \delta_X$ and the capacitance C_X of the test capacitor can be calculated directly from the ratio and the phase displacement of the input currents, that is

$$\begin{aligned} \tan \delta_X &= -\tan(\arg I_X - \arg I_S) \\ C_X &= \frac{|I_X|}{|I_S|} \cdot C_S \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \delta_X} \end{aligned} \quad (4)$$

3. DISSIPATION FACTOR STANDARDS

Dissipation factor standards can also be used to calibrate the dissipation factor function of high voltage capacitance bridges. One needs a known standard capacitor C_S with negligible dissipation factor ($\tan \delta_S = 0$) and a dissipation factor standard with known capacitance C_X and known dissipation factor $\tan \delta_X$.

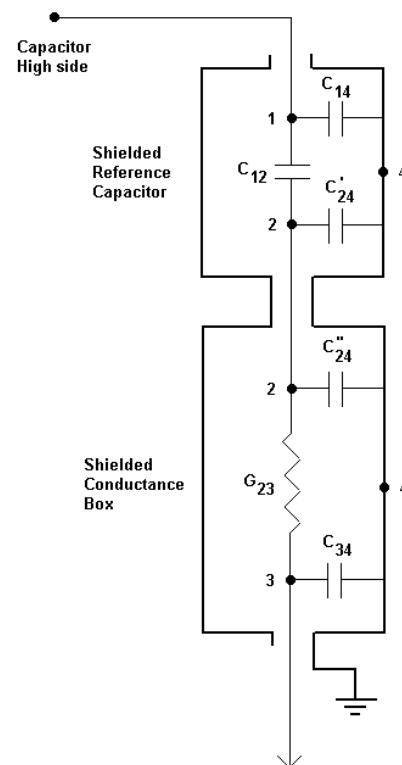


Fig. 2. Dissipation factor standard.

Such standards consist of a series-connected (parallel arrangements can also be used but are not studied here) three-terminal standard gas capacitor and a three-terminal conductance, shown schematically in Fig. 2, where C_{12} is the direct capacitance of the shielded reference capacitor, G_{23} is the conductance between the terminals of the shielded conductance box, and C_{14} , C_{34} and C_{24} are stray capacitances to ground. Note that C_{24} comprises the sum of two parallel ground capacitances, C_{24}' and C_{24}'' , of the component boxes and coupling connector. The design is similar to that described in [3].

It is straightforward to show that the dissipation factor of the network is [3]

$$\tan \delta_x = \omega(C_{12} + C_{24})/G_{23} \quad (5)$$

Also the effective parallel capacitance C_{13} and conductance G_{13} of the network is

$$\begin{aligned} C_{13} &= C_{12}/(1 + \tan^2 \delta_x) \\ G_{13} &= \omega C_{12} \tan \delta_x / (1 + \tan^2 \delta_x) \end{aligned} \quad (6)$$

The equivalent capacitance C_{13} is the original three-terminal capacitance C_{12} reduced by a factor of $(1 + \tan^2 \delta_x)^{-1}$. The dissipation factor $\tan \delta_x$, as seen from (5), is directly influenced by the presence of the combined stray junction capacitance to ground C_{24} and therefore a very stable and reproducible value for this capacitance is necessary after reassembling the standard or changing the series conductance box. It is desirable to keep the combined stray junction capacitance C_{24} as small as possible relative to C_{12} .

The dissipation factor standards should have stable values of dissipation factor $\tan \delta_x$ and capacitance C_{13} as defined by (5) and (6), respectively. A highly stable capacitance C_{12} should be used. A gas dielectric, hermetically sealed, three-terminal standard capacitor with nominal value of 1000 pF was chosen. This capacitor has GR874 connectors. The direct capacitance C_{12} of the standard capacitor was determined at 400 Hz, 800 Hz, 1 kHz and 1.6 kHz with an accurate coaxial capacitance bridge [9]. The value at 60 Hz was predicted to be (999.992 ± 0.002) pF using regression techniques [10].

The resistors should be stable with a temperature dependence of less than $10^{-5}/^\circ\text{C}$, and have negligible time constant at 50-60 Hz (time constant less than 10^{-7} s). The resistance values should be selected to match the measured capacitance values C_{12} and C_{24} , and produce the desired $\tan \delta_x$ from (5). Five conductance boxes were built. Four of them contain hermetically-sealed, H-type Vishay precision resistors with the nominal values: 100 Ω , 500 Ω , 5 k Ω and 50 k Ω . One box contains a 294 k Ω metal-film resistor. Each nickel-plated conductance box has dimensions: 35 x 35 x 75 mm. The box has an N-type input connector and a BNC-type output connector.

The standard capacitor and the conductance box were connected with N-type coaxial connector and adapters to ensure a very stable and reproducible value for the stray capacitance C_{24} . Two adapters were in fact needed: a GR874-N adapter and an N-N adapter. The combined stray

ground capacitance value C_{24} , which includes both the internal ground capacitance of the standard capacitor C_{24}' (= 66.4 pF) and that for the conductance box C_{24}'' (= 11.7 pF) was determined with a commercial low-frequency impedance analyzer to be (78 ± 4) pF.

Table I lists the standard uncertainties associated with the dissipation factor that can be obtained with this method. As stated in the introduction, this method has some shortcomings: a high-voltage apparatus is required, the number of test points is restricted to the number and values of the standards available, and the dissipation factor uncertainty increases with the actual dissipation factor being measured (this is due to the uncertainty contribution associated with the measurement of the combined stray junction capacitance to ground C_{24}).

TABLE I
DISSIPATION FACTOR¹

Nominal Dissip.Factor	$u(D_x)$ ($k = 1$)
$5 \cdot 10^{-5}$	0.000003
$2 \cdot 10^{-4}$	0.000003
$2 \cdot 10^{-3}$	0.000005
$2 \cdot 10^{-2}$	0.000043
$1 \cdot 10^{-1}$	0.00025

⁽¹⁾ $C_X/C_S = 1:1$.

The operating principle of a new approach designed to overcome those problems is detailed in the next section.

4. OPERATING PRINCIPLE

The new measurement system for the calibration of high-voltage capacitance and dissipation factor bridges is depicted in Fig. 3. The output voltages of two synchronized, programmable signal generators (GEN1 and GEN2) [11] are applied to the inputs E_S and E_X of the bridge under test via two calibrated resistors with impedances Z_1 and Z_2 (with ac resistances $|Z_1|$ and $|Z_2|$, and phase angles $\arg Z_1$ and $\arg Z_2$, respectively). Two high-resolution, integrating digital sampling voltmeters in a master-slave configuration [12] (DVM1 – master and DVM2 – slave) are used to measure the voltages V_1 and V_2 (with amplitudes $|V_1|$ and $|V_2|$, and phases $\arg V_1$ and $\arg V_2$, respectively) applied to both the resistors and the current-comparator ratio windings (N_1 and N_2). The errors caused by the impedances of N_1 and N_2 (and interconnecting leads) are automatically corrected with amplifier circuits (A_1 and A_2 , respectively) that provide the error currents (see section 6 for construction details).

The two DVMs, controlled by the algorithm in [6], can measure the amplitude ratio $|V_2|/|V_1|$ and the phase displacement $\arg V_2 - \arg V_1$ of the two output voltage signals with an uncertainty of a few parts in 10^6 and a few microradians, respectively.

The amplitude ratio and the phase displacement of the input currents are therefore

$$\begin{aligned} \frac{|I_X|}{|I_S|} &= \frac{|V_2|}{|V_1|} \cdot \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \\ \arg I_X - \arg I_S &= \arg V_2 - \arg V_1 + \arg Z_1 - \arg Z_2 \end{aligned} \quad (7)$$

Well-defined resistors with high stability and low residual reactances are available in metallic film units and resistors of this type are used. Their impedance ratio should preferably be evaluated. However, the resistance ratio at power frequencies can be estimated from the dc resistance ratio R_2/R_1 within a few parts in 10^6 . In addition, by symmetrical construction the phase angles of the resistors may be assumed equal within a few microradians. With these simplifying assumptions,

$$\frac{|I_X|}{|I_S|} = \frac{|V_2|}{|V_1|} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (8)$$

$$\arg I_X - \arg I_S = \arg V_2 - \arg V_1$$

Assuming a nondissipative standard capacitor, i.e., $\tan \delta_s = 0$, the reference values of dissipation factor and capacitance ratio for an unknown capacitor are, from (4) and (8),

$$\tan \delta_{X \text{ ref}} = -\tan(\arg V_2 - \arg V_1)$$

$$\left(\frac{C_X}{C_S}\right)_{\text{ref}} = \frac{|V_2|}{|V_1|} \cdot \frac{R_1}{R_2} \sqrt{1 + \tan^2 \delta_{X \text{ ref}}} \quad (9)$$

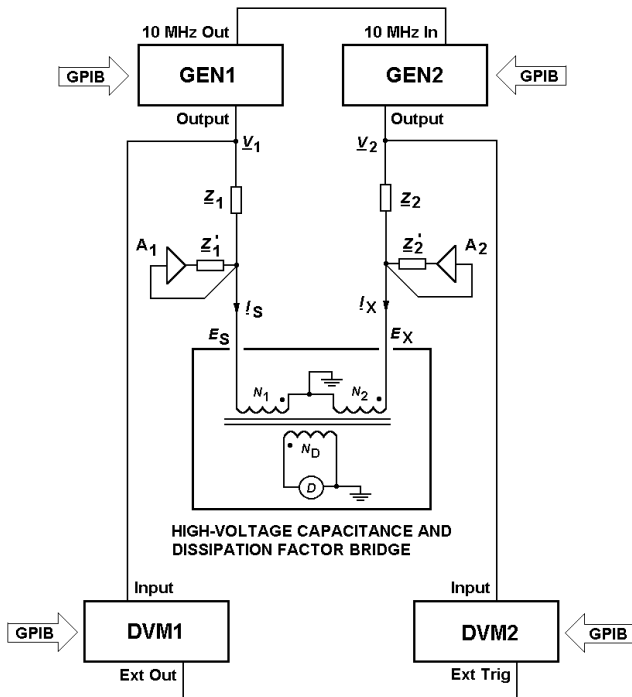


Fig. 3. Calibration system.

5. MEASUREMENT PROCEDURE

DVM1 (master) assumes the role of establishing the timing for the whole sampling process. DVM2 (slave) is configured for external triggering; it samples its input signal only when DVM1 sends (through an output connector of the instrument) a digital signal to the trigger input of DVM2 indicating when a reading is being carried out. Therefore, the digital circuits of the two converters are linked through a fixed delay.

The fundamental frequency f_0 can be known from the number of null-crossings of the signal applied to DVM1. The sampling parameters are evaluated as in [13] (see Table II). A total of n acquisitions of N samples at times $t_i = it_{\text{samp}}$, $i = 0, 1, \dots, N-1$, are taken. The internal level trigger of DVM1 is used to start each k -th acquisition ($k = 0, \dots, n-1$) delayed by kt_D from a signal null crossing, where t_D approaches $1/nf_0$. The corresponding acquisitions of DVM2 are delayed by $kt_D + d$ from those signal null-crossings, where d is the delay between the two time series due to the external trigger delay and the DVM phase responses. The A/D converter aperture times of both DVMs are selected to prevent trigger-too-fast errors ($t_{\text{aper}} = t_{\text{samp}} - 0.00003$ s) [13].

TABLE II
SAMPLING PARAMETERS

Parameter	50 Hz	60 Hz
n	12	12
N	1127	1144
t_{samp}	0.001118 s	0.001049 s
t_{aper}	0.001088 s	0.001019 s
f_0	49.998997 Hz	59.998814 Hz
$2\pi f_0 d$	155.10 μrad	186.13 μrad

It is assumed that each acquisition can be fitted with a truncated Fourier series with three harmonics (this is reasonable as low-distortion signal sources are being used to generate the sinusoidal signals). The model assumes that the data set has a zero mean value (any nonzero average value has been subtracted from the data). In matrix notation,

$$\mathbf{y}_{pk} = \mathbf{W}_{pk} \mathbf{x}_p, \quad (10)$$

where the subscript $p = 1$ for DVM1 and $p = 2$ for DVM2, \mathbf{y}_{pk} is the N -data vector at the k -th acquisition for each DVM, \mathbf{W}_{1k} is the known $N \times 6$ matrix with (i, j) -th element $\cos[2\pi j f_0(t_i + kt_D)]$ for $j = 1, 2, 3$ and $\sin[2\pi(j-3)f_0(t_i + kt_D)]$ for $j = 4, 5, 6$, \mathbf{W}_{2k} is the known $N \times 6$ matrix with (i, j) -th element $\cos[2\pi j f_0(t_i + kt_D + d)]$ for $j = 1, 2, 3$ and $\sin[2\pi(j-3)f_0(t_i + kt_D + d)]$ for $j = 4, 5, 6$, and \mathbf{x}_p is the 6-vector of fitting parameters for each DVM, uncorrected for the systematic effects.

The vector \mathbf{x}_p is estimated from the average of the discrete Fourier transforms over all acquisitions [14][15]

$$\mathbf{x}_p = \frac{2}{nN} \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{W}'_{pk} \mathbf{y}_{pk} \quad (11)$$

where the prime ($'$) means transpose.

Denoting by $\mathbf{x}_p(j)$ the j -th element of \mathbf{x}_p , the fundamental voltage amplitude ratio and phase displacement are

$$\frac{|V_2|}{|V_1|} = \frac{k_{\text{DC1}} \sqrt{\mathbf{x}_2^2(1) + \mathbf{x}_2^2(4)}}{k_{\text{DC2}} \sqrt{\mathbf{x}_1^2(1) + \mathbf{x}_1^2(4)}} \quad (12)$$

$$\arg V_2 - \arg V_1 = \tan^{-1} \left[-\frac{\mathbf{x}_2(4)}{\mathbf{x}_2(1)} \right] - \tan^{-1} \left[-\frac{\mathbf{x}_1(4)}{\mathbf{x}_1(1)} \right]$$

where k_{DC1}/k_{DC2} is the ratio of the corrections for the dc voltage mode error of each DVM.

The above equations require knowledge of the delay d and the ratio k_{DC1}/k_{DC2} . In order to evaluate them, an initial voltage measurement is done with GEN1 output signal applied to both DVMs (GEN2 output is now left disconnected). In this case, the reported voltage amplitude ratio and phase displacement should ideally be unity and null degree, respectively. The algorithm measures the uncorrected values (assuming $d = 0$ and $k_{DC1}/k_{DC2} = 1$) and evaluates the delay d and the ratio k_{DC1}/k_{DC2} so that the readings 1.000000 and 0.0000° are reported for the amplitude ratio and phase displacement, respectively. The corrections are very stable [6][12] and are used in the subsequent measurements.

The two DVMs are then connected as described in Fig. 3 to measure the amplitude ratio $|V_2|/|V_1|$ and the phase displacement $\arg V_2 - \arg V_1$ of the two output voltage signals. The measured values are then inserted in (9) to obtain the reference values of capacitance ratio and dissipation factor for an unknown capacitor.

The calibration system can simulate any capacitance ratio from 1:1 to 10:1 (other capacitance ratios can be simulated by using resistors of different values) and any dissipation factor from 0 to 1 (or more) at power frequencies. For standardization purposes, the control software allows the user to simulate (a) integer capacitance ratios from 1:1 to 10:1 at a dissipation factor of $1 \cdot 10^{-6}$ or (b) decadic dissipation factors from $1 \cdot 10^{-6}$ to 1 at 1:1 capacitance ratio. The corresponding amplitude ratio and phase displacement of the two voltage signals are then set and measured automatically. The fine adjustment of the signal generators however may require user intervention. The reference values of capacitance ratio and dissipation factor are then reported. Several repetitions are made to evaluate the experimental standard deviation of the reference values due to the stability of the generators. The average of the reference values over all those repetitions is finally reported. The whole measuring process takes about two minutes for each test point. The electronic bridge is set to the specific test point and its readings are compared with the simulated reference values reported by the calibration system.

6. CONSTRUCTION OF THE AMPLIFIERS

Battery-operated amplifier circuits are needed to offset the dependence of the injected currents on the impedance of the leads and the current-comparator ratio windings. They inject the error currents. Such amplifiers have been used extensively in current-comparator-based bridges [16][17].

The basic circuit of the amplifier A_1 is shown in Fig. 4 (the circuit of the amplifier A_2 is similar). Assuming a voltage drop ξ_1 across the current comparator ratio winding N_1 (and interconnecting leads), the voltage drop across the impedance Z_1 in Fig. 3 is $V_1 - \xi_1$ and the error current is then ξ_1/Z_1 . The amplifier outputs a voltage $2\xi_1$ so that the current ξ_1/Z_1' is injected. This current is nearly equivalent to the error current since Z_1' and Z_1 are equal in magnitude to R_1 .

For instance, assuming that $|V_1| = 1$ V, $R_1 = 5$ k Ω and that the current comparator ratio winding N_1 has a resistance

of about 1 Ω and negligible leakage inductance, the error current is 0.04 μ A or two parts in 10^4 of the test current (0.2 mA). Therefore, precision resistors with 0.1% tolerance are required in the amplifier to provide the error current within a few parts in 10^7 . The precision requirement is less stringent for $R_1 = 50$ k Ω , where the error current is 0.4 nA or two parts in 10^5 of the test current (0.02 mA). The lower the resistor values are the more precise they should be.

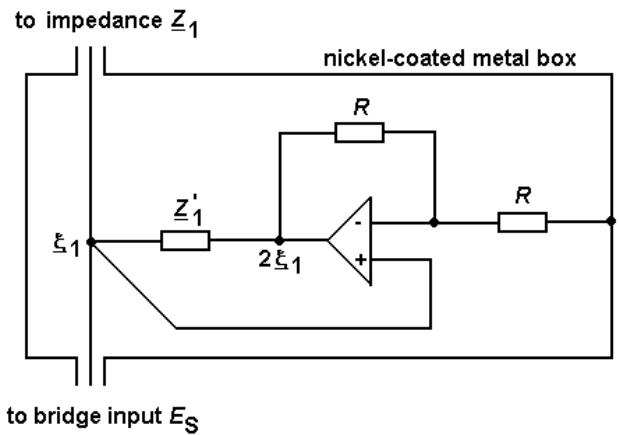


Fig. 4. Amplifier circuit A_1 .

The resistor and amplifier boxes have a coaxial design (Fig. 5). Both are nickel-coated to reduce the contact resistances. The output voltages of the signal generators are sampled by the digital voltmeters through the connectors on top of the resistor boxes. This is done to avoid the voltage drops in the output leads of the signal generators.

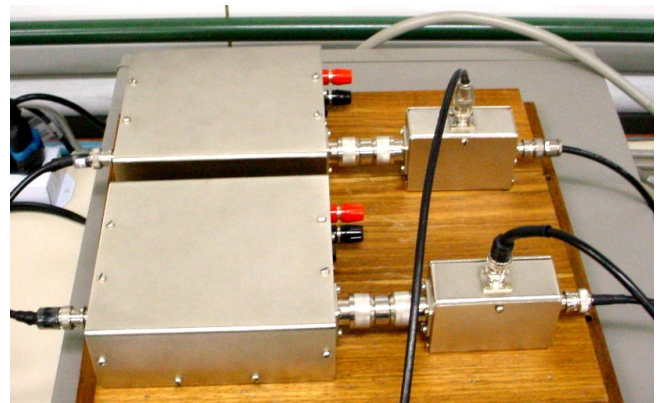


Fig. 5 Amplifier boxes (left) and resistor boxes (right).

We have recently verified that sometimes the bridge under calibration became damaged immediately after conducting the test. An investigation has been made to solve the problem. It was found that the cause was an unbalance in the outputs of the $+V_{CC}$ and the $-V_{CC}$ voltage regulators that feed the operational amplifier. The solution was to insert a parallel RC circuit between those outputs as illustrated in Fig. 6. The scheme also shows the means used to switch off the circuit and to allow the batteries to be loaded. We chose the operational amplifier OP07 for its accuracy and stability combined with its freedom from external offset nulling. The stability of offsets and gain with time and variations in temperature of such amplifier is excellent.

7. MEASUREMENT UNCERTAINTY

Commercial electronic bridges based on [1][2] have been calibrated at $I_{S1} = 0.2$ mA (and $I_{S2} = 0.02$ mA) with the system described above using $R_1 = R_2 = 5$ k Ω (and $R_1 = R_2 = 50$ k Ω). More recently, such bridges have also been calibrated with $R_1 = 50$ k Ω and $R_2 = 5$ k Ω for capacitance ratios from 10:1 to 100:1.

The standard uncertainties associated with the simulated reference values of capacitance ratio and dissipation factor at $I_{S1} = 0.2$ mA are listed in Table III and Table IV, respectively. In addition, the standard uncertainties at $I_{S1} = 0.02$ mA are listed in Table V and Table VI. The standard uncertainties for capacitance ratios from 10:1 to 100:1 are listed in Table VII. They were evaluated from (9) by applying the GUM rules [18]. The figures include the contribution associated with the stability of the generators.

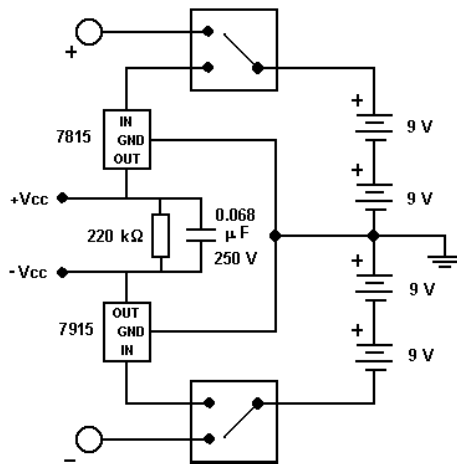


Fig. 6. Amplifier circuit A_1 .

TABLE III
CAPACITANCE RATIO¹

Nominal Cap. Ratio	$u((C_X/C_S)_{ref})$ ($k = 1$)
1:1	0,000009
2:1	0,000014
3:1	0,000036
4:1	0,000033
5:1	0,000050
6:1	0,00011
7:1	0,00012
8:1	0,00012
9:1	0,00020
10:1	0,00021

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $I_{S1} = 0.2$ mA.

TABLE IV
DISSIPATION FACTOR¹

Nominal Dissip.Factor	$u(D_{Xref})$ ($k = 1$)
$1 \cdot 10^{-6}$	0,000006
$1 \cdot 10^{-5}$	0,000006
$1 \cdot 10^{-4}$	0,000006
$1 \cdot 10^{-3}$	0,000008
$1 \cdot 10^{-2}$	0,000006
$1 \cdot 10^{-1}$	0,000012

⁽¹⁾ $C_X/C_S = 1:1$ and $I_{S1} = 0.2$ mA.

TABLE V
CAPACITANCE RATIO¹

Nominal Cap. Ratio	$u((C_X/C_S)_{ref})$ ($k = 1$)
1:1	0,000017
2:1	0,000029
3:1	0,000058
4:1	0,000055
5:1	0,00012
6:1	0,00014
7:1	0,00015
8:1	0,00011
9:1	0,00012
10:1	0,00023

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $I_{S1} = 0.02$ mA.

TABLE VI
DISSIPATION FACTOR¹

Nominal Dissip.Factor	$u(D_{Xref})$ ($k = 1$)
$1 \cdot 10^{-6}$	0,000005
$1 \cdot 10^{-5}$	0,000005
$1 \cdot 10^{-4}$	0,000005
$1 \cdot 10^{-3}$	0,000005
$1 \cdot 10^{-2}$	0,000004
$1 \cdot 10^{-1}$	0,000006

⁽¹⁾ $C_X/C_S = 1:1$ and $I_{S1} = 0.02$ mA.

TABLE VII
CAPACITANCE RATIO¹

Nominal Cap. Ratio	$u((C_X/C_S)_{ref})$ ($k = 1$)
10:1	0,000084
20:1	0,00015
30:1	0,00026
40:1	0,00054
50:1	0,00045
60:1	0,00085
70:1	0,00054
80:1	0,00097
90:1	0,0015
100:1	0,0021

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $I_{S1} = 0.02$ mA.

8. EXPERIMENTAL RESULTS

Examples of simulated reference values of capacitance ratio and dissipation factor at $I_{S1} = 0.2$ mA and the corresponding average readings of the bridge based on [1] are listed in Table VIII and Table IX, respectively. Tables X and XI list the figures obtained for the bridge based on [2] which has a resolution of $1 \cdot 10^{-6}$ for both capacitance ratio and dissipation factor measurements. Table XII shows the results obtained for capacitance ratios from 10:1 to 100:1 for the bridge based on [2]. The tables also list the expanded uncertainties ($k = 2$) associated with the reference values.

The differences between the reference values and the average readings are in general well within those expanded uncertainties. The differences for high values of dissipation factor actually exceed the expanded uncertainties, but the manufacturers do recognize this by suitably decreasing the accuracy claims for such values in their product specifications.

TABLE VIII
CAPACITANCE RATIO¹

$(C_X/C_S)_{\text{ref}}$	$U((C_X/C_S)_{\text{ref}})$ ($k = 2$)	Reading of bridge [1]
1.000257	0.000084	1.0003
1.999725	0.000086	1.9997
3.00145	0.00016	3.0014
4.00039	0.00013	4.0004
5.00078	0.00019	5.0008
6.00040	0.00017	6.0003
6.99893	0.00019	6.9989
8.00187	0.00030	8.0019
9.00287	0.00041	9.0029
9.99803	0.00031	9.9980

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $|I_S| = 0.2$ mA.

TABLE IX
DISSIPATION FACTOR¹

$D_{X\text{ref}}$	$U((D_{X\text{ref}})$ ($k = 2$)	Reading of bridge [1]
0.000004	0.000014	0.00001
0.000022	0.000014	0.00004
0.000105	0.000016	0.00012
0.000998	0.000016	0.00100
0.010002	0.000021	0.00995
0.099992	0.000029	0.09943
1.00008	0.00085	0.99779

⁽¹⁾ $C_X/C_S = 1:1$ and $|I_S| = 0.2$ mA.

TABLE X
CAPACITANCE RATIO¹

$(C_X/C_S)_{\text{ref}}$	$U((C_X/C_S)_{\text{ref}})$ ($k = 2$)	Reading of bridge [2]
1.000277	0.000025	1.000274
1.999839	0.000032	1.999854
2.99979	0.00010	2.999801
4.000175	0.000070	4.000179
5.00033	0.00013	5.000291
6.00002	0.00029	5.999980
6.99892	0.00026	6.998971
7.99731	0.00038	7.997351
8.99325	0.00041	8.993379
9.99735	0.00048	9.997315

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $|I_S| = 0.2$ mA.

TABLE XI
DISSIPATION FACTOR¹

$D_{X\text{ref}}$	$U((D_{X\text{ref}})$ ($k = 2$)	Reading of bridge [2]
-0.000009	0.000012	-0.000009
0.000010	0.000012	0.000012
0.000098	0.000012	0.000096
0.000987	0.000016	0.000984
0.009994	0.000012	0.009958
0.100020	0.000024	0.099679

⁽¹⁾ $C_X/C_S = 1:1$ and $|I_S| = 0.2$ mA.

TABLE XII
CAPACITANCE RATIO¹

$(C_X/C_S)_{\text{ref}}$	$U((C_X/C_S)_{\text{ref}})$ ($k = 2$)	Reading of bridge [2]
10,00130	0,00021	10,00135
20,00303	0,00032	20,00314
29,99826	0,00055	29,99858
40,0026	0,0015	40,00319
49,99751	0,00090	49,99814
60,0201	0,0026	60,02179
69,9993	0,0013	70,00066
79,9896	0,0027	79,99240
89,9988	0,0054	90,00114
100,0554	0,0042	100,0581

⁽¹⁾ $D_X = 1 \cdot 10^{-6}$ and $|I_S| = 0.2$ mA.

9. CONCLUSION

A new approach for calibrating automated high-voltage current-comparator-based capacitance and dissipation factor bridges has been presented. Input currents from tens of μA to a few mA at power frequencies are synthesized as required for the calibration of such bridges. The ratio and phase displacement of the input currents are estimated from the digitized data using an optimized algorithm for nonsynchronous sampling. The estimates are used to calculate the reference values of capacitance ratio and dissipation factor. The calibration system uses commercially available equipment. It is possible to simulate capacitance ratios from 1:1 to 100:1 with relative standard uncertainties of less than $2.5 \cdot 10^{-5}$ and dissipation factors from 0 to 0.1 with standard uncertainties of less than $1 \cdot 10^{-5}$. The method has been applied to the calibration of commercial electronic bridges. It is a refinement of an approach described earlier. It leads to larger uncertainties, but is slightly easier to implement, since the digitizers need not be synchronized to the signal generators.

ACKNOWLEDGMENTS

Prof. Endre Tóth (in memoriam) constructed at Inmetro the dissipation factor standards discussed in section 3 that had been used in an old calibration system. Renata Teixeira de Barros Vasconcellos helped me with the operation of the old system after he passed away.

Renata also participated in an early stage of this new development and helped me with the initial tests. I thank her for that. I thank also Flavio Senna Acon and Dimas Barbosa Teixeira for building the amplifiers. They did a great job. I am also very grateful to Alexandre Etchebehere for suggesting and implementing the solution (illustrated in Fig. 6) to the amplifier problem reported. Ronaldo Miloski Pessurno was also very instrumental in providing resources for this work. I thank also Flavia Noêmia Cerqueira Leite Geraldo for helping me with recent calibration tests for customers. Finally, I wish to thank Luiz Macoto Ogino for providing the resources for this work.

REFERENCES

- [1] P. Osvath and S. Widmer, "High-voltage high-precision self-balancing capacitance and dissipation factor bridge for industrial measurements", *4th Int. Symp. High Voltage Engineering Conf. Dig.*, Athens, Greece, Sep. 5-9, 1983, pp. 64.01-03.
- [2] E. So, "A microprocessor-controlled high-voltage current-comparator-based capacitance bridge", *IEEE Trans. Pow. Deliv.*, 5, no. 2, pp. 533-537, Apr. 1990.
- [3] R. D. Simmon, G. J. FitzPatrick and O. Petersons, "Calibration of dissipation factor standards", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 48, no. 2, pp. 450-452, Apr. 1999.
- [4] G. Ramm and H. Moser, "Calibration of electronic capacitance and dissipation factor bridges", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 52, n. 2, pp. 396-399, Apr. 2003.
- [5] G. Ramm, H. Moser and A. Braun, "A new scheme for generating and measuring active, reactive, and apparent power at power frequencies with uncertainties of 2.5×10^{-6} ", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 48, no. 2, pp. 422-426, Apr. 1999.
- [6] G. A. Kyriazis and M. L. R. Campos, "An algorithm for accurately estimating the harmonic magnitudes and phase shifts of periodic signals with asynchronous sampling", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 54, no. 2, pp. 496-499, Apr. 2005.
- [7] G. A. Kyriazis, "Calibration of high-voltage current-comparator-based bridges using nonsynchronous digital sampling", *CPEM Digest*, Broomfield, USA, Jun. 2008, pp. 198-199.
- [8] G. A. Kyriazis, "Calibration of high-voltage current-comparator-based bridges using nonsynchronous digital sampling", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 58, no. 2, Apr. 2009, in publication.
- [9] G. A. Kyriazis, R. T. B. Vasconcellos, L. M. Ogino *et al.*, "Design and construction of a two terminal-pair coaxial capacitance bridge", in *Proc. of the VI SEMETRO*, pp. 57-62, Rio de Janeiro, Sep. 21-23, 2005.
- [10] G. M. Rocha and G. A. Kyriazis, "A software for the evaluation of the stability of measuring standards using Bayesian statistics", in *Proc. 13th IMEKO International Symposium on Measurements for Research and Industry Applications*, v. 1, pp. 386-391, Athens, Sep.29-Oct.1, 2004.
- [11] Agilent 33250A, *80 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator – User's Guide*, Ed. 2, Aug. 2002.
- [12] U. Pogliano, "Use of integrative analog-to-digital converters for high-precision measurement of electrical power", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 50, no. 5, pp. 1315-1318, Oct. 2001.
- [13] R. L. Swerlein, "A 10 ppm accurate digital ac measurement algorithm", *Proc. NCSL Workshop and Symposium*, Albuquerque, Aug. 1991, pp. 17-36. Available: <http://www.agilent.com>.
- [14] G. A. Kyriazis and M. L. R. Campos, "Bayesian inference of linear sine-fitting parameters from integrating digital voltmeter data", *Meas. Sci. Tech.*, 15, pp. 337-346, Feb. 2004. Erratum: pp. 1047.
- [15] G. A. Kyriazis, "An orthogonal design of experiments for accurately estimating harmonics of low frequency periodic signals", *IEEE Latin America Transactions*, 6, no. 1, pp. 1-8, Jan. 2008. In Portuguese.
- [16] W. J. M. Moore and K. Ayukawa, "A current comparator bridge for power measurement", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 25, pp. 550-553, Dec. 1976.
- [17] G. A. Kyriazis, N. M. Oldham and M. Werneck, "A current-comparator-based bridge for calibrating power and energy standards at 50/60 Hz", *CPEM Digest*, Ottawa, Canada, Jun. 2002, pp. 256-257.
- [18] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP and OIML 1995 *Guide to the expression of uncertainty in measurement* (Geneva, Switzerland: International Organization for Standardization).



CONTROL DE LA DERIVA EN OSCILADORES DE RUBIDIO

Leonardo Trigo, Daniel Slomovitz

LABORATORIO de UTE, Montevideo, Uruguay, ltrigo@ieee.org

Resumen: Los osciladores atómicos de rubidio se caracterizan por tener bajo ruido en medidas de corto plazo, mientras los sistemas GPSDO (GPS con oscilador disciplinado, generalmente dicho oscilador es de rubidio) además de brindar el servicio de posicionamiento global pueden tener salidas de frecuencia estándar. Dichos equipos poseen alto ruido en medidas de corto plazo, pero a largo plazo no tienen deriva pues el sistema GPS es supervisado desde estaciones terrestres desde las cuales se realizan correcciones a los satélites que componen el sistema.

Este trabajo propone implementar un sistema automático con el cual compensar la deriva características de osciladores de rubidio comparando dicha salida con la salida del GPSDO, con lo cual se obtendría la estabilidad a largo plazo del GPSDO y el bajo ruido a corto plazo típico del rubidio.

Palabras clave: Reloj atómico, Rubidio, GPS, Cesio.

1. INTRODUCCIÓN

Los osciladores atómicos de rubidio no se consideran patrones primarios pues su frecuencia varía con el tiempo debido a características propias de su funcionamiento y además existen influencias externas que cambian el valor de la frecuencia.

La mayor causa del cambio del valor de la frecuencia con el tiempo es el cambio de la relación entre el gas de rubidio y un gas buffer necesario para su funcionamiento. Dicho gas tiene el cometido de bajar el movimiento de los átomos de los gases dentro de la ampolla de vidrio y es una de las causas del bajo ruido en medidas de corto plazo. Pero tiene el inconveniente que los gases son muy lentamente liberados a través de las paredes del recipiente que los contiene, cambiando la relación entre el gas de rubidio y el gas buffer y en consecuencia varía la frecuencia del oscilador.

Los mayores factores externos que influyen son las perturbaciones electromagnéticas. Aunque estos dispositivos están protegidos con blindajes, existen

campos propios que también varían y no son totalmente inmunes a influencias externas [1].

Por otro lado, un punto a favor de estos relojes es que en medidas de corto tiempo tienen muy bajo ruido, del orden de 3×10^{-12} en tiempos de 100 s (ver Fig. 1).

Existe otro tipo de reloj llamado GPSDO (GPS con oscilador disciplinado), en el cual una conexión GPS controla la frecuencia del oscilador, generalmente de rubidio [2]. El sistema GPS, además de brindar el servicio de posicionamiento global, puede tener salidas de frecuencia estándar de 1 Hz, 5 MHz y 10 MHz. Algunos modelos pueden tener otras salidas, usadas en telecomunicaciones, de 1.544 MHz o 2.048 MHz.

Estos equipos a largo plazo no tienen deriva pues el sistema GPS es supervisado desde estaciones terrestres por relojes atómicos primarios (cesio), pudiendo realizarse correcciones a los satélites que componen el sistema. Sin embargo, los sistemas GPSDO poseen alto ruido en medidas de corto plazo (ver Fig. 2).

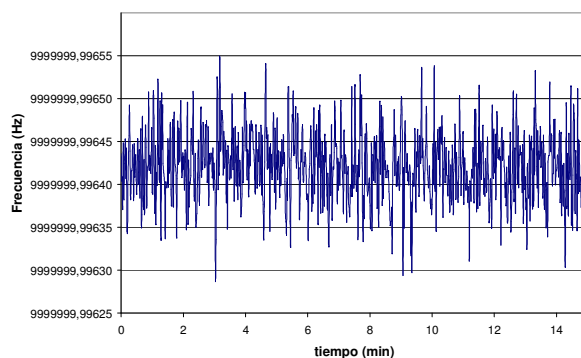


Fig 1. Gráfico de la señal del rubidio.

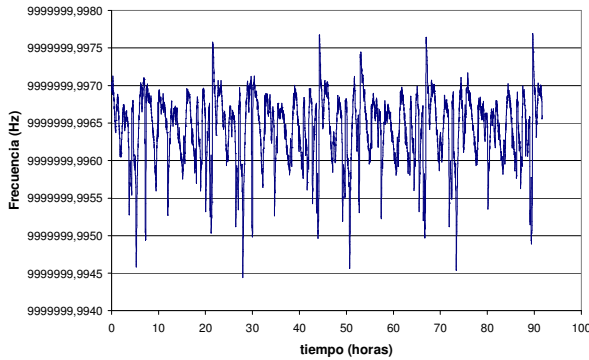


Fig 2. Gráfico de la señal de salida del GPSDO.

Los patrones primarios están constituidos por osciladores atómicos de Cesio, su frecuencia no se altera con el tiempo. Mediante el seguimiento de algunos parámetros se conoce cuándo están llegando al límite de su vida útil. Ésta puede ser de alrededor de diez años en los equipos comunes y de cinco años en los de alta performance. Al llegar al fin de su vida útil es necesario reemplazar la ampolla donde reside el cesio y parte del sistema de funcionamiento. Su alto costo, tanto en el momento de la compra como en el momento de cambiar dicha ampolla, ha motivado este estudio, de mejoramiento de los relojes basados en rubidio.

La idea clave es implementar un sistema automático el cual compense la deriva característica de estos osciladores, comparando dicha salida con la frecuencia promedio de un reloj GPSDO. Si el promedio se computa a lo largo de varias horas, se minimizan los efectos del ruido característicos del GPSDO. De esta forma, se obtiene el bajo ruido característico de relojes atómicos de primarios sin las altas derivas que caracterizan a los relojes de rubidio.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema está compuesto por un GPSDO, un reloj atómico de rubidio, un circuito electrónico de control, un contador universal y un computador. En la Fig. 3 se observa un diagrama de dicha configuración y en la Fig. 4 una foto de los instrumentos.

El reloj de rubidio [3] permite la variación de su frecuencia de salida (10 MHz) en función de una tensión de control. Dicha tensión puede variar de 0 a 5 V, siendo el cambio de frecuencia aproximadamente 5×10^{-10} Hz/V. El objetivo es controlar la frecuencia en pasos de 1×10^{-13} Hz/Hz o menores.

El circuito de control está formado por un zener de referencia de 10 V asociado a un divisor resistivo de alta estabilidad, compuesto por resistores Vishay, de relación 4:1 que entrega un voltaje de 2.5 V. Dicha tensión es aplicada a un convertor digital analógico de 16 bits que permite obtener pasos de

aproximadamente $38 \mu\text{V}$ al cambiar el bit menos significativo.

Debido a que la idea es lograr un sistema automático, se usa un microcontrolador encargado de variar las señales digitales que se aplican al convertor según información enviada vía comunicación RS232.

En el diagrama de la Fig. 3, se observa que el reloj de rubidio, el circuito de control y el microcontrolador forman un único equipo llamado Frequency Standard Rubidium. Además dicho equipo posee divisores de frecuencia que permiten tener salidas de 10 MHz, 5 MHz, 1PPS y una salida de frecuencia variable en décadas de 1 Hz a 10 MHz seleccionable por medio de una llave.

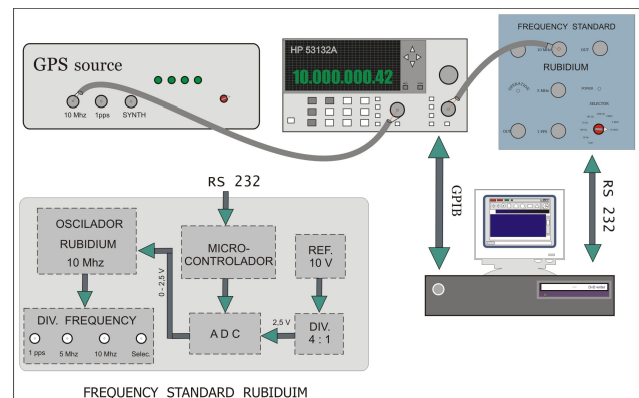


Fig 3. Diagrama en bloques del sistema.



Fig 4. Foto del equipamiento que compone el sistema.

El GPSDO entrega una frecuencia estándar de 10 MHz, la cual se compara con la señal del rubidio durante varias horas, tiempo necesario para obtener una proyección de la deriva y en función de ésta modificar la tensión de control aplicada al rubidio para lograr el valor de corrección de su frecuencia. Un contador universal se encarga de medir la diferencia de frecuencia entre el GPSDO y reloj de rubidio.

Por último, el computador ejecuta un software desarrollado para este propósito el cual se encarga de procesar los valores de diferencia de frecuencia medidos por el contador, calcula la deriva del rubidio utilizando los valores registrados durante varias horas y estima la corrección necesaria para mantener dicha variación de frecuencia en el entorno de 1×10^{-13} Hz/Hz. Una vez obtenido el valor de tensión para corregir la frecuencia, se envía la información al microcontrolador para modificar la tensión de control que ajusta la salida del rubidio.

La validación de este sistema se realizará mediante un sistema de seguimiento de frecuencia llamado SIM System. Dicho equipo es parte de un sistema que el SIM (Sistema Interamericano de Metrología) está implantando con los Laboratorios Nacionales de las Américas y que permite el seguimiento on-line de los patrones en dicha magnitud. No es necesario sacarlos del país para calibraciones, tal como ocurre con patrones secundarios en otras magnitudes. Este equipo ya fue enviado a nuestro Laboratorio y se están realizando las primeras evaluaciones del comportamiento del sistema en tiempo real.

Los primeros resultados son alentadores aunque no colman totalmente nuestras expectativas. Con el correr de los días tendremos información suficiente como para evaluar y posiblemente realizar ajustes en el algoritmo de evaluación y corrección de la deriva.

3. CONCLUSIONES

Este trabajo muestra un método por el cual es posible realizar correcciones en la frecuencia de salida de un reloj atómico de rubidio para mantenerla dentro de un entorno del orden de 1×10^{-13} Hz/Hz. De esta forma se obtiene una salida con un comportamiento de bajo ruido característico de relojes atómicos primarios sin las altas derivas que caracterizan a los relojes de rubidio. El costo del sistema así formado es unas diez veces menor que el costo de relojes primarios de cesio.

4. REFERENCIAS

- [1] Principio de funcionamiento relojes atómicos de rubidio, SIM, Seminario Metrología, Buenos Aires, febrero 2008.
- [2] Manual equipo, Spectratime, modelo GPSource.
- [3] Manual equipo, Spectratime, modelo RMO.

BIOGRAFÍAS



Leonardo Trigo (M'98) nació en Montevideo, Uruguay, en 1969. Se graduó en Ingeniero Tecnológico en Electrónica, expedido por Instituto Tecnológico Superior en 1993. Desde 1994 se desempeña funciones en el Departamento de Electrotecnia, Subgerencia Laboratorio UTE.



Daniel Slomovitz (M'86–SM'89) nació en Montevideo, Uruguay, en 1952. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico en 1977 y Doctor en Ingeniería en 2000, en la Universidad de la República, Uruguay. Actúa como Profesor Catedrático en la misma universidad. En 1977, se incorporó al Laboratorio de UTE como Ayudante de Ing., ocupando actualmente el cargo de Jefe del Laboratorio. Ha llevado a cabo investigación en mediciones de baja frecuencia y alto voltaje, habiendo publicado más de 100 trabajos y el libro "Mediciones Eléctricas" del IEEE.

Sampling wattmeter at INTI

Lucas Di Lillo¹, Héctor Laiz¹, Eliana Yasuda¹, Ricardo García²

¹Instituto Nacional de Tecnología Industrial, INTI, Argentina, ldili@inti.gov.ar

²Retired, Instituto Nacional de Tecnología Industrial, INTI, Argentina, garcia-levi@arnet.com.ar

Abstract: We developed an automated sampling reference system to measure electrical power. The system allows calibration of instruments within an uncertainty of 20 $\mu\text{W}/\text{VA}$ at power frequencies. It can also measure harmonic power.

Calibration is fully traceable to national standards. All the components of the system can be separately evaluated and by this means its total uncertainty estimated.

Keywords: Dual-channel sampling, phase measurements, power standards.

1. INTRODUCTION

Electrical Power Laboratory at INTI developed in 1996 a thermal power comparator. Since that time, the primary power standard of Argentina has been based on thermal converters working with the well known sum and difference method [1]. It provides high accuracy, typically $20 \mu\text{W}\cdot\text{W}^{-1}$ at power factor one [2]. With this system, good results were obtained in the corresponding CIPM key comparison [3]. The main disadvantage of the thermal power comparator is the time needed for one measurement, typically 180 s to allow the thermal converter to thermally stabilize in each of the three measurements [2]. Another disadvantage is that the thermal wattmeter cannot measure power of individual harmonics, because the thermal converter measures the heat dissipated by the sum of all the frequencies. To face these problems we developed a sampling wattmeter. It uses two digital multimeters (DMM) sampling in DC asynchronously with the signal [4,5].

2. DESCRIPTION OF THE INSTRUMENT

Fig. 1 depicts a diagram of the system use at INTI as a sampling wattmeter. As power supply we use a two channel source like Fluke 6100A or Zera VCS320. These sources can drive voltage and current in each channel at different power factors. Current and voltage are applied directly to the Unit Under Test (UUT). At the current input of the sampling wattmeter there is a multirange current transformer (CT) (10..0.1 A/0.1 A). A resistor of 10 Ω is connected to the secondary of the CT. Thus, we get a voltage of 1 V under nominal conditions. In the voltage channel a multirange (240,120,60/6 V) voltage transformer (VT) is used. For sampling the signals, two digital multimeters (DMM) Agilent 3458A in the master-slave configuration in the 1 V and 10 V range are used.

A computer controls the multimeters and the CT and VT ranges.

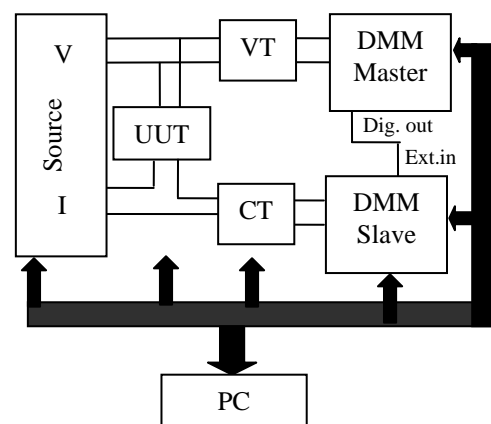


Fig. 1. Scheme of the sampling wattmeter.

Both signals are sampled by the DMM using Swerlein's algorithm [6] and the samples are stored in a PC. To calculate harmonic power, we used an algorithm developed by Pogliano [7].

2.1 SAMPLING SYSTEM

The core of the wattmeter is the sampling system. We use asynchronous sampling because the sampling frequency is not locked to the source frequency by hardware. We use two digital multimeter (DMM) Agilent 3458A in a master-slave configuration. Therefore, each time one DMM (Master) takes a measurement, it send a pulse to the second one (Slave) to keep phase timing. This can be done using a cable connection between the "trig out" terminal of the Master DMM and the "trig in" terminal in the slave DMM.

For the measurement and processing the signal we combined two methods. To obtain the samples parameters for the current and voltage signals we use the well-know Swerlein's algorithm [6]. The advantage of use Swelein's algorithm is that it reduces the error in the root mean square (RMS) value by choosing the adequate sampling parameters. In our case, we are sampling two signals; voltage signal has an rms value of 6 V (corresponding to the voltage output of the VT) and the other one has an rms value

of 1 V (corresponding to the voltage drop in the resistor of 10 Ω). In order to avoid phase errors, the delay between the two DMM must be measure and then corrected. In our case the time delay is aprox. 500 ns and it depends on the cable length used to synchronize the two DMMs.

Once the samples are stored, Swerlein's algorithm calculates the RMS value of each signal. Another approach to calculate RMS values of each harmonic is the extension of Swerlein's algorithm developed by Kyriazis [8]. In this work, the algorithm adjusts the parameters of the samples in a Fourier series in the frequency domain using least square adjustment. The samples are fitted to the following equation

$$u_{ik} = A_0 + \sum_{j=1}^{N_{harm}} (A'_{jk} \cdot \sin(2\pi jft_i)) + (B'_{jk} \cdot \cos(2\pi jft_i)) \quad (1)$$

where i denotes the sample taken at time t_i and k denotes de burst.

All the sampling data for each burst are store in the memory of a PC. Once the samples are store in the PC, we process them with an algorithm developed by Pogliano in [7]. In this algorithm, the signals are assumed to be described as Fourier functions of time as,

$$u(t) = U_0 + \sum_{h=1}^M U_{ch} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2h\pi ft) + U_{sh} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2h\pi ft) \quad (2)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^M I_{ch} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2h\pi ft) + I_{sh} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2h\pi ft) \quad (3)$$

where $U_0, U_{ch}, U_{sh}, I_0, I_{ch}$ and I_{sh} are, respectively, the dc component and the rms value of the cosine and sine h_{th} harmonic components of both voltage and current, and f is the frequency of the fundamental.

The first step in Pogliano's approach is determine the parameters U_0, U_{ch}, U_{sh} by least square adjustment, by minimizing the sum of the squares of the residuals

$$R_v = \sum_{n=1}^N (u(t_n) - Su_n)^2 \quad (4)$$

where Su_n is the N voltage samples taken at times t_n while the values $u(t_n)$ are the estimated coefficients. This is the first estimation for the parameters. Then, expression (2) is expanded in series as a function of the frequency and truncated to the linear terms,

$$u(n, f) \approx U_0 + \sum_{h=1}^M [U_{ch} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2h\pi ft) + U_{sh} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2h\pi ft)] + \quad (5)$$

$$+ \left[\sum_{h=1}^M 2h\pi t [-U_{ch} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2h\pi ft) + U_{sh} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2h\pi ft)] \right] df$$

this new expression is used to evaluated, by means of least square adjustment, a new set of parameters U_0, U_{ch} and U_{sh} , in addition to the frequency correction df . In this case, the algorithm minimizes the sum of squares residuals

$$R_v = \sum_{n=1}^N (u(t_n, df) - Su_n)^2 \quad (6)$$

The whole process is done again until df is equal to zero. The same process is done for the current samples, estimating the parameters I_0, I_{ch} and I_{sh}

To calculate power, each parameter is corrected by the correction factor due to the finite time integration of the sampling DAC [6]

$$c = \frac{\pi h f T_i}{\sin(\pi h f T_i)} \quad (7)$$

which depends on the frequency and the harmonic component. After that, the power is computed in three steps

- Using the parameters calculated by least squares, the value of power is calculated per burst and per harmonic
- Then, an average per burst is done. As result we obtained the value of power per harmonic
- The sum over all the harmonics is done

2.2 SOFTWARE VALIDATION

The software validation is an important task because it links the sampling system to national standards.

In the case of Swerlein's algorithm, we use thermal converters (TC) to validate the rms value calculated by the algorithm. Fig.2 shows a scheme of the system used, where HP3245 is a two channel source, RM.1 is a computer controlled switch, HP3458 is the DMM taking the samples, K182 is a nanovoltmeter and Tcn is a thermalconverter.

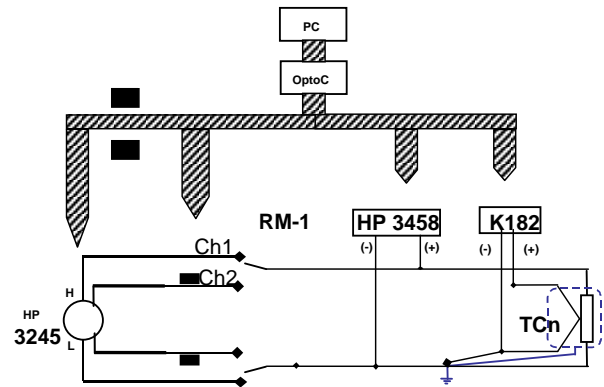


Fig. 2. Connection diagram to validate Swerlein's algorithm

Using this procedure, the same voltage is applied to the TC and the DMM. Knowing the ac-dc difference of the TC it is possible to calculate the error in the RMS value given by Swerlein's algorithm.

Table 1. AC-DC differences (in μV/V) measures by Swerlein's algorithm and thermal converters at different frequencies

	11 Hz	21 Hz	33 Hz	40.4 Hz
Swerlein	-3.82	-2.33	-1.67	-1.47
Thermal converters	-5.03	-2.03	-1.53	-1.67

The validation of the measurement of phase was done using the procedure described in [9] by Stenbakken.

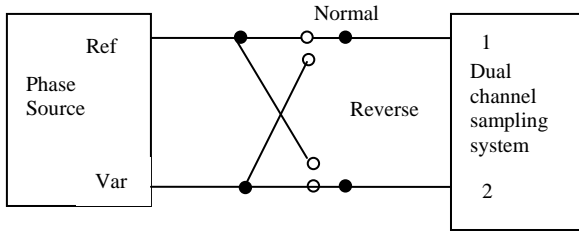


Fig. 2. Connection diagram for the phase measurement calculations

When measuring power, any difference between the time delay of the two channels changes the measurement of power factor. Let τ be the time delay of the voltage channel and $(\tau + \tau_d)$ the time delay of the current channel. Thus,

$$U_{kd} = U \cdot \sin(w(kT + \tau) + \alpha) \quad (8)$$

$$I_{kd} = I \cdot \sin(w(kT + \tau + \tau_d) + \alpha + \beta) \quad (9)$$

and the power is

$$W_d = \frac{UI}{2} \cos(\beta + w\tau_d) - \frac{UI}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \cos\left[2wk\left(T + \tau + \frac{\tau_d}{2}\right)\right] + 2\alpha + \beta \quad (10)$$

If the truncation error part of (10) is not significant, then the error due to the differential time delay, E_d , can be determined by expanding the cosine term. Moreover, if $w\tau_d$ is small, we can take $\cos(w\tau_d) = 1$ and $\sin(w\tau_d) = w\tau_d$. Thus, E_d can be written as

$$E_d = \frac{UI}{2} w\tau_d \sin(\beta) \quad (11)$$

It can be seen that the error depends on the phase angle. Taking four measurements with different angles β , the time delay can be calculated. Fig 2 shows the connections for the four measurements. 'P' denotes "power", "N" denotes that the switch is in Normal position, and "R" in reverse position.

Channel A of the source is used as reference, and channel B as V_A or V_B

- 1) PN90 the reference is connected to channel 1 and $\beta=90^\circ$
- 2) PR90 the reference is connected to channel 2 and the variable to channel 1 and $\beta=90^\circ$
- 3) PN270 the reference is connected to channel 1 and $\beta=270^\circ$
- 4) PR270 the reference is connected to channel 2 and the variable to channel 1 and $\beta=270^\circ$

With this procedure, the time delay between the two DMM can be calculated. Table 2 shows the values for the four measurements and the calculated delay between the

DMMs using a two channel source HP3245 and the output of each channel was setting in 1 V.

Table 2. Power measurements for determining the time delay between the two DMM

PN90	PR90	PN270	PR270	τ_d (s)
-1.51e-4	1.65e-4	1.52e-4	-1.66e-4	4.75e-7

The value obtained for the time delay between the two DMM using the method described above was 475 ns. It confirms to the value obtained with the software.

2.3 VOLTAGE CHANNEL

In the voltage channel a two stage voltage transformer (VT) is used. It has 3 ranges for 240 V, 120 V and 60 V with a secondary of 6 V. We choose 6 V at the output to use the DMM in the 10 V range. To measure the error of the transformer in module and phase, a lock-in was used to compare the VT with a two stage standard voltage transformer calibrated at PTB. Fig. 3 shows the connection diagram of the set up, where PSV110 is a Lock-in, ITV-1 is the standard transformer and X is the transformer under test,

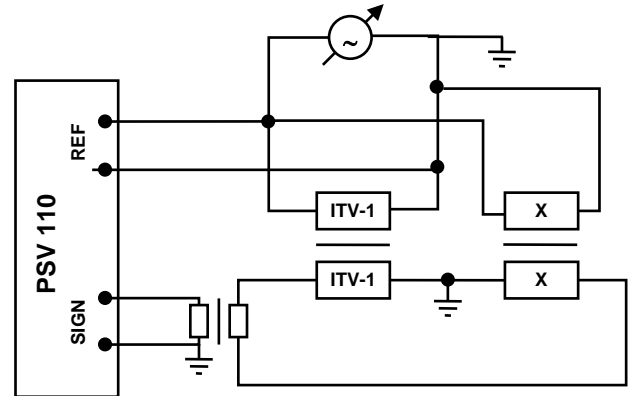


Fig. 3. Connection diagram for calibration of the voltage transformer

Measured error in the VT at nominal input voltages of $6 \mu\text{V/V}$ and $8 \mu\text{rad}$ are corrected by software. Due to the errors of the VT, we do not use a compensation transformer.

2.4 CURRENT CHANNEL

At the current input of the sampling wattmeter there is a multirange current transformer (CT) (10..0.1/0.1 A). To measure the error of the current transformer in module and phase angle, the same scheme as in the VT calibration was used. The CT was calibrated with a current transformer calibrated at PTB. Fig.4 shows the connection diagram of the calibration system, ITV-1 is the standard transformer and X is the transformer under test,

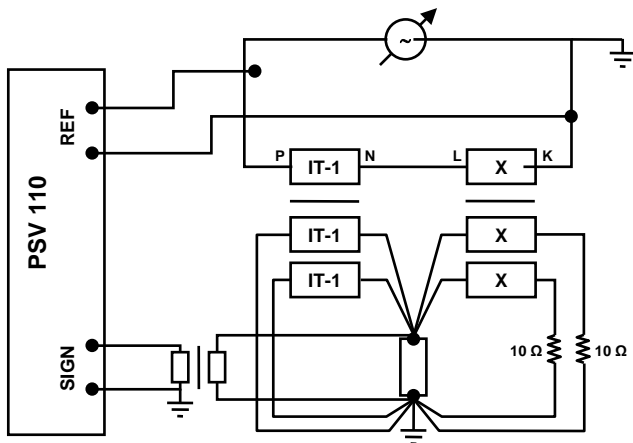


Fig. 3. Connection diagram for calibration of the current transformer

Errors measured at nominal input currents of $2 \mu\text{A/A}$ and $2 \mu\text{rad}$ were measured and corrected by software. A resistor of 10Ω is connected to the secondary of the CT, thus we get a voltage of 1 V under nominal conditions. The resistor is built with 10 Vishay resistors of 100Ω . We use 10 resistors instead of one to run each resistor at one quarter of its nominal power. Temperature coefficient (TCR) of the resistor is $0.5\%/K$. Despite of this low TCR, the resistor is immersed in an oil bath and the internal temperature of the bath is monitored by a PT100 thermal resistance. The value of the 10Ω resistor is corrected by the temperature measured by the PT100.

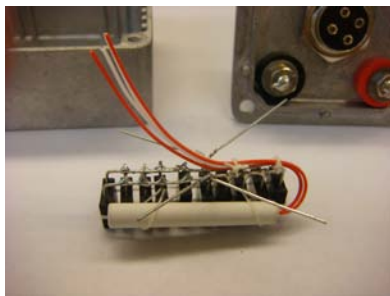


Fig. 4. Photograph of the 10Ω resistor and PT100 resistor to monitor the oil bath temperature

Current transformer can be replaced by ac-dc current shunts. In our case, we used 1 A and 5 A shunts. These shunts were calibrated with a Fluke 5700 calibrator in 1 A and 2 A respectively and the output voltage was measured with a DMM Agilent 3458.

3 MEASUREMENT RESULTS

To know the performance of the new sampling wattmeter, we compared it with the thermal power comparator at 120 V and 1 A at power factors of 1, 0.5 inductive and 0.5 capacitive. Fig 4 shows a diagram of the connections used for this purpose.

Table 3 shows the results and the uncertainties of the measurements. The components in the uncertainty budget of the sampling wattmeter are (expanded uncertainty):

- Sampling algorithm: $5 \mu\text{V/V}$
- Standard deviation of the measurements: $10 \mu\text{W/VA}$
- Current shunt : $20 \mu\Omega/\Omega$
- Voltage transformer $5 \mu\text{V/V}$

The total uncertainty of the sampling wattmeter is $25 \mu\text{W/VA}$. The main component is the thermal dependence of the ac-dc shunt.

Table 3. Differences between power thermal converter and sampling wattmeter in $\mu\text{W/VA}$.

	Differences between power thermal converter and sampling wattmeter in $\mu\text{W/VA}$.
$\text{Cos } \varphi = 1$	23
$\text{Cos } \varphi = 0.5 \text{ lag}$	-17
$\text{Cos } \varphi = 0.5 \text{ lead}$	-23

4 FUTURE WORK

In order to reduce the uncertainty due to the thermal dependence of the shunt a new series of shunts of 5 A and 1 A are under development. Together with the shunts a resistive divider will be used to measure power harmonics. Also, new measurements at 50 Hz will be done with the current transformer.

5 CONCLUSIONS

A new sampling wattmeter was built at INTI. Comparisons between the new system and the thermal power comparator show a promising agreement within the uncertainties.

REFERENCES

- [1] G. Schuster, "Thermal measurement of ac power in comparison with the electrodynamic method," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-25, pp. 529–533, Dec. 1976.
- [2] H. Laiz y R. Garcia, "A Power Comparator with High Accuracy, Simple and Inexpensive," IEEE Trans. on Instrum. Meas., vol. 46, No. 2, pp 407-410, April 1997.
- [3] N. Oldham, et.al. "An International Comparison of 50/60 Hz Power (1996-1999)," IEEE Trans. on Instrum. Meas., vol. 49, No. 2, April 2001
- [4] G.Kyriazis, A.; de Campos, M.L.R. "An algorithm for accurately estimating the harmonic magnitudes and phase shifts of periodic signals with asynchronous sampling," IEEE Trans. on Instrum. Meas., vol. 55, No. 2, pp 496- 499, April 2005.
- [5] E. Toth; A.M.R Franco; R.M Debatin, "Power and energy reference system, applying dual-channel sampling," IEEE Trans. on Instrum. Meas., vol. 55, No. 1, pp 404- 408, Feb 2005.

- [6] R.L. Swerlein, "A 10ppm Accurate Digital ac Measurement Algorithm", Hewlett-Packard internal publication, Aug 1991.
- [7] U. Pogliano, "Use of integrative Analog to digital converters for high precision measurement of electrical power" IEEE Trans on Instrum. Meas, vol 50 N°5 october 2001
- [8] G.A Kyriazis, "Extension of Swerlein's algorithm for AC voltage measurements in the frequency domain" IEEE Trans. on Instrum. Meas, vol. 52, No. 2, Apr 2001.
- [9] G. Stenbakken "Dual channel sampling systems" paper for Digital Methods in Waveform Metrology Seminar, Nat. Bur. Stand. (U.S.), Spec. Publ. 707, "Proceedings of the Seminar on Digital Methods in Waveform Metrology," B. A. Bell, Ed., pp. 55-73 (Oct 1985).



APPLICATION OF A CALORIMETRIC THERMAL CONVERTER AS A STANDARD OF AC-DC VOLTAGE AND CURRENT TRANSFER DIFFERENCE

Piotr S. Filipiński

National Research Council, Ottawa, Canada, Peter.Filipinski@nrc-cnrc.gc.ca

Abstract: At the National Research Council of Canada (NRC) the primary standard of AC-DC transfer difference at frequencies from 10 kHz to 100 MHz is a Calorimetric Thermal Voltage Converter (CTVC). Because of a simple design, not unlike a coaxial calorimeter for RF power measurements, its frequency characteristic can be estimated theoretically from a number of mechanical and electrical parameters. An internal Tee, integrated into the CTVC, improves calibration accuracy of working standards.

Over the years several of these converters have been manufactured for different operating voltages and with different frequency characteristics, leading to an optimized design with a frequency characteristic practically flat over eight decades of frequency.

The paper describes details of construction of the CTVC. Results of RF-DC voltage transfer difference measurements, AC-DC current transfer difference and uncertainty evaluation of the converter are discussed.

Keywords: AC-DC transfer standard, thermal converter, calorimetric converter, transmission line.

1. INTRODUCTION

AC-DC transfer difference of the highest accuracy primary standards, multijunction thermal voltage converters (MJTC), can be determined theoretically with an uncertainty of a few parts in 10^7 , but only in a limited frequency band. Above approximately 5 kHz to 10 kHz, the calculable, frequency independent, thermoelectric components of the AC-DC transfer difference are dominated by the frequency dependent components. The latter ones, originating in the skin effects and stray reactances in the MJTC physical structure, are difficult to calculate accurately. For this reason, in a higher frequency range, up to 100 MHz and above, less accurate at low frequencies but simpler to evaluate at RF, UHF-type, single junction Thermal Voltage Converters (TVCs) and calculable coaxial resistors, are used as standards by most National Metrology Institutes, [1], [2]. A planar MJTC on a quartz crystal chip is also considered as a possible RF standard, [3].

At NRC, a reference standard of the RF-DC transfer difference in the frequency band above the MJTC range is a Calorimetric Thermal Voltage Converter (CTVC), [4], [5]. The mechanical and electrical design of the CTVC is straightforward, permitting for theoretical calculations of its

frequency characteristic. It is based on a design of a microwave calorimeter. Its AC-DC voltage transfer difference is low, usually below $3 \mu\text{V/V}$, but not negligible. However, the CTVC AC-DC transfer characteristic is flat in the eight decades of frequency, from 1 Hz to 100 MHz; its typical input voltage range is from 1 V to 2 V.

2. DESCRIPTION OF DESIGN

During an AC-DC transfer voltage calibration of a thermal converter, the tested and reference converters are connected in parallel, attached to two arms of a coaxial “tee” adapter. The calibration voltage reference plane is in the middle of the tee. The length of the coaxial arm of the tee (as well as the matching connector) becomes an integral part of each converter. Thus the design of a reference converter with a calculable frequency characteristic has to take into account parameters of a tee used to transfer reference values to the tested converter. This would require an additional characterization of the tee used at a given calibration. To avoid this extra step, we have therefore decided to increase accuracy of the calculable reference converter by incorporating the tee in its design.

A schematic of the calorimetric thermal voltage converter with a built-in tee is shown in Fig. 1. Fig. 2 shows a photograph of the converter during and after the final assembly.

The input test voltage is applied to the measurement reference plane, the center of the tee, via the side arm type SMA connector. A test converter is connected to the type-N female connector of the test arm of the Tee. The electrical length of this arm was designed to be equal to the electrical length of the arm of a regular type-N Tee, (model UG-107B/U.) The AC-DC difference of the test converter is compared to a calculable AC-DC difference of a reference converter, fabricated at the second, reference, arm of the Tee. The reference arm consists of a short coaxial line, terminated by a miniature microwave rod resistor heater. A thin copper disk electrically completes the heater circuit. The coaxial line thermally insulates the heater resistor from the body of the converter and the input connectors. It is built from two thin-wall stainless steel tubes; the outer surface of the inner tube conductor is copper plated.

The energy dissipated in the heater resistor raises its temperature above the temperature of the solid copper body of the enclosure. This incremental temperature change is

measured by a thermopile, which consists of approximately 100 junctions, manufactured by partially copper plating a spiral of a constantan wire. The thermopile, wound on a square plexiglas rod, is placed between two electrically insulating thermally conductive beryllium oxide washers. The hot junctions washer is heated by the heater resistor, the cold junctions washer is at the temperature of the copper mass of the enclosure.

The AC-DC transfer difference of the reference arm of the CTVC at a frequency f Hz is calculated from

$$\delta_{CTVC}(f) = \frac{V_{tee}(f)}{V_{tee}(1)} - 1 \quad (1)$$

where $V_{tee}(f)$ and $V_{tee}(1)$ are the AC voltages at the measurement reference plane, that is at the middle of the tee, at the frequencies f and 1 Hz. It is assumed in (1) that the energy dissipated in the heater resistor, as well as the voltage V_l at the resistor end of the coaxial line of the length l , is the same for all frequencies, and that the AC-AC transfer difference, referenced to 1 Hz, is equal to the AC-DC transfer difference.

The relation between the AC voltage V_l applied to the heater resistor terminating the coaxial line, and the voltage V_{tee} at the reference plane of the tee, i.e. the input of the line, can be expressed by the transmission line equation

$$V_{tee} = V_l \left(\cosh \gamma l + \frac{Z_c}{Z_l} \sinh \gamma l \right) \quad (2)$$

where γ is the propagation constant, Z_c is the characteristic impedance of the lossy coaxial line, and Z_l is the impedance of the heater. Details of the calculations of the propagation constant and the characteristic impedance of the CTVC are given in references [4] and [5]. Here it should be noted that the miniature heater is modeled as a non-reactive resistor and that in calculating the coaxial line parameters the skin effect is taken into account.

We have measured the skin effect surface resistance of

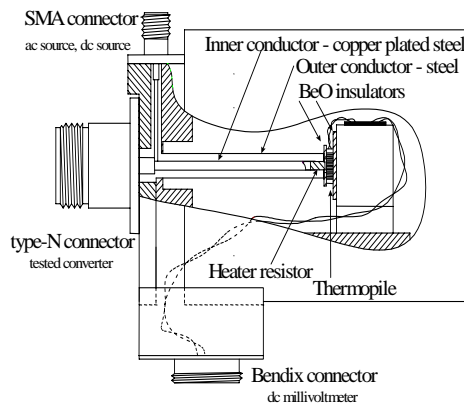


Fig. 2. Simplified diagram of the calorimetric thermal voltage converter.

the stainless tubing experimentally on open circuited resonant coaxial lines, made of long lengths of the inner and outer conductors used in the construction of the CTVC.

The temperature rise of the heater is due not only to the energy dissipated directly in the heater but also to the energy dissipated in the lossy coaxial line, connected to the heater. This effect was taken into consideration by introducing a thermal correction, [4].

The CTVC is mechanically and electrically stable and not easily damaged by overloading. However, it is relatively more difficult to measure than a regular TVC due to its small output voltage, 4.5 mV at 1 V; long time constant, 15 s; and a close coupling of the cold junctions of the thermopile to the enclosure, which increases its sensitivity to the changes of the ambient temperature. The experience of this comparison has shown that it usually requires modifications in the ac-dc automatic comparator software and close attention to a good thermal insulation from the ambient to obtain satisfactory results on the CTVC. Consequently, the standard deviations of typical tests were in the range of a few $\mu\text{V}/\text{V}$, much higher than in tests of a vacuum-junction thermal converter.

The uncertainty budget of the frequency characteristic of the CTVC includes uncertainty of the determination of the mechanical dimensions (coaxial line length and inner and outer diameters), uncertainty of the electrical parameters, radiation losses, uncertainty of the thermal correction, uncertainty associated with the design variations and mechanical assembly. Components of the uncertainty originating in the uncertainty of the mechanical dimensions, were evaluated by recalculating the theoretical frequency characteristic while individually varying the investigated parameter. A change in the characteristic with the change of the parameter was then used to estimate the standard uncertainty of this error source. Other components of the uncertainty were estimated experimentally. The design variation uncertainty was estimated by comparing experimental disagreements between different realizations. Mechanical assembly uncertainty was evaluated by comparing characteristic of a converter before and after reassembly.

Uncertainty of the mechanical position of the reference plane was evaluated by building a two-port test fixture,

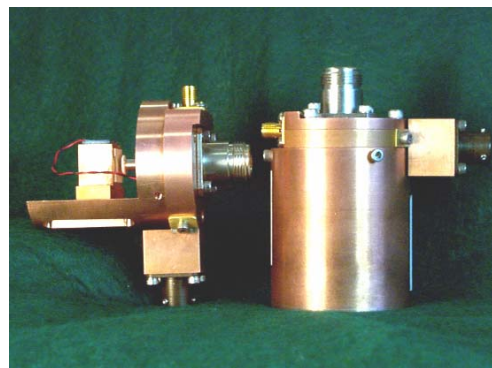


Fig. 3. Calorimetric thermal voltage converter during and after the final assembly.

identical to the CTVC on the type-N connector side but with a SMA-type connector terminating the coaxial line. The electrical length of the N-type side arm was then compared on a Vector Network Analyzer to the electrical length of one arm of a type-N Tee, [6].

The CTVC is not a calculable standard of AC-DC transfer difference. The theoretical determination of the CTVC characteristic takes into account only frequency dependent parameters. Thermoelectric effects are not considered. The frequency independent low frequency AC-DC transfer difference of a CTVC, $\delta_{CTVC}(0)$, has to be determined experimentally, by comparison to a MJTC, an AC-DC transfer standard calculable at low frequency, The AC-DC transfer difference of the CTVC was then obtained as the sum of two parts:

$$\delta_{CTVC} = \delta_{CTVC}(0) + \delta_{CTVC}(f) \quad (3)$$

Starting from this standard, with the AC-DC transfer difference determined at 2 V and frequencies up to 100 MHz, the NRC AC-DC voltage transfer capabilities are extended to higher and lower voltages by following build-up and step-down procedures, using auxiliary standards and the RF-DC Transfer Comparator.

NRC has participated in the CCEM-K6.c Key Comparison of RF-DC Transfer Standards. Results of this comparison have fully confirmed validity of the evaluation of CTVC frequency characteristic and its uncertainty budget, [7].

The CTVC can be also used in the current mode, for the current AC-DC Difference frequency range extension. We used a MJTC as well as a Fast-Reversed-DC Source to characterize the CTVC in the current mode at low frequency. On the basis of these measurements, we have assigned the value of $(0.0 \pm 0.8) \mu\text{A/A}$ to the AC-DC current transfer difference of a CTVC, in the frequency range of 10 Hz - 100 kHz, [8]. Starting from the CTVC used as a standard of a current AC-DC transfer difference, and following a build-up procedure, we were able to extend NRC AC-DC capabilities to currents as high as 100 A at 100 kHz.

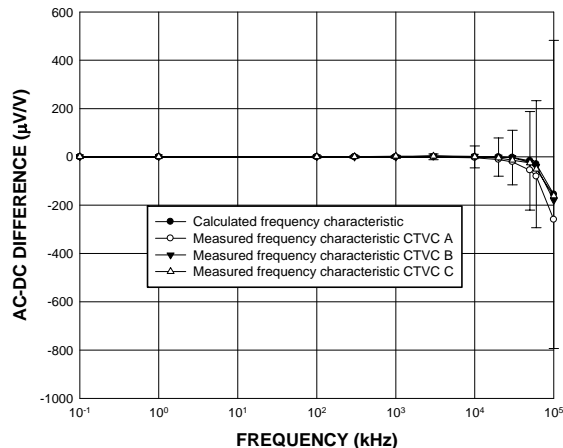


Fig. 3 Calculated and measured frequency characteristic for three different realizations of a CTVC. Error bars show estimated expanded uncertainty ($k=2$).

The CTVC is small, easily transportable and mechanically stable. We have used it as a traveling standard in international comparisons with the National Metrology Institutes of USA, the Netherlands, Germany, [9], and Mexico and Japan.

3. CONCLUSION

The Calorimetric Thermal Converter developed at the National Research Council Canada is a unique, versatile, wide-bandwidth converter that can be used in a voltage and a current mode. At NRC all AC-DC transfer frequency range extensions above 5 kHz are based on the characteristic of this converter. NRC has participated in CCEM-K6c Key Comparison of RF-DC Transfer Standards, as well as in a CCEM-K12 Key Comparison of AC-DC Current Transfer Standards. Results of these comparisons, conducted internationally at the highest levels of uncertainty, fully validate the NRC CTVC design and calculations.

REFERENCES

- [1] J.R. Kinard, T.X. Cai "Determination of AC-DC Difference in the 0.1 – 100 MHz Frequency Range", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, pp. 360 – 367, 1989.
- [2] C.J. van Mullem, W.J. Janssen, J.P. de Vreede. "Evaluation of the Calculable High Frequency AC-DC Standard", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 46, pp. 361 – 364, 1997.
- [3] L. Scarioni, M. Klonz, D. Janik, M. Kampik "High Frequency Thin Film Multijunction Thermal Converter on a Quartz Crystal Chip", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 52, pp. 345 - 349, 2003.
- [4] R.F. Clark, P.S. Filipiski, D.C. Paulusse, "Improvements in the NRC AC-DC Transfer Capabilities", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 46, pp. 365 – 368, 1997.
- [5] S. Filipiski, R.F. Clark, D.C. Paulusse, "Calorimetric Thermal Voltage Converter as a Wideband Calculable Standard of AC-DC Difference", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 48, pp. 387-390, 1999.
- [6] P.S. Filipiski, R.F. Clark, D.C. Paulusse, "Calibration of HF Thermal Voltage Converters using an Asymmetrical Tee", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 50, pp. 345-348, 2001.
- [7] C.J. van Mullem, E.F. Dierikx, J.P.M. de Vreede, "Key comparison CCEM-K6.c of AC-DC voltage transfer standards at selected frequencies between MHz and 100 MHz", Final report, February 2005, www.bipm.org/utis/common/pdf/final_reports/EM/K6/CCEM-K6.c.pdf.
- [8] P.S. Filipiski, M. Boecker, "Improvements in the AC-DC Current Transfer Capabilities at NRC", Digest of the Conference on Precision Electromagnetic Measurements CPEM 2004, London, UK, June 27-July 03, 2004, pp.579-580.
- [9] P.S. Filipiski, C.J. van Mullem, D. Janik, M. Klonz, J.R. Kinard, T.E. Lipe, B.C. Waltrip, "Comparison of High frequency AC-DC Voltage Transfer Standards at NRC, VSL, PTB, and NIST", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 50, pp. 349-352, 2001.



TRANSPORT BEHAVIOR AND CHARACTERIZATION OF PRECISION 1 Ω RESISTORS FOR INTERNATIONAL COMPARISONS

R. E. Elmquist¹, G. R. Jones², and B. J. Pritchard³

¹ National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, 20899-8171 USA, elmquist@nist.gov

² National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, 20899-8171 USA, jones@nist.gov

³ National Measurement Institute, Bradfield Road, West Lindfield, NSW 2070, Australia, brian.pritchard@measurement.gov.au

Abstract: The U. S. National Institute of Standards and Technology (NIST) and the National Measurement Institute of Australia (NMIA) have recently examined two types of precision transportable 1 Ω resistors that are based on different alloys and construction principles to determine characteristics that can reduce the uncertainty of international comparisons. This work focuses on standards manufactured from 1970 through 2000 by the NMIA, and Thomas-type resistors designed in the 1930s by James L. Thomas and manufactured commercially through about 1980. The effects of temperature, barometric pressure, humidity, power loading, and heat dissipation in oil are described in these two types of transportable wire-wound 1 Ω resistance standards, and the process of characterization of these resistors for use as transport standards is described.

Key words: electrical resistance standard, key comparison, temperature coefficient, power loading.

1. INTRODUCTION

International comparisons of dc resistance measurement capabilities are generally based on a small number of transportable resistance standards, measured by a sequence of National Measurement Institutes (NMIs), with intervening periods in which the standards travel between laboratories. The results are analyzed using a (usually linear) model of the drift in the resistance values. To determine the rate of drift, and to assess the transport behavior of the standards, several sets of measurements of low relative uncertainty made at the lead or “pilot” laboratory are needed. Typically, the standards travel to two or three participants and then return to the pilot laboratory for a set of closure measurements. The linear model used in the analysis of the results does not account for changes in the values of the resistance standards that can occur

due to mechanical and thermal shocks. These changes may introduce systematic errors in the data and increase the uncertainty of the comparison. They are sometimes a major component of the comparison uncertainty, especially for laboratories that maintain a quantum Hall effect resistance standard.

Precision 1 Ω resistors are normally maintained and measured at constant temperature, and so are protected from thermal cycling except when they are transported, or when they are intentionally measured at different temperatures to determine the characteristic behavior of the resistance value. This behavior due to external temperature is described by a second-order curve,

$$R(T) = R_r [1 + \alpha (T - T_r) + \beta (T - T_r)^2] . \quad (1)$$

Here $R(T)$ is the resistance at temperature T , and R_r is the resistance at a reference temperature T_r , while α is the slope of the curve at T_r , and β is the second-order coefficient of resistance over some temperature interval as determined from a least-squares fitting procedure. Temperature characterization curves are measured with the resistor temperature held constant at several values that span the useable range, typically between 20 °C and 30 °C. For some resistors temperature cycling in this range may reveal a small and reversible change (hysteresis) in the value at T_r .

Because laboratories are located at various elevations above sea level, another significant influence on the resistors used in international comparisons is barometric pressure. The dependence on pressure is described by

$$R(P) = R_r [1 + \gamma (P - P_r)] , \quad (2)$$

where $R(P)$ is the resistance at pressure P , R_r is the resistance at a reference pressure P_r , and γ is the coefficient of resistance versus barometric pressure. An important part of any comparison is to understand

and eliminate all such external influence factors in order to compare the maintained standards and measurement methods in use at each laboratory.

Ideal transport standards of resistance should be stable under external influences so that they provide reproducible values under similar conditions in different laboratories, after accounting for linear drift with time. This paper describes how the process of characterization and selection of 1 Ω resistors provides an understanding of the behavior of the standards, reduces the uncertainty of the results, and ensures that the critical comparison results, i.e., the participating laboratories' difference values, can be accurately corrected for the characteristics of the standards.

2. TYPES OF RESISTOR

The Asia-Pacific Metrology Program (APMP) performed the 1993–1994 APMP.EM-K1 comparison [1] which employed three 1 Ω resistance standards manufactured by the Australian National Measurement Laboratory (NML), now the NMIA. These standards were made from the resistance alloy Evanohm* and were produced first in the 1970s and redesigned in the early 1990s specifically to improve transportability. In the Inter-American Metrology System (SIM), the SIM.EM-K1 comparison of 2006–2007 [2] employed three Thomas-type resistors – an older but equally important class of resistor because of its wide use as a primary standard in many NMIs in all parts of the world. The paper will describe these 1 Ω resistance standards and compare their measurement properties, including the characteristics and influences likely to effect transport behavior. These results help to build and clarify selection and measurement criteria for these types of resistors.

The NML 1 Ω resistor is formed by a partially self-supporting 2.1 mm diameter Evanohm wire wound as a bifilar coil. The metal case allows mineral oil in which the resistor is immersed to flow over the wire so as to maintain the wire at a constant temperature. The resistors constructed at the NML have very low temperature coefficients of resistance (TCRs) and are extremely stable mechanically and thermally due to the annealing and mounting process used in their construction. It has been shown however that the temperature coefficient of the Evanohm wire used in the NML resistors can vary along the length of the winding [3], and in the presence of a temperature

gradient this can produce a change in the measured value of the resistance. The Thomas-type resistors made from Manganin are much more sensitive to temperature and pressure than standards made from Evanohm, and these effects are thought to increase the uncertainty of resistance measurements based on the Thomas standards. The bifilar coil of Manganin wire is sealed within a double-walled cylindrical brass container and is wound tightly on the silk-insulated wall of the inner cylinder.

3. CHARACTERIZATION

Over the past five years NIST has used two automated direct current comparator (DCC) bridges to measure precision 1 Ω resistors. Temperature and pressure characterization requires two auxiliary thermal oil baths. Thus, the temperature of resistors can be altered independently from that of the reference resistors, which are measured at NIST at 25 $^{\circ}\text{C}$. In order to measure the pressure coefficient, a pressure chamber is used in which three precision resistors can be placed. The chamber is partially filled with oil and submerged in another oil bath where the temperature is again maintained at 25 $^{\circ}\text{C}$. The chamber's internal pressure is stable and can be increased or decreased in the range of 70 kPa to 110 kPa.

So far, twelve Thomas-type Manganin resistors and eight NML Evanohm resistors have been characterized. Figure 1 shows the results of tests on two Thomas-type resistors when the storage temperature of the resistor is caused to vary by +5 $^{\circ}\text{C}$ to +13 $^{\circ}\text{C}$ and –5 $^{\circ}\text{C}$ to –7 $^{\circ}\text{C}$ from the normal maintenance temperature. For these two Thomas-type resistors, the measured resistance values at 25 $^{\circ}\text{C}$ are not stable after the periods at higher and lower temperature and do not return to their pre-test level.

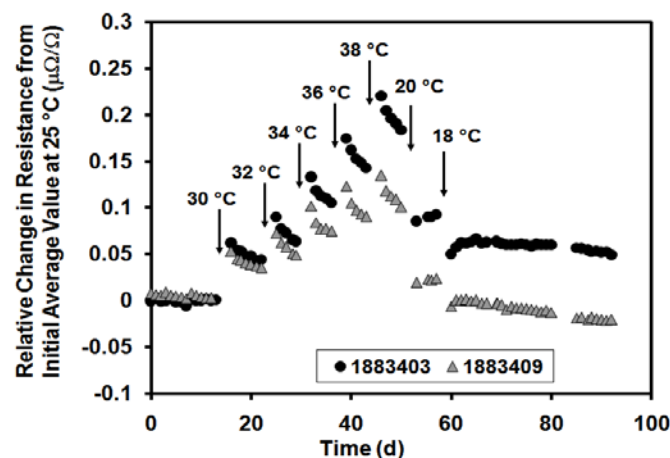


Fig. 1. Values of two Thomas-type resistors at 25 $^{\circ}\text{C}$ with repeated soaking for 48 h intervals at the temperatures shown. The soaking may simulate temperature changes in transport. The values have a standard uncertainty ($k = 1$) of 0.005 $\mu\Omega/\Omega$ and are normalized to an average starting value of zero.

* Certain commercial equipment, instruments, or materials are identified in this paper to specify the experimental procedure adequately. Such identification is not intended to imply recommendation or endorsement by the National Institute of Standards and Technology, nor is it intended to imply that the materials or equipment identified are necessarily the best available for the purpose.

The unstable behavior observed in Fig. 1 is thought to be caused by strain induced in the resistance element by unequal thermal expansion coefficients of the resistor wire element and its support. The long-term effect of this strain is a semi-permanent or hysteretic change in the resistance value. These two resistors are affected strongly by hysteresis and have greater long-term instability than most. Although the magnitudes of the changes in resistance at 25 °C differ, Thomas-type resistors in general tend to increase in resistance after being subjected to temperatures above 25 °C and decrease in resistance after being subjected to temperatures below 25 °C. The data show that the change in resistance value tends to relax partially with a time constant of two to three days. The complete process of relaxation can continue for much longer periods, and can result in changes in drift rates that last many months for some Thomas-type resistors.

Table 1 shows the magnitudes of hysteretic change in resistance for smaller temperature changes up to ± 5 °C, a range that is more normal for characterization of Thomas-type resistors. The values were measured as the temperature was changed to 23 °C and 20 °C for one-week periods. Before and after each temperature cycle, the resistance was measured for at least a week at the normal maintenance temperature of 25 °C. Among these seven Thomas-type resistors are two resistors that were subjected to the larger temperature changes shown in Fig. 1. One of the two Thomas-type resistors in Fig. 1 (#1883409) shows very significant changes in Table 1 after cycling to 20 °C, while the other resistor shows much smaller effects.

Table 1. Resistance changes measured at 25.000 °C after temperature cycling, with temperature characterization results for Thomas-type resistors. Relative standard uncertainties ($k = 1$) are 0.005 $\mu\Omega/\Omega$ for the changes in resistance, 0.0064 ($\mu\Omega/\Omega$)/°C for first-order coefficient α , and 0.0010 ($\mu\Omega/\Omega$)/(°C)² for second-order coefficient β . Data was analyzed using Eq. (1) with $T_r = 25.000$ °C.

Resistor, date of measurements	Cycled to 23 °C ($\mu\Omega/\Omega$)	Cycled to 20 °C ($\mu\Omega/\Omega$)	Coefficient α ($\mu\Omega/\Omega$)/°C	Coefficient β ($\mu\Omega/\Omega$)/°C ²
1779882 (2005)	-0.0053	-0.0097	2.1820	-0.5429
1779885 (2005)	0.0020	-0.0067	2.0542	-0.5467
1842307 (2005)	-0.0032	0.0001	2.8132	-0.5234
1844269 (2005)	-0.0015	-0.0160	2.4710	-0.5298
1883403 (2005)	0.0088	-0.0229	2.3968	-0.4961
1883409 (2005)	-0.0118	-0.0647	3.1296	-0.4967
1883418 (2005)	-0.0136	-0.0661	2.1374	-0.4962
1779882 (2008)			2.1874	-0.5431
1779885 (2008)			2.0750	-0.5461
1842307 (2008)			2.8136	-0.5252

The temperature coefficients given in Table 1 were derived from this temperature cycling process using Eq. (1). The TCRs of three of the standards were remeasured in 2008, and for two of these standards the coefficients α and β had not changed by more than their measurement uncertainties. For most Thomas-type resistors and for all NML resistors that have been tested the temperature coefficients remain unchanged over many years. Evanohm NML 1 Ω resistors in general do not show any significant hysteretic change in resistance in similar temperature cycling tests. This may be because the wire is held by flexible fixtures which eliminate strain from thermal cycling.

Power loading is a change in resistance caused by Joule heating from the measurement current. Power-loading changes are usually small, but can be significant contributions to the Type B uncertainty for state of the art resistance measurements. Figure 2 illustrates the behavior of each type of standard due to power loading. Only the Thomas-type resistors follow the direct relationship between power loading and the temperature coefficient. The random power-loading effects observed in the NML standards are thought to be related to thermal gradients as described earlier. For the data shown in Fig. 2, the resistors were maintained in an oil bath with relatively slow laminar circulation. Both types of precision 1 Ω resistors can exhibit a measurable power loading with 100 mA applied current (10 mW applied power) in this oil bath, but the effect can be reduced by measuring the resistors at 50 mA (2.5 mW). Many commercial bath designs utilize turbulent flow, and tests at NIST have shown that such baths also reduce power-loading effects in both types of resistor.

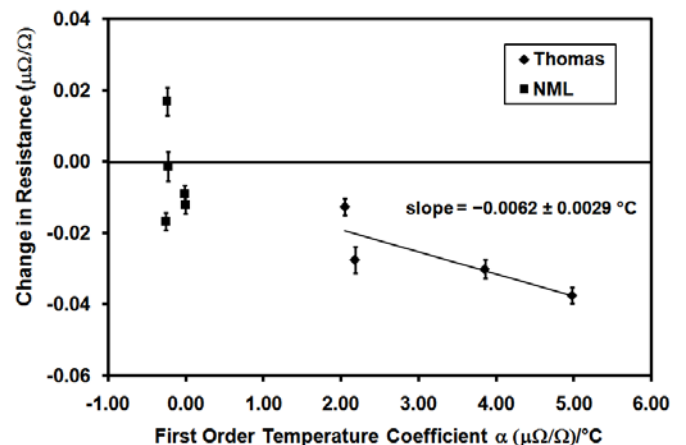


Fig. 2. DCC results $\{R_{j1}(10 \text{ mW}) - R_{j2}(210 \text{ mW})\}/(1 \Omega)$. For $R_{j1}(10 \text{ mW})$, the measurement current of 100 mA was applied to each tested resistor only for the period of about 600 s necessary to measure its value with a standard deviation below 0.005 $\mu\Omega/\Omega$. For $R_{j2}(10 \text{ mW})$, the measurement was made at the same level of power but by continuously applying the measurement current to the tested resistor for at least 24 h prior to the measurement. The DCC bridge reference resistors were measured under continuous power.

4. SIM COMPARISONS

Barometric pressure and humidity can affect the value of some resistance materials. Higher-valued resistance standards made from Manganin are packaged in sealed metal enclosures for this reason. In unsealed wire-wound resistors the response to pressure is give by Eq. 2 and the coefficient γ depends on the material properties of the wire. For bare Manganin, the pressure coefficient is positive, and has a value of approximately 2.3×10^{-8} /kPa [4]. For Evanohm alloys, this pressure coefficient of resistance is smaller and negative, approximately $\gamma = -1.1 \times 10^{-9}$ /kPa. The pressure coefficient for unsealed NML 1Ω resistors is known to be approximately of this magnitude [5, 6]. Tests on two NML resistors have shown no effect on the resistance values for different relative humidity levels below 60 %.

The properties of the material used for supporting the resistor element also can change with pressure and with chemical action, and these changes can be transmitted to the resistor element. In particular, NML resistors are constructed with silicon rubber rings to provide soft flexible constraints where the element is attached to its support. This material swells when it is placed in silicone oil with the result that the resistor changes significantly in value due to strain and/or pressure. Only mineral oil should be used in oil baths that are used to maintain NML type resistors. Thomas-type resistors are constructed with soft-solder seals between the inner and outer walls of their enclosures, and with the resistor elements sealed in dry nitrogen gas. The thin brass inner wall does expand and contract somewhat due to external pressure changes, resulting in typical pressure coefficient values in the range of 2×10^{-9} /kPa to 8×10^{-9} /kPa. Characterization tests have shown that some Thomas-type resistors have apparently lost the integrity of the metal-to-metal seal, a condition that increases their pressure coefficients to 2.2×10^{-8} /kPa to 2.4×10^{-8} /kPa [6].

Pressure coefficients are especially important in 1Ω Thomas-type resistor comparisons because of the effect of altitude on barometric pressure. Equation 3 gives an approximate relation that describes the pressure (kPa):

$$P = 5.30 \times 10^{-7} A^2 - 1.198 \times 10^{-2} A + 101.325 \quad (3)$$

Here the altitude A is in meters, and P is adjusted to standard atmospheric pressure at sea level. For an unsealed Thomas-type resistor this effect results in a resistance change of $-0.5 \mu\Omega/\Omega$ at an altitude of 2000 m. In precise measurements, it is necessary also to correct for the pressure of oil above a resistor as well as normal variations in atmospheric pressure.

Two 1Ω transport standards listed in Table 1 were selected to use in the SIM.EM-K1 comparison based on their low pressure coefficients and stable temperature characteristics. The resistance values from this comparison shown in Fig. 4a and 4b illustrate a successful application of the temperature characterization process. The NIST measurements were made with the resistors at 25°C . INTI (Instituto Nacional de Technlogia Industrial, Argentina) uses 20°C for the normal measurement process, and so made all measurements at 20°C and corrected the results to equivalent 25°C values using the 2005 data from Table 1. This difference in the measurement process required that temperature corrections of order $+24.3 \mu\Omega/\Omega$ (Fig. 4a) and $+23.8 \mu\Omega/\Omega$ (Fig. 4b) be applied to the INTI data. Better agreement would be evident in Fig. 4b if the correction for temperature had been made using the average of 2005 and 2008 temperature coefficients for standard 1779885.

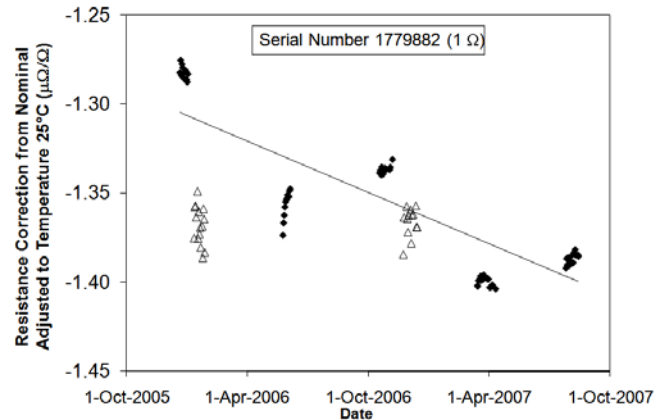


Fig. 4a. Key comparison results from the pilot laboratory (NIST) and one participant (INTI) in the SIM.EM-K1 comparison for Thomas-type resistor 1779992, corrected to 25°C .

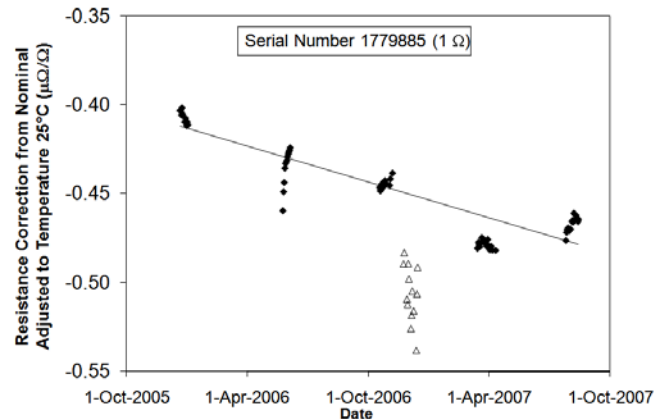


Fig. 4b. Key comparison results from the pilot laboratory (NIST) and participant (INTI) in the SIM.EM-K1 comparison for Thomas-type resistor 1779995, corrected to 25°C . The first set of INTI results for this resistor, in the first time period as shown in Fig. 4a, had significant drift and is not shown on the scale of this graph.

The results shown in Fig 4 illustrate several of the uses of the characterization process. First is that each laboratory that participated in the comparison used measurement conditions normal to their own laboratory process. The temperature characterization data made it unnecessary for all laboratories to measure the transport standards at 25 °C; instead they could use 20 °C or 23 °C as the laboratory oil bath temperature. The additional uncertainty ($k = 1$) related to the temperature correction process was $0.032 \mu\Omega/\Omega$ when measurements were made at 20 °C, and $0.018 \mu\Omega/\Omega$ when measurements were made at 23 °C.

The most important reason for characterization is to select resistors that will perform in a superior manner in transport for comparison measurements at different laboratories. Fig 5 shows a graph of the temperatures experienced by the SIM.EM-K1 transport standards between the first and second sets of measurements at NIST. The range of temperatures is typical of that experienced in international air freight transport and the extremes in temperature are similar in magnitude to those in the tests shown in Fig. 1. The transport standards showed reasonably good behavior even under these adverse conditions. Based on the pilot laboratory data, the values of the SIM.EM-K1 transport standards were relatively predictable and the residual differences from linear drift were of order $0.02 \mu\Omega/\Omega$ throughout the comparison. The extreme temperatures near 10 °C at the beginning of the data in Fig. 5 may also help to explain the drift in one Thomas-type standard at the INTI laboratory in January 2006.

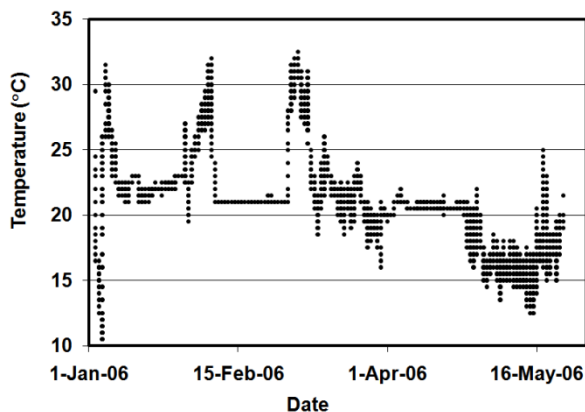


Fig. 5. Temperature data measured in the transport container during part of the SIM.EM-K1 comparison. This record covers only the first part of the comparison when the standards were shipped between the USA, Argentina, Brazil, Uruguay, and the USA. Periods of temperature extremes were recorded in transport and while the package was held in customs.

The SIM.EM-K1 standards have relatively low pressure coefficients for Thomas-type resistors. This helped to reduce the uncertainty of the pressure

corrections that were applied in the comparison. The laboratory in Mexico, CENAM (Centro Nacional de Metrologia) is situated at an elevation of about 1800 m above sea level. Some Thomas-type resistors would change in value by as much as $0.45 \mu\Omega/\Omega$ when measured at this altitude compared to their values at sea level, or the altitudes at which most other SIM NMIs reside. The changes in the two resistors used in the comparison were less than $0.12 \mu\Omega/\Omega$, and the uncertainty in the barometric pressure correction was less than $0.003 \mu\Omega/\Omega$.

5. CONCLUSIONS

When selecting and characterizing standard resistors for international comparisons, one must be aware of the effects transportation can have on precision resistors. There are often pressure and temperature variations during international comparisons that are far greater than the day-to-day changes at any one laboratory site, and careful selection of the transport resistors is necessary to minimize the effects of the laboratory measurement environment. When a Thomas-type 1Ω resistor experiences significant temperature changes in transport, its value as measured at constant temperature may show hysteresis, and may drift to a new, stable value with a time constant of a few days. This settling is sometimes followed by long-term drift if the temperature variations were extreme. The magnitudes of these effects depend on the individual characteristics of each resistor.

REFERENCES

- [1] Jones, K., Gabriel, W. P., "Second APMP Resistance Intercomparison," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 1995, **44**, 196-198.
- [2] Elmquist, R. E., Jarrett, D. J., Zhang, "SIM.EM-K1-K2-S6 RMO Comparison Final Report," *Metrologia*, 2009, **46**, *Tech. Suppl.*, 01001.
- [3] Pritchard, B.J, and Small, G.W., "Temperature Coefficient Variations in Evanohm and Their Effect on the Transient Behavior of the NML 1Ω Resistors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **42**, 1993.
- [4] Bridgman, P.W., *The Physics of High Pressure*, G. Bell and Sons, Ltd., London, 1949.
- [5] Pritchard, B.J., and Luong, K.S., "Pressure Coefficient of a sealed NML 1Ω resistor," *Proceedings of the Sixth Biennial Conference of the Metrology Society of Australia held at the Australian National University*, October 2005.
- [6] Jones, G.R., and Elmquist, R.E., "Temperature and Pressure Coefficients of Resistance for Thomas 1Ω Resistors," *NCSLI Measure*, **2**, 2, 2007.

Patrón de Potencia Eléctrica de Alta Exactitud Basado en el Muestreo Digital de Señales de Tensión e Intensidad Alterna

Anselmo Araolaza¹, Julio González², Carlos Espinosa³, Luis Mojica⁴

¹CENAMEP, Panamá, aaolaza@cenamep.org.pa

²CENAMEP, Panamá, jgonzalez@cenamep.org.pa

³CENAMEP, Panamá, cespinosa@cenamep.org.pa

⁴CENAMEP, Panamá, lmojica@cenamep.org.pa

Abstract.

A system for the measurement of electric power by means of high accuracy digital sampling is presented.

The method applied it's based in the reduction of voltage to a range of 0-10V using an inductive divider, and also a reduction of the current by means of a current transformer and an incorporated standard resistor to obtain a voltage relative to the current intensity.

With this, two voltmeters are used in the 10V range, which is accurately calibrated with the standard diode zener of 10V. So far, deviation less than 50ppm has been achieved; these results were obtained by comparison with the travel standard of Argentina. The results are promising and it is expected to reach the deviations of less than 30ppm.

Palabras clave: potencia eléctrica, muestreo digital, algoritmo de Swerlein, multímetros digitales.

1. INTRODUCCIÓN

El diseminar en el país o región una determinada unidad de medida, constituye una de las principales funciones de todo centro o instituto nacional de metrología. El CENAMEP, en cumplimiento de esta función, desarrolla el patrón de energía eléctrica basado en el muestreo digital, con el cual pretende verificar el patrón de potencia actual de 100ppm.

Lograr actualmente mediciones de potencia eléctrica y de otras magnitudes de corriente alterna con alto grado de exactitud es de suma importancia para todo el mercado eléctrico, tanto distribuidor como el consumidor. Sin embargo, la mayoría de los equipos diseñados para hacer este tipo de mediciones están basados bajo la asunción de que las fuentes de voltajes son puramente sinusoidales y que las cargas son lineales, por lo tanto la corriente también es sinusoidal. El incremento en la demanda y la no linealidad en la cargas son más comunes hoy en días, como consecuencia la aproximación sinusoidal no es válida para todas las situaciones.

El sistema de medición que conforma nuestro patrón de potencia eléctrica esta constituido por los siguientes elementos:

- Fuente de alimentación.
- Divisor inductivo de tensión.
- Convertidor de corriente a tensión, con resistencia patrón compensada térmicamente e incluida.
- Dos multímetros Agilent 3458A
- Computadora.

Para verificar un sistema de medición de potencia eléctrica, y hacer mediciones precisas en situaciones no sinusoidales, se requiere de una compensación de los mecanismos de error.

El sistema de medición de potencia que ostenta nuestro patrón, utiliza para dicha compensación el algoritmo de Swerlein, el cual corrige los errores introducidos por los multímetros digitales 3458A. El esquema de nuestro sistema de medición se muestra en la Fig. 1, y lo podemos describir de la siguiente forma:

Una fuente genera determinados valores de tensión y corriente alterna, las señales de tensión e intensidad, son llevadas a un nivel de tensión correspondiente al rango de 10V de los multímetros digitales 3458A. La señal de tensión a 6V, a través del divisor inductivo de tensión y la señal de corriente a 2V, mediante el convertidor de corriente con resistencia incluida. Las señales son muestreadas por los multímetros para luego ser procesadas por el computador donde se realiza el cálculo de la potencia eléctrica.

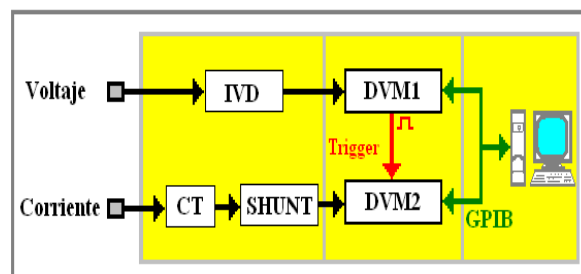


Fig. 1 Esquema general de los elementos que componen el Sistema de Potencia.

2. PROPOSITO DEL PROYECTO

La génesis de este proyecto ha sido la enorme dificultad para mantener en estado de calibración permanente el Patrón Nacional de Potencia y Energía Eléctrica existente en el CENAMEP. Es necesario enviarlo por lo menos una vez al año a la Fábrica, ubicada en Alemania, o a un Instituto Nacional de Metrología, INM, ya sea en EEUU, Argentina o México.

Ello conlleva altos costos, riesgos de daños durante el transporte e inclusive la pérdida de la calibración por golpes y también el tiempo que demandan esos INM para efectuar la calibración contribuye negativamente.

Lo ideal sería que el futuro Patrón Nacional de Potencia Eléctrica de alta exactitud, pueda calibrarse directamente en el CENAMEP AIP.

Para ello el objetivo del Proyecto es alcanzar un error máximo del Patrón propuesto, inferior a 50 partes por millón (50 ppm).

3. BENEFICIOS Y PRINCIPALES BENEFICIARIOS

Los beneficios de este Proyecto, si se alcanza el objetivo de materializar la Magnitud Potencia Eléctrica con una exactitud mejor que 50ppm, es que se puede mantener en estado de calibración con trazabilidad internacional las mediciones de energía y potencia eléctrica en la cadena nacional de mediciones, sin necesidad de recurrir periódicamente a otros INM del exterior.

Los principales beneficiarios con el desarrollo de este proyecto son todos los consumidores de energía eléctrica en Panamá (residenciales comerciales e industriales), al asegurarse que las mediciones del consumo de sus residencias o instalaciones se realicen con la exactitud internacionalmente aceptada, establecida por los Reglamentos existentes en Panamá.

También serán beneficiarias las Empresas que generan, transmiten y distribuyen energía eléctrica, ya que las transacciones entre ellas estarán garantizadas con transparencia y equidad, a través de la acción del CENAMEP AIP, actuando como el Laboratorio Nacional de Referencia para Magnitudes Eléctricas, declarado como tal por la Autoridad Nacional de los Servicios Públicos (ASEP).

4. METODOS Y RESULTADOS

El patrón de potencia eléctrica de alta exactitud de nuestro centro se desarrolló durante tres etapas:

- Etapa de programación
- Etapa de montaje y configuración de los equipos
- Etapa de prueba y validación

La etapa de programación fue desarrollada en su totalidad utilizando el software de programación gráfica LabVIEW de National Instrument, iniciando con la transcripción del programa en BASIC del algoritmo básico de Swerlein a LabVIEW, aplicando algunas modificaciones al mismo. Posteriormente se utilizó LabVIEW y la ayuda de MatLAB en el procesamiento de los datos, para implementar la versión extendida del algoritmo de Swerlein mediante el cual se facilita el cálculo de la potencia eléctrica.

Previo al cálculo de la potencia, se realizaron diversos ensayos para lograr la sincronización de ambos multímetros 3458 A.

La segunda etapa, montaje y configuración de los equipos inicia con la adquisición de dos equipos, el divisor inductivo de tensión y el convertidor de corriente a tensión con resistencia patrón incorporada, ambos equipos marca CONIMED. En esta etapa se logra el acople en cuanto al software y hardware se refiere, lo cual permite ajustar algunos detalles del programa en búsqueda de su óptimo funcionamiento.

En la etapa de prueba y validación, se abarcan las conexiones entre los equipos que conforman el sistema de medición de nuestro patrón de potencia eléctrica, resaltando la ubicación de la tierra para el circuito de corriente, en el equipo que presentó menor caída de potencial.

Por otro lado la validación del software se desarrolla mediante un ejercicio de comparación con el Instituto nacional de tecnología industrial (INTI). En la Fig. 2, se observa los equipos que conforman el sistema de medición del patrón de potencia eléctrica del CENAMEP, junto a los metrologos encargados del desarrollo del proyecto.



Fig. 2 Los autores y los equipos que componen el patrón de potencia eléctrica PPEAE.

Las pruebas iniciales realizadas con el patrón de potencia arrojaban una dispersión en los resultados de las mediciones alrededor de 50ppm. Una revisión en las conexiones entre los equipos que conforman el sistema de medición, aunado a la mejora de la toma a tierra del laboratorio de electricidad (lugar donde se practicaban los ensayos), permitió la disminución del desvío medio estándar de los resultados hasta unas 18 ppm. En la Tabla 1 y 2 se aprecia la mejora en la desviación de los resultados luego de optimizar las conexiones y la toma a tierra del laboratorio. Las mediciones presentadas corresponden a la calibración del patrón de trabajo de energía y potencia eléctrica del CENAMEP, de clase 0.02%.

Luego de mejorar las desviaciones que presentaba el patrón de potencia eléctrica en sus mediciones, el siguiente paso corresponde en lograr la validación del programa, en cuanto a este punto, la validación se encuentra desarrollada en un 50%, ya que en marzo del presente año se realizó en Panamá una primera comparación con el INTI, empleando como referencia su patrón de potencia viajero C1-2. Actualmente se está a la espera de la emisión de los resultados por parte

del INTI, con los cuales poder ultimar detalles del sistema de medición.

Tabla 1. Desviación estándar obtenida antes de las modificaciones hechas al programa. Se observa una gran variación del Error, entre 4 y 111 ppm

Primera Medición Realizada Contra el PRS200.3					
Tensión [V]	Corriente [A]	Angulo [°]	Error [ppm]		Std [ppm]
120	0.25	0	-101	±	44
120	0.25	60	-87	±	49
120	0.5	0	-48	±	17
120	0.5	60	-139	±	30
120	2.5	0	-23	±	15
120	2.5	60	18	±	26
120	5	0	-29	±	12
120	5	60	70	±	13
120	10	0	4	±	16
120	10	60	111	±	11

Tabla 2. Desviación estándar obtenida después de las modificaciones hechas al programa.

Segunda Medición Realizada Contra el PRS200.3					
Tensión [V]	Corriente [A]	Angulo [°]	Error [ppm]		Std [ppm]
120	0.25	0	-63	±	13
120	0.25	60	-93	±	18
120	0.5	0	-33	±	13
120	0.5	60	-66	±	12
120	2.5	0	-41	±	10
120	2.5	60	-5	±	12
120	5	0	-45	±	7
120	5	60	24	±	10
120	10	0	6	±	10
120	10	60	88	±	11

5. CONCLUSIONES

Las pruebas prácticas y comparaciones efectuadas hasta el presente son promisorias, ya que se ha logrado mejorar el desvío de las mediciones del PPEAE desde un valor inicial 50 ppm a un desvío medio estándar por debajo de 18 ppm. Hablamos de promisorias ya que falta realizar una mayor cantidad de pruebas en diversos puntos de corriente y tensión, los cuales permitirán caracterizar de forma completa el sistema de medición que conforma nuestro futuro PPEAE. Adicionalmente queda por validar los errores correspondientes a la referencia del INTI, utilizada como patrón de potencia eléctrica, y adicionalmente pretendemos realizar intercomparaciones con otros INM que actualmente desarrollan o han desarrollado otros proyectos similares. Todo lo anterior está enfocado en la alta exactitud que se pretende alcanzar en las mediciones de potencia eléctrica, mejor que 50 ppm, tal como se había propuesto en este Proyecto, y así poder considerar el PPEAE, como el futuro Patrón Nacional de Potencia Eléctrica de la República de Panamá.

6. REFERENCIAS

- [1] G. A. Kyriazis "Extension of Swerlein Algorithm for AC Voltage Measurement in the Frequency Domain" *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 52, NO.2, April 2003.
- [2] R. L. Swerlein, "A 10ppm accurate digital AC measurement algorithm," in *Proc. NCSL Workshop, 1991, pp. Measurements.*
- [3] G. A. Kyriazis and R. L. Swerlein, "Evaluation of uncertainty in AC voltage measurement using a digital voltmeter and Swerlein's algorithm," in *CPEM Dig., 2002.*
- [4] E.Tóth and A.Ribeiro Franco, "Power and Energy Reference System, Applying Dual- Channel Sampling" *.IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol 54, NO. 1, February 2005.
- [5] E.Tóth and A.Ribeiro Franco, "Power and Energy Reference System, Applying Dual- Channel Sampling" *.IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol 54, NO. 1, February 2005.
- [6] G. Kyriazis, "An algorithm for accurately estimating the harmonic magnitudes of periodic arbitrary signals using asynchronous sampling", *CPEM Digest, 2004.*
- [7] Agilent Technologies, "3458A Multimeter User's Guide". Edition 4 Copyright © 1988, 1992, 1994, 2000 Agilent Technologies, Inc. All rights reserved.