

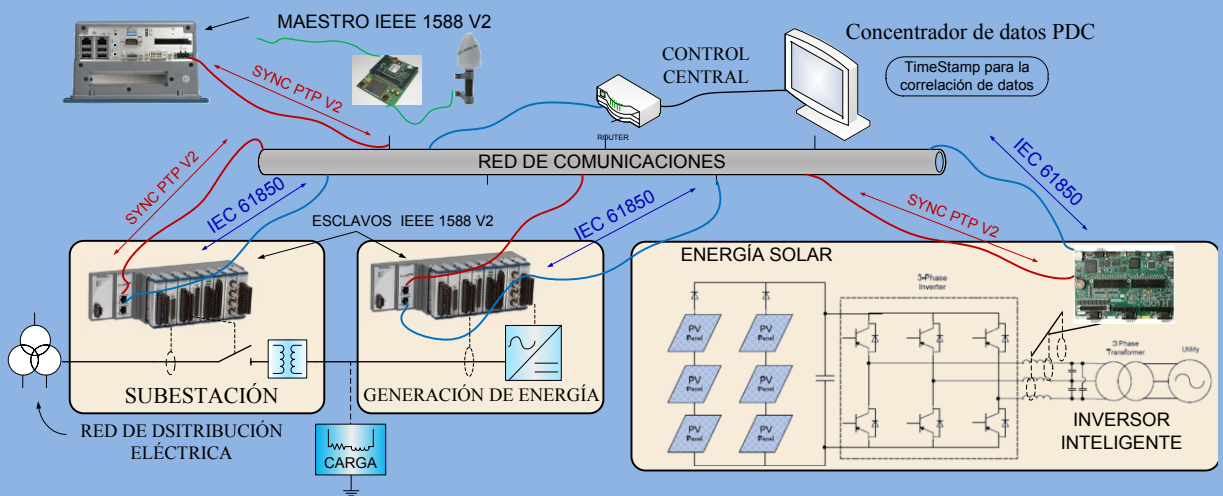


Aplicación de Técnicas de Sincronismo para Sistemas de Medida Distribuidos y Desarrollo de un Medidor Fasorial basado en el protocolo IEEE1588.

MEMORIA DE LA TESIS DOCTORAL

Presentada por

VÍCTOR PALLARÉS LÓPEZ



Dirigido por:

Antonio Moreno Muñoz

Juan José González de la Rosa

Córdoba, Junio 2012



Universidad de Córdoba

Departamento de
Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica

TÍTULO: *Aplicación de Técnicas de Sincronismo para Sistemas de Medida*

Distribuidos y Desarrollo de un Medidor Fasorial basado en el protocolo IEEE1588

AUTOR: *Víctor Pallarés López*

© Edita: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Córdoba. 2012
Campus de Rabanales
Ctra. Nacional IV, Km. 396 A
14071 Córdoba

www.uco.es/publicaciones
publicaciones@uco.es

TESIS DOCTORAL

APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE SINCRONISMO PARA SISTEMAS DE MEDIDA DISTRIBUIDOS Y DESARROLLO DE UN MEDIDOR FASORIAL BASADO EN EL PROTOCOLO IEEE1588.

AUTOR: VÍCTOR PALLARÉS LÓPEZ.

Dirigido por : ANTONIO MORENO MUÑOZ Y
JUAN JOSE GONZALEZ DE LA ROSA.



TÍTULO DE LA TESIS: Aplicación de Técnicas de Sincronismo para Sistemas de Medida Distribuidos y Desarrollo de una Unidad de Medida Fasorial basada en el protocolo IEEE-1588.

DOCTORANDO: Víctor Pallarés López

INFORME RAZONADO DE LOS DIRECTORES DE LA TESIS

El doctorando **Víctor Pallarés López** ha realizado satisfactoriamente y en los plazos previstos, el trabajo de investigación que se presenta en esta memoria de Tesis: **Aplicación de Técnicas de Sincronismo para Sistemas de Medida Distribuidos y Desarrollo de una Unidad de Medida Fasorial basada en el protocolo IEEE-1588.**

Esta tesis se sitúa en el ámbito de la medida y estudio del tiempo. Comienza con unos primeros trabajos dedicados a la caracterización de osciladores y se extiende en la sincronización de medidas distribuidas, aspecto tan importante para las emergentes Smart Grids. En esto, el doctorando ha realizado un estudio extensivo y pormenorizado de la norma de Sincrofasores y del protocolo PTP para la sincronización de sistemas de medida y control distribuidos. Ha realizado una amplia labor experimental en la que ha investigado entre distintas tecnologías la compatibilidad con el protocolo de sincronismo PTP y ha analizado experimentalmente la precisión y estabilidad de la fuente de sincronismo. Para la validación de los resultados ha utilizado un Instrumental especializado que actúa como patrón de tiempo-frecuencia, como maestro de sincronismo PTP y como medidor de la precisión del sistema bajo prueba. Para desarrollar esta labor ha seguido estrictamente un procedimiento de trazabilidad incluido en la memoria. Además, ha desarrollado diversas herramientas software para la coordinación de los diferentes ensayos desarrollados en el laboratorio de instrumentación electrónica, según lo exigido por la rigurosa normativa de Sincrofasores.

Como consecuencia de este trabajo han surgido una dilatada colaboración entre *Telvent Energía S.A.* y la *Universidad de Córdoba*, al hilo de los siguientes proyectos:

- AVANDIS. Infraestructuras Avanzadas DA/DSM para una Gestión eficiente de Redes de Distribución. PROFIT-330100-2005-179.
- SEPIC, "Sistemas Empotrados para Infraestructuras Críticas" TSI-020100-2008-258 Avanza I+D.
- TASA, Técnicas Avanzadas para Sistemas Activos, TSI-020100-2010-484. MITYC: Acción Estratégica de Telecomunicaciones y Sociedad de la Información (PN2008-2011).

Como puede observarse, estamos ante una tesis inusual, tanto por la extensión en el tiempo de la misma, como por la veteranía del doctorando, que es profesor universitario. Así, nada hubiera sido posible sin los profundos conocimientos que el doctorando tiene en Instrumentación Electrónica. El éxito logrado queda reflejado además de por lo publicado en las revistas, por las invitaciones recibidas tanto para congresos como para libros.

Por todo ello, a nuestro juicio, reúne los requisitos necesarios exigidos para optar al grado de Doctor.

Córdoba, 7 de Junio de 2012

Firma de los directores

Fdo. Antonio Moreno Muñoz

Fdo. Juan José González de la Rosa

En la actualidad se debate a nivel científico la necesidad de una evolución conceptual y tecnológica de la red eléctrica. En este nuevo marco de trabajo se define el concepto de red inteligente “Smart Grid”. Esencialmente se plantea una red activa, dotada de inteligencia, con autonomía que tenga la capacidad de reconfiguración según las necesidades locales y que mejore los tiempos de restablecimiento del suministro incrementando la eficiencia energética en general.

Por tanto, la principal motivación que me ha conducido a la elección de este tema, ha sido la creciente preocupación mundial por favorecer la evolución de estos sistemas hacia una gestión energética inteligente. Esta motivación ha propiciado la aparición de nuevas líneas de investigación que facilitan a la comunidad científica el desarrollo de sistemas experimentales para que intervengan en la generación, el transporte y la distribución de la energía de forma eficiente, garantizando el suministro con la intervención de sistemas más inteligente que trabajen de forma coordinada. Uno de los aspectos técnicos más importantes para conseguir este objetivo es mantener una sincronización de forma permanente entre todos los dispositivos. La creciente integración de protocolos para la comunicación basados en Ethernet y que han sido desarrollados para todo tipo de aplicaciones industriales ha conducido a la aparición de un protocolo con capacidad de sincronización precisa y sin la necesidad de integrar un GPS en cada uno de los puntos de supervisión y control.

El análisis del Protocolo PTP “Precisión Time Protocol” ha sido el principal objetivo de mis trabajos de investigación. La adaptación del protocolo para su uso alternativo y el desarrollo de procedimientos experimentales para verificar si cumple con las expectativas. Mis trabajos están orientados hacia una línea de investigación que permita integrar este protocolo en todo tipo de sistemas diseñados para la monitorización, control y protección de las redes eléctricas. Esta alternativa con IEEE 1588 ha adquirido protagonismo porque puede mantener una única fuente de sincronismo de alta calidad con GPS para un gran número de sistemas encargados de monitorizar y gestionar la red de suministro

Uno de los sistemas más avanzados es la Unidad de Medida Fasorial (PMU) “Phasor Measurement Unit” o sincrofasor. Estos medidores permiten determinar la estabilidad de la red eléctrica en una zona geográfica muy amplia con una exactitud del orden de un microsegundo. Por tanto, la sincronización de estos sistemas es clave para la vigilancia, protección, control y estimación de estado en sistemas de potencia. El segundo gran objetivo ha sido el diseño de una PMU experimental alternativa con sincronismo PTP.

Por tanto, los objetivos de la tesis se concretan en el estudio de los procedimientos de sincronización y medida incluidos en la norma de Sincrofasores, en el estudio del protocolo PTP para la sincronización de sistemas de medida y control distribuidos, en la selección de varios dispositivos comerciales compatibles con el protocolo PTP y en el desarrollo varios procedimientos experimentales para medir la exactitud y estabilidad alcanzada por cada uno de los dispositivos trabajando como esclavos PTP. Puesto que este procedimiento de medida necesita un patrón de referencia para la validación de los resultados utilizo un Instrumental especializado.

Finalmente los estudios de las dos normas y los análisis de estabilidad me han permitido evaluar la integración del protocolo en un sistema embebido. Los ensayos finales me han permitido evaluar la viabilidad del sistema propuesto.

SUMMARY IN ENGLISH

Smart Grids represents an opportunity to fundamentally improve the energy industry through optimization, reliability and efficiency. With the implementation of advanced technologies such as smart metering, distribution automation and smart appliances, the consumer monitors and controls energy usage. Keys to the smooth operation of the Smart Grid are performance and accuracy. Reliable synchronization techniques are essential in ensuring performance and accuracy criteria are met and maintained. Smart Grid encompasses a myriad of complex devices, which are required to seamlessly work with one another.

Synchronized Phasor Measurement Units (PMUs) are a key element of monitoring, protection, control and state estimation applications in power systems. PMUs deliver precisely time synchronized (IEEE 1588-2008) values of voltage and current phasors and other power system related quantities like frequency, breaker positions etc. to a central data processing system, known as a Phase Data Concentrator (PDC). Each PDC collects the phasor measurement results of a certain area. Finally, the data of the entire power network are made available to a central management system PDC. Due to the microsecond accuracy and the high sampling rates 10 to 50 per second of the measurements, the system is able to capture and represent the dynamic behavior of the power network.

This demand has given rise to new lines of research to find alternatives to distributed synchronization maintaining the level of equipment quality but lower cost. The alternative with IEEE 1588 has gained prominence. We maintain a single source of high quality sync GPS for a large number of systems managers to monitor and manage the grid. The number of computers and the quality of each of the quartz oscillators for maintaining the local synchronism is not a problem. The PTP protocol allows continuously synchronizes local clocks and prevent loss of stability in the medium to long term. In this line, several researchers have been devoted to the study of Synchronized Measurement Techniques (TMS) specially oriented distributed applications [1-3] in the field of electrical networks.

Synchronized phasor measurements are addressed in the following international standards: IEEE C37.118 and IEC 61850. These standards state; phasor angles must be measured relative to UTC with an accuracy of $\pm 26 \mu\text{s}$.

The work done in this thesis are directed to the study protocol (PTP) "Precision Time Protocol" and its possible integration in the systems responsible for energy management. In developing this thesis I had to work with two versions of the standard, that of 2002 (IEEE 1588 v1) and defined in the 2008 (IEEE 1588 v2). In particular most of the trials included in the thesis let me check if feasibility of their integration into the PMUs. The IEEE standard C37.118-2005 clearly specifies the maximum allowable error phase measurements. In the thesis I have followed carefully the specifications and the findings are related to the results obtained in reference to the standard.

PUBLICACIONES

He incluido todas las publicaciones relacionadas con los trabajos desarrollados para la tesis doctoral. Están organizadas cronológicamente. Las contribuciones a congresos están identificadas con el código DOI. Las contribuciones a revistas o libros se pueden identificar con una referencia Web. En los ANEXOS se pueden consultar ampliamente.

A) Publicaciones procedentes de contribuciones a revistas y libros 2012

Synchrophasor for Smart Grid with IEEE 1588-2008 Synchronism.

Revista: “Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)” especializada en Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

Autores: Pallares-López, V., Moreno-Muñoz, A., de La Rosa, J.J.G., Redondo, M.G., Real-Calvo, R., García, I.M., de Castro, A.G., Pérez, F.D

Índice de impacto según JCR de ISI Web 2010: 0.224

Área temática en la Base de D.: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

Lugar que ocupa/Nº de revistas del Área temática: 220/247

Fecha de publicación: Enero 2012. Vol. 88, Número 1 A, Páginas 31-36.

ISSN 0033-2097. Referencia: pe.org.pl/articles/2012/1a/6.pdf.

Deterministic Ethernet Synchronism with IEEE 1588 Base System for Synchrophasor in Smart Grid and Integration in IEC 61850 Standard

Autores capítulo 9: Víctor Pallares-López, A. Moreno-Muñoz, M. González-Redondo, R. Real-Calvo, I. M. Moreno-García and Juan José González de la Rosa.

Libro: Communication and Networking in Smart Grids.

Autor del Libro: Yang Xiao, The University of Alabama, Tuscaloosa, USA

Páginas: 195–215. Fecha de publicación: 25 de Abril 2012 con 325 páginas.

Editorial: CRC Press (Taylor and Francis Group).

Referencia: <http://www.crcpress.com/product/isbn/9781439878736>

Print ISBN: 978-1-4398-7873-6.

eBook: ISBN: 978-1-4398-7872-9: Id. Digital: [10.1201/b11897-12](https://doi.org/10.1201/b11897-12)

Embedding Synchronized Measurement Technology for Smart Grid development.

Revista: IEEE Transactions on Industrial Informatics.

Autores: Pallares-López, V., Moreno-Muñoz, A., de La Rosa, J.J.G., Redondo, M.G., Real-Calvo, R., García, I.M.

Índice de impacto según JCR de ISI Web 2010: 1.627

Área temática en la Base de D.: ENGINEERING, INDUSTRIAL

Lugar que ocupa/Nº de revistas del Área temática: 9/38

Fecha de publicación: 2012. Aceptado en proceso de publicación.

B) Publicaciones procedentes de contribuciones a congresos 2011

Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid.

Congreso: “2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)”.

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; García, I.M.; de Castro, A.G.; Pérez, F.D.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 7 de Julio 2011. Páginas: 22 - 27.

E-ISBN: 978-1-4244-8805-6. Id. digital: [10.1109/CPE.2011.5942201](https://doi.org/10.1109/CPE.2011.5942201).

Synchrophasor integration in IEC 61850 standard for SmartGrid and synchronism with PTP-base system.

Congreso: “2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)”.

Autores: Pallares-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; García, I.M.; de Castro, A.G.; Pérez, F.D.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 4 de Agosto 2011. Páginas: 1507 - 1512.

E-ISBN: 978-1-4244-8755-4. Id. digital: [10.1109/ICIEA.2011.5975829](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2011.5975829).

Synchronism with Software-Based IEEE 1588–2008 for Smart Grid.

Congreso: “2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)”.

Autores: Pallares-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; Moreno-García, I.M.; Flores Arias, J.M.; de Castro, A.G.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 18 de Agosto 2011. Páginas: 1237 - 1242.

E-ISBN: 978-1-4244-9311-1. Id. digital [10.1109/ISIE.2011.5984335](https://doi.org/10.1109/ISIE.2011.5984335).

C) Publicaciones procedentes de contribuciones a congresos 2010.

An experimental IEEE1588-BASED system for synchronized phasor measurement in electric substation.

Congreso: “2010 the 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)”.

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Muñoz, A.; Torrellas, M.P.; García, I.M.M.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 23 de Julio 2010. Páginas: 942 - 947.

E-ISBN: 978-1-4244-5046-6. Id. digital: [10.1109/ICIEA.2010.5515698](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2010.5515698)

IEEE1588-based system for synchronized PMUs and protective relaying functions.

Congreso: “2010 International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)”

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Muñoz, A.; de la Rosa, J.J.G.; Real-Calvo, R.

Fecha de publicación: 9 de Agosto 2010. Páginas: 593 – 598.

E-ISBN: 978-1-4244-7919-1. Id. digital: [10.1109/SPEEDAM.2010.5542201](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2010.5542201)

D) Publicaciones procedentes de contribuciones a congresos y revistas **2006**.

Sistema para el estudio de la acción conjunta de diversos tipos de ruido sobre la Estabilidad de Osciladores de Precisión en sistemas electrónicos.

Congreso: TAE 2006

Autores: V. Pallarés, J.J.G.de la Rosa, A. Moreno, M.J. González.

Sesión 4B. Instrumentación electrónica III

F. Digital Object: [tace:congreso-2006-1047](https://doi.org/10.1109/tace.congreso-2006-1047).

Referencia: <http://tace.euitt.upm.es/Congresosv2/2006/papers/2006S1M02.pdf>

Fecha: Julio 2006.

Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets.

Revista: “Measurement: Journal of the International Measurement Confederation”

Autores: González de la Rosa, J.J., Moreno, A., Lloret, I., Pallarés, V., Liñán, M.

Fecha de publicación: August 2006, Volumen 39, número 7, Páginas 664–673.

E-ISBN: 978-1-4244-7919-1. Id. digital: [10.1016/j.measurement.2006.01.001](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2006.01.001)

Procesos de ruido interno en los circuitos electrónicos. Técnicas de computación de la estabilidad de la frecuencia

Autores del Libro: Jesús Ramírez Macho, I. Lloret, A. Moreno, M. Liñán, V. Pallarés, J. M. Górriz, C. G. Puntonet.

Fecha de publicación: 20 de Septiembre del 2006 con 84 páginas.

Editorial: Servicio de publicaciones de la Universidad de Cádiz.

http://serviciopublicaciones.uca.es/tienda_publicaciones.php/productos/show/id/150

Print ISBN: 978-84-9828-031-9.

RESUMEN PUBLICACIONES

Mis primeros trabajos de investigación se centraron en el estudio de la inestabilidad en frecuencia de los osciladores y este estudio derivó en el desarrollo de un entorno en Matlab para modelar el ruido en función de la Ley de Distribución Espectral de Potencia, analizar su comportamiento con la varianza de Allan y generar ruido con modelos autorregresivos mediante estimación paramétrica. Esta actividad quedó reflejada en varias publicaciones en el 2006. Concretamente en el ANEXO-J está el artículo presentado en el TAEE2006. En este trabajo explico el procedimiento para la generación de ruido en función del modelo y evalué el comportamiento del algoritmo cuando se ejecuta en un procesador digital de señal. La base teórica para la estimación del ruido y el análisis de su influencia con la varianza de Allan está publicada en un artículo de la revista "Measurement" [4] ANEXO-I. Finalmente estos trabajos han permitido publicar en la universidad de Cádiz el libro "Procesos de ruido interno en los circuitos electrónicos. Técnicas de computación de la estabilidad de la frecuencia".

El resto de las contribuciones están relacionadas con el núcleo central de la tesis doctoral dedicado a la aplicación del protocolo IEEE1588 para la sincronización distribuida de Unidades de medida fasorial norma IEEE C37.118.

Las contribuciones en el año 2010 están basadas estrictamente en la primera versión del protocolo IEEE 1588 v1 definido en el 2002. El resto de contribuciones incluyen fundamentalmente los resultados con la versión V2 definida en el 2008. En algunas publicaciones del 2011 comparo los resultados experimentales con la PTP V1. La segunda versión de la norma V2 es la que está vigente actualmente.

Por tanto, los trabajos del 2010 inciden en la aplicación de un nuevo Sistema de Medición Sincronizada (SMT) denominado "Precision Time Protocol". Surge como una evolución de los existentes NTP y SNTP con topología Maestro-Esclavo. Sigue utilizando la red Ethernet como medio para recuperar la estabilidad de los relojes pero en niveles de precisión cercanos al submicrosegundo. Para la tesis he desarrollado una metodología para analizar experimentalmente los niveles de estabilidad alcanzables con este protocolo integrado en diversas tecnologías [5, 6]. Los test me han permitido verificar si es posible aplicar este protocolo al estándar IEEE C37.118 par Unidades de Medida Fasorial o "*Sincrofasores*".

En las dos publicaciones del 2010 incluyo los primeros ensayos para la sincronización de los sistemas de medidas con el protocolo PTP v1-2003. Utilizo varias tecnologías para los sistemas que actúan como esclavos en la red de sincronismo distribuida. El sistema propuesto contribuye a la correcta correlación de las capturas realizadas con varios medidores basados en la arquitectura de Procesadores Digitales de Señal. Estos micros actúan como Unidades experimentales para Medida Fasoriales. Se siguen estrictamente las especificaciones técnicas de la normativa para sincrofasores. El sistema Experimental Basado en PTP incluye dos tecnologías, una tarjeta NI PCI-1588 actuando como Maestro-PTP y los microcontroladores LM3S8962 actuando como Esclavo-PTP [6]. En definitiva analizo la magnitud del error y la estabilidad del pulso por segundo (PSS) de cada uno de los esclavos con relación al equipo que actúa como maestro. Posteriormente se estima la repercusión que tiene el error para medidores fasoriales. Los ensayos están supeditados a un volumen de tráfico similar al tráfico generado por varias Unidades de Medida Fasorial trabajando en un régimen de comunicaciones similar al establecido por la norma de sincrofasores. Los procedimientos seguidos están ampliamente documentados en el Capítulo-5.

Las publicaciones del 2011 incluyo los ensayos y los resultados experimentales con la norma IEEE 1588-2008 V2 y hago especial hincapié en la viabilidad de su integración en sistemas de medida y control para Smart Grids [7]. Esa integración es posible si los estándares futuros lo contemplan. Una evidencia de este proceso de integración lo tenemos en la evolución de la norma IEC61850 [8]. Creo que es de vital importancia destacar el nivel de vigencia de los trabajos que he desarrollado en la tesis incluyendo las referencias a los trabajos que están desarrollando determinados comités internacionales para confluir en un estándar único de comunicaciones. La principal prueba es la sección IEC 61850-90-5 para la transmisión de la información en base a la experiencia adquirida con la norma de sincrofasores IEEE C37.118.

En la contribución presentada en el CPE2011 [9] destaco el proceso de armonización de la norma IEEE C37.118 con la IEC61850 principalmente en el ámbito de la transferencia de información entre dispositivos y en la integración con el sincronismo IEEE 1588. Se incluye una referencia técnica a la norma PC37.238 para la aplicación de IEEE 1588 v2 a los sistemas que gestionan la energía eléctrica. Concretamente en el Anexo-C se concreta en la definición de los parámetros de rendimiento para su uso en aplicaciones con la norma IEC 61850 y IEEE C37.118.

El comité científico del CPE2011 recomendó el trabajo “***Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid.***” [9] para su publicación en la revista “Electrical Review”. Esta recomendación dio lugar a una de las contribuciones principales para la tesis doctoral, el artículo “***Synchrophasor for Smart Grid with IEEE 1588-2008 Synchronism.***” [7]. Es importante destacar que según JCR de ISI el índice de impacto esta revista tiene una valoración en el 2011 de 0.224

Concretamente, este artículo es un resumen de los avances y contribuciones más significativos de la tesis doctoral. Se expone el método propuesto para la integración del protocolo PTP V2 en un sistema embebido para uso industrial y explico los tipos de ensayos realizados para determinar la calidad del método. Por otra parte se analiza la viabilidad del sistema de sincronismo para medidas en la red eléctrica y bajo el nuevo paradigma de red inteligente “SmartGrid”.

En el Capítulo-9 del libro “**Communication and Networking in Smart Grids**” [10] establezco un vínculo entre los resultados experimentales alcanzados en la tesis y una de las normativa que ha adquirido más auge en los últimos años, el estándar IEC 61850 para comunicaciones industriales. Se trata de establecer un procedimiento para el intercambio en tiempo real de información crítica con redes ethernet. Nace como un estándar para la gestión de subestaciones eléctricas pero ha ido evolucionando para actuar como enlace entre todo tipo de sistema que gestionan la generación, distribución y carga en la una red inteligente “SmartGrid” de suministro de energía.

NOMENCLATURA

- Phasor:** Un equivalente complejo de una onda coseno. El módulo complejo es la amplitud de onda cosenoidal y el ángulo complejo (en forma polar) es la onda coseno del ángulo de fase.
- PMU:** Unidad de Medición Fasorial. Un dispositivo que las muestras de voltaje analógico y los datos actuales en sincronismo con un reloj GPS. Las muestras se utilizan para calcular los fasores correspondientes. Fasores se calculan sobre la base de una referencia de tiempo absoluto (UTC), derivado de un sistema incorporado en las señales
- TVE:** Vector Total de error. Es la magnitud del error entre el valor teórico fasor de la señal medida y la estimación fasorial.
- SPM:** Mediciones de fasores sincronizados
- PDC:** Concentrador de datos fasoriales. Una unidad lógica que recoge datos de fasores.
- PPS:** Pulso por segundo. Una señal que consta de un tren de impulsos cuadrados que ocurren a una frecuencia de 1 Hz, con el flanco de subida sincronizado con UTC segundos. Esta señal se genera normalmente por los receptores GPS.
- IPMU:** Phasor Integrado de Unidad de Medida. Cualquier dispositivo que está integrado con medidas fasoriales.
- UTC:** Tiempo Universal Coordinado. UTC es el tiempo del día en el meridiano de la Tierra (0 ° de longitud).
- IRIG-B:** Formatos de tiempo de transmisión desarrolladas por el Grupo Instrumental de Inter-Range (IRIG). La versión más común es el IRIG-B, que transmite el día del año, hora, minuto y segundo una vez por segundo, más de una señal de 1 kHz transportista.
MATLAB - entorno comercial cálculo numérico y el lenguaje de programación. (Lo que veo. Descargo de responsabilidad)
- IED:** Dispositivo electrónico inteligente. Un término general que indica un dispositivo electrónico de usos múltiples típicamente asociados con el control de la subestación y la protección.
- UDP/IP:** Es un protocolo IP de bajo nivel que ofrece baja latencia de comunicación a través de Ethernet o redes afines. UDP / IP no proporciona ningún tipo de control de errores o de reenvío de los datos faltantes o mal. La solicitud tendrá que comprobar los datos para su corrección. UDP / IP sin embargo, no requiere tiempo para que el protocolo y no se bloqueará, por lo que es una buena opción para comunicaciones en tiempo real de datos.

CONTENIDO

| | |
|--|------|
| Resumen..... | I |
| Summary in English..... | II |
| Publicaciones..... | III |
| Resumen publicaciones..... | VI |
| Nomenclatura..... | VIII |
| Contenido..... | IX |
| Lista de figuras..... | XI |
| Lista de tablas..... | XIII |
| CAPITULO 1 Introducción..... | 1 |
| 1.1 Nuevo contexto para el desarrollo tecnológico de red eléctrica..... | 1 |
| 1.2 Definición del problema y alternativa..... | 2 |
| 1.3 Estabilidad de la red eléctrica..... | 4 |
| CAPITULO 2 Materiales y métodos..... | 9 |
| 2.1 Justificación en la elección del protocolo IEEE 1588..... | 9 |
| 2.2 Descripción del Protocolo IEEE 1588..... | 11 |
| 2.3 Tipo de datos asociados a PTP..... | 13 |
| 2.4 Estudio de la Calidad de la sincronización..... | 14 |
| 2.5 Estudio de la Topología de la red distribuida..... | 14 |
| 2.6 Estudio de las repercusiones en la estabilidad con PTP..... | 16 |
| 2.7 Elección del protocolo IEEE 1588 para la sincronización distribuida..... | 17 |
| 2.8 Método de sincronismo con IEEE 1588..... | 19 |
| 2.9 Elección del protocolo PTP..... | 21 |
| 2.10 Elección del GranMaster para el sincronismo con PTP..... | 22 |
| CAPITULO 3 Estudio de la Norma para sincrofasores..... | 27 |
| 3.1 Estándar para Sincrofasores e integración con IEEE 1588..... | 27 |
| 3.2 Medida de la estabilidad con sincrofasores..... | 28 |
| 3.3 Normativa IEEE C37.118-2005 para sincrofasores..... | 31 |
| 3.4 Aplicación de la norma de PC37.238 para los sincrofasores..... | 33 |
| CAPITULO 4 Análisis de la Estabilidad local de los osciladores..... | 35 |
| 4.1 Estabilidad en frecuencia de osciladores..... | 35 |
| 4.2 Características analíticas de los procesos de ruido..... | 44 |
| 4.3 Desviación en frecuencia..... | 48 |
| 4.4 Metodología para los estudios de estabilidad..... | 67 |
| CAPITULO 5 Análisis de estabilidad con PTP v1 2002 para sincrofasores..... | 69 |
| 5.1 Metodología y procedimientos..... | 69 |
| 5.2 Definición del sistema experimental Basado en IEEE 1588 v1..... | 76 |
| 5.3 Arquitectura para la PMU..... | 77 |
| 5.4 Metodología para los ensayos..... | 82 |

| | | |
|---|---|------|
| 5.5 | Método 1: Equipo experimental para los ensayos completos. | 83 |
| 5.6 | Método 2: Ensayos parciales de laboratorio..... | 84 |
| 5.7 | Método 3: Ensayos específicos de sincronismo. | 86 |
| 5.8 | Resultados experimentales | 88 |
| 5.9 | Ensayos para las rutinas de captura y procesamiento..... | 92 |
| 5.10 | Medidas y Comunicaciones: Técnicas de procesamiento, sincronismo y comunicación. | 94 |
| CAPITULO 6 Análisis de estabilidad con PTP v2 2008 para sincrofasores. | | 97 |
| 6.1 | Nuevas especificaciones para los ensayos con la IEEE 1588-2008 | 97 |
| 6.2 | Definición del sistema experimental..... | 98 |
| 6.3 | Sistema experimental basado IEEE 1588-2008..... | 100 |
| 6.4 | Método para los ensayos | 102 |
| 6.5 | Resultados experimentales | 103 |
| CAPITULO 7 Integración de IEEE1588 V2 en redes inteligentes. | | 105 |
| 7.1 | Normativas específicas para Smart Grid e integración de PTP v2..... | 105 |
| 7.2 | Comparación tecnológica entre plataformas..... | 106 |
| 7.3 | Plataforma para los ensayos..... | 110 |
| capitulo 8 CONCLUSIONES y trabajos futuros | | 117 |
| | Conclusiones con respecto a los estudios de estabilidad en frecuencia..... | 117 |
| | Conclusiones en relación a la Arquitectura | 117 |
| | Conclusiones en relación al Sincronismo | 118 |
| | Trabajos Futuros..... | 118 |
| BIBLIOGRAFÍA | | 121 |
| ANEXO-1: Calibración del XLI | | A1 |
| | Procedimiento para la calibración del instrumental..... | A1 |
| | Sincronismo con el XLI GrandMaster PTP. | A2 |
| | Calibración del Maestro-XLI y Esclavo-XLI..... | A3 |
| ANEXO A..... | | A7 |
| ANEXO B..... | | A15 |
| ANEXO C..... | | A25 |
| ANEXO D..... | | A37 |
| ANEXO E..... | | A45 |
| ANEXO F..... | | A53 |
| ANEXO G..... | | A61 |
| ANEXO H..... | | A69 |
| ANEXO I..... | | A77 |
| ANEXO J..... | | A89 |
| ANEXO K..... | | A103 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1: Representación de una red Inteligente. | 1 |
| Figura 2: Red de sincronismo PTP | 3 |
| Figura 3: Niveles de sincronismo para SDP..... | 5 |
| Figura 4: Evolución comparativa de la estabilidad en Seg. Por día..... | 9 |
| Figura 5: Precisión del sincronismo frente a distancia. | 10 |
| Figura 6: Mensajes para la sincronización PTP | 11 |
| Figura 7: Primera fase con falta de sincronismo..... | 12 |
| Figura 8: Segunda fase de sincronización | 12 |
| Figura 9: Formato de la marca de tiempo..... | 13 |
| Figura 10: Formato del Frame ethernet | 14 |
| Figura 11: El Master Clock envía su referencia de tiempo | 15 |
| Figura 12: El Maestro sincroniza múltiples Esclavos | 15 |
| Figura 13: Acción del Boundary Clock | 16 |
| Figura 14: Método para calcular el retardo de la red..... | 17 |
| Figura 15: Método para estimar el retardo de la red. | 19 |
| Figura 16: Método para simular niveles de tráfico. | 19 |
| Figura 17: Histograma en función del número de switch..... | 20 |
| Figura 18: Influencia con un nivel de tráfico. | 21 |
| Figura 19: Tráfico con Switch convencional y con 1588 | 21 |
| Figura 20: Topología ideal para máxima precisión..... | 22 |
| Figura 21: Patrón de referencia XLI GrandMaster PTP..... | 23 |
| Figura 22: Arquitectura de sincronismo del XLI..... | 24 |
| Figura 23: Definición de Fasor | 28 |
| Figura 24: Esquema con las principales funciones de la norma de Sincrofasoes | 32 |
| Figura 25: Pirámide de trazabilidad..... | 37 |
| Figura 26: Cadenas de trazabilidad para señales controladas (a) o monitorizadas (b) | 38 |
| Figura 27: Desviación típica a corto plazo..... | 40 |
| Figura 28: Resumen de todas las perturbaciones con efecto sobre osciladores..... | 41 |
| Figura 29: Osciladores de Cesio | 42 |
| Figura 30: Desfase entre dos señales. | 48 |
| Figura 31: Diferencia entre frecuencias estable e inestable..... | 50 |
| Figura 32: Diferencia entre las magnitudes y la estabilidad de la frecuencia medida. | 50 |
| Figura 33: Tipos de inestabilidad en una señal sinusoidal contaminada por un ruido | 51 |
| Figura 34: Evolución de la fase de un oscilador ideal (superior) vs. oscilador real. | 51 |
| Figura 35: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=0$ | 58 |
| Figura 36: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-1$ | 58 |
| Figura 37: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-2$ | 59 |
| Figura 38: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-3$ | 59 |
| Figura 39: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-4$ | 60 |
| Figura 40: Curva doble-logarítmica de densidad espectral de fase | 61 |
| Figura 41: Curva doble-logarítmica de las varianzas asociadas a los procesos de ruido.... | 63 |

| | |
|---|-----|
| Figura 42: Efecto de los cinco tipos de ruido. | 64 |
| Figura 43: División en función del grado de estacionaridad | 65 |
| Figura 44: Relación entre osciladores. | 66 |
| Figura 45: Estabilidad corto y medio plazo entre osciladores. | 66 |
| Figura 46: Estabilidad a corto plazo | 67 |
| Figura 47: Distribución <i>random walk</i> ($1/f^4$) | 67 |
| Figura 48: Distribución <i>flicker PM</i> ($1/f^1$) | 67 |
| Figura 49: Distribución Random Walk y Flicker PM | 68 |
| Figura 50: Efecto conuinado del ruido ($1/f^1$) Y($1/f^4$) | 68 |
| Figura 51: Función seno y coseno para el calculo de la DFT | 71 |
| Figura 52: DFT recursiva y no recursiva. | 72 |
| Figura 53: Emisor Fasorial en formato UDP Unicast. | 75 |
| Figura 54: Receptor Fasorial UDP Unicast. | 75 |
| Figura 55: Gestor del Maestro PTP y del BUS RTIS | 76 |
| Figura 56: Modelo Experimental con dos PMUs | 77 |
| Figura 57: Arquitectura de la PMU Experimental. | 77 |
| Figura 58: Adaptación al proyecto del TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK) | 77 |
| Figura 59: Parámetros de identificación del Maestro PTP..... | 78 |
| Figura 60: Configuración del Bus RTSI | 80 |
| Figura 61: Gestión del BUS RTSI para los ensayos. | 80 |
| Figura 62: Esclavo ARM..... | 80 |
| Figura 63: Arquitectura LM3S8962 para IEEE1588. | 81 |
| Figura 64: Conexión del Esclavo PTP con la PMU Experimental. | 82 |
| Figura 65: Dos esclavos LM3S8962 sincronizados con PTP. | 82 |
| Figura 66: Arquitectura para los ensayos. | 83 |
| Figura 67: Aruitectura para ensayos parciales. | 85 |
| Figura 68: Gestor del sincronismo y del BUS externo. | 85 |
| Figura 69: Arquitectura para los ensayos de sincronismo. | 87 |
| Figura 70: Modelo para las medidas de estabilidad de los Esclavos..... | 88 |
| Figura 71: Ensayo con dos Esclavos PTP | 89 |
| Figura 72: Respuesta del esclavo PCI1588 con y sin tráfico. | 89 |
| Figura 73: Respuesta del Esclavo-LM3S8962 con y sin tráfico | 90 |
| Figura 74: Respuesta de los dos esclavos con relación al Maestro XLI. | 91 |
| Figura 75: Convergencia de dos esclavos ARM..... | 91 |
| Figura 76: Método para la sincronización del muestreo..... | 95 |
| Figura 77: Método de ensayo parcial. | 95 |
| Figura 78: Sistema Experimental para los ensayos..... | 100 |
| Figura 79: Procedimiento para los ensayos de sincronismo. | 102 |
| Figura 80: Estimación de PDV durante 100 segundos..... | 103 |
| Figura 81: Fase del PPS del esclavo frente al PPS del maestro..... | 104 |
| Figura 82: Clases de sincronismo según IEC 61850-5 | 106 |
| Figura 83: Comparación entre tecnologías. | 107 |
| Figura 84: Plataforma para los ensayos. | 111 |

LISTA DE TABLAS

| | |
|--|-----|
| Tabla 1: Desviación típica de algunos dispositivos. | 20 |
| Tabla 2: Precisión en función de la tecnología. | 22 |
| Tabla 3: Características de los principales osciladores. | 43 |
| Tabla 4: Diferencias de fase para los máseres de hidrógeno. | 56 |
| Tabla 5: Distintos tipos de ruido caracterizados por las pendientes. | 57 |
| Tabla 6: Relación entre las magnitudes que caracterizan la estabilidad en los dominios del tiempo y de la frecuencia. | 61 |
| Tabla 7: Numero de Tramas en función de la frecuencia fundamental. | 74 |
| Tabla 8: Grado de exactitud para sincronismo, según tipo de conexión. | 79 |
| Tabla 9: Especificaciones de estabilidad del reloj TCXO. | 79 |
| Tabla 10: Tipos de ensayos. | 83 |
| Tabla 11: Resultado para los dos esclavos con y sin tráfico. | 90 |
| Tabla 12: Tipos de Test. | 114 |
| Tabla 13: Resultados en función de la plataforma. | 116 |

CAPITULO 1 INTRODUCCIÓN.

Actualmente se están estableciendo las bases para lograr una evolución conceptual y tecnológica de la red eléctrica. Cuando se habla de red inteligente esencialmente se plantea una red que mejorando los tiempos de restablecimiento del suministro. El objetivo es detectar con rapidez y de forma predictiva la aparición de anomalías que pueda desencadenar problemas de suministro con graves consecuencias [11]. En este nuevo contexto se están desarrollando nuevos Sistemas de Medida Distribuidos con una mayor capacidad de coordinación. En esta tesis se investiga una nueva técnica de sincronización, con una resolución semejante a la de un GPS utilizando la red Ethernet como medio de estabilización de todos los relojes. Su principal virtud es la de mantener un sincronismo único para un gran número de sistemas a lo largo de una red de distribución eléctrica.

1.1 Nuevo contexto para el desarrolla tecnológico de red eléctrica.

Cuando se habla de red inteligente o “Smart Grid” como se puede ver en la Figura-1, se plantea una red eficiente con sistemas que cooperan desde los puntos de generación de energía hasta el consumidor. Lo hace con capacidad de reconfiguración según las necesidades operativas de cada sistema que forma parte del conjunto, mejorando los tiempos de respuesta. En definitiva, estos sistemas está contribuyendo a una mayor eficiencia energética [12].

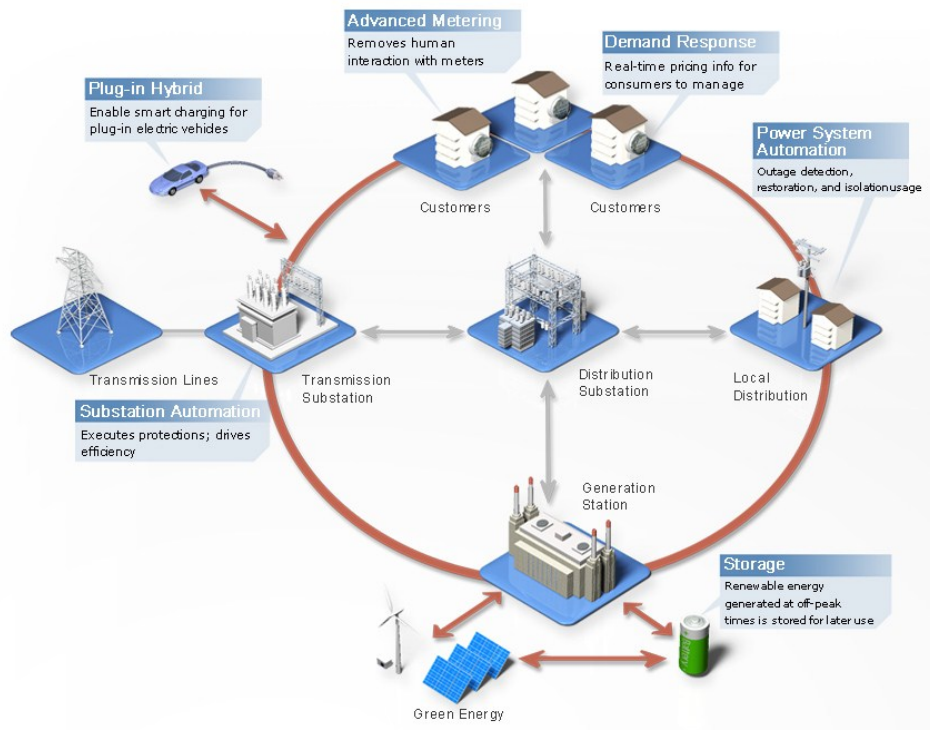


Figura 1: Representación de una red Inteligente.

Estamos, por tanto, ante un escenario que demanda un esfuerzo en el desarrollo de los llamados Sistemas Automatizados Distribuidos (SAD) para la gestión de la energía eléctrica y

que se coordinan con otros sistemas con canales de comunicación adecuados. Como se puede ver en la Figura-1 tienen que coexisten multitud de sistemas situados a lo largo de toda la red de suministro. Equipos encargados de la generación de energía, equipos de supervisión y control de las subestaciones de transformación, sistemas inteligentes encargados de un consumo eficiente y equipos especializados en una efectiva respuesta a la demanda.

Casi todos los sistemas especialmente diseñados para tareas consideradas críticas como los sistemas de control y protección de las subestaciones y de las redes de distribución están evolucionando con la incorporación de capacidades de captura y procesamiento avanzado que nos permiten identificar y diagnosticar la causa que ha originado la anomalía. Para la integración con otros sistemas de control, supervisión y protección se está desarrollando una estandarización entorno a los denominados Dispositivos Electrónicos Inteligentes (EIDs) "Electronic Intelligent Device" [1]. Concretamente la norma IEC61850 [13] trata de integrar todas las necesidades de interoperabilidad entre los sistemas encargados de la supervisión, gestión y control de la energía eléctrica. Esta norma define las necesidades de sincronización y transferencia de información en tiempo real y algunos comités internacionales han iniciado el proceso de integración del estándar de sincrofasores en la IEC61850 para infraestructuras críticas [14].

En este marco uno de los sistemas más avanzados es la denominada Unidad de Medida Fasorial (PMU) "Phasor Measurement Unit" o sincrofasores regidos por la norma IEEE Std C37.118-2005 [15] recientemente actualizadas con las C37.118.1 [16] y C37.118.2 [17]. Estos medidores permiten determinar la estabilidad de la red eléctrica en una zona geográfica muy amplia con una exactitud de microsegundos. Por tanto, la sincronización de las Unidades de Medida fasoriales (PMUs) es clave para la vigilancia, protección, control y estimación de estado en sistemas de potencia. Los valores de los fasores de tensión y corriente deben transferirse a un sistema de procesamiento de datos central, conocido como un concentrador de datos de fase (PDC). Cada PDC recoge los resultados de las mediciones fasoriales de un área determinada. Finalmente, los datos de la red eléctrica toda se pongan a disposición un sistema de gestión central PDC. Gracias a la precisión cercana al microsegundo y al número de fasores transferidos por segundo de 10 a 50 desde los medidores, el sistema es capaz de capturar y representar el comportamiento dinámico de la red de energía

Actualmente las PMUs permiten estimar la frecuencia y detectar desviaciones de fase con errores cercanos al 1us. Para alcanzar este nivel de precisión todas las PMUs utilizan la señal de un pulso por segundo (PPS) procedente de un GPS [18] [19] y estabilizan sus relojes localmente. Para mantener esta calidad, el subsistema de sincronismo tiene que ser de alta precisión y por tanto de coste muy elevado. Las nuevas tendencias hacia la gestión inteligente demandan un incremento considerable en el número de puntos de medida para una supervisión más eficaz.

1.2 Definición del problema y alternativa

Las redes de distribución energía eléctrica trabajan cada vez más cerca del límite de estabilidad. La causa fundamental es el aumento de los sistemas de generación con energías renovables y el continuo crecimiento de los sistemas de control electrónicos de potencia para la conversión de energía. Estos sistemas se encargan de una correcta transformación de la energía en función de las características de la carga. El resultado es un cambio del comportamiento estático de las redes de distribución hacia un comportamiento más dinámico. Esto exige un control dinámico de la red en tiempo real con un gran número de sistemas de Medida que determinen el grado de estabilidad de cada red en su conjunto.

Las Unidades de Medición Fasorial PMUs cumplen con los requisitos para el análisis de estabilidad de la red en tiempo real. Las medidas fasoriales con una correcta marcación del instante en el que se realiza cada medida permiten un control preciso en comparación con el procedimiento de medición estándar con RTU de los valores RMS.

Los trabajos desarrollados en la tesis se basan en un estudio técnico detallado de la norma IEEE C37.118-2005 y su evolución hacia la IEC61850-90-5 [9, 20]. Estas dos normas incluyen todas especificaciones para la sincronización, el procesamiento y transmisión de los fasores de tensión y corriente. La comunicación se puede establecer entre las PMUs y un equipo central que actúa como Concentrador de los datos Fasoriales (PDC).

Como es evidente una red eléctrica cuenta con un tendido eléctrico amplísimo. La medida de la estabilidad de toda la red se complica notablemente. La distancia y el número elevado de puntos de medida complican sobremanera la definición de un sistema de medida con un sincronismo único. Las decisiones que se adoptan en general consisten en reducir al mínimo posible el número de punto de medida y tratar de trasladar esa medida a un número amplio de nodos próximos entre sí.

Es importante mencionar que el sector de la energía utiliza actualmente un estándar de tiempo, conocido como estándar IRIG-B [21], para los registradores digitales de fallos con etiquetado de tiempo y para otros sistemas de supervisión de eventos en las subestaciones. No obstante, con los receptores según estándar IRIG-B la precisión de la sincronización es del orden de 1 milisegundo, lo cual no es suficiente para obtener mediciones precisas del sistema de distribución de energía (una tolerancia de 1 milisegundo corresponde a una incertidumbre de aproximadamente 18° en la fase). En cambio con $1\mu\text{s}$ podemos alcanzar una exactitud entorno a un ángulo de fase de $0,018^\circ$ para un sistema de 50Hz.

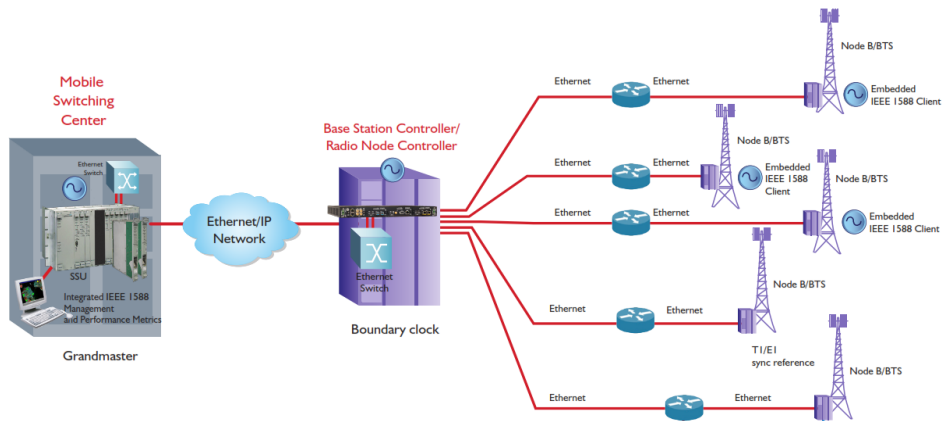


Figura 2: Red de sincronismo PTP

Una solución factible se puede conseguir como se ve en la figura combinando la tecnología GPS con la nueva tecnología de sincronismo que utiliza como medio de propagación el estándar de redes Ethernet. Se trata del protocolo de PTP 'Precision Time Protocol' conocido como estándar IEEE 1588 [22, 23]. La técnica consiste en elegir un sistema compatible con GPS y PTP situado en una posición geográfica estratégicamente elegida para que actúe como Máster de la red local de sincronismo y una serie de dispositivos embebidos y ubicados en la subnet capturando la información fasorial de la red eléctrica [5, 6]. Este sistema lo justifico con el modelo experimental propuesto para la investigación.

1.3 Estabilidad de la red eléctrica.

Uno de los elementos más importantes de los modernos sistemas de gestión de energía que actualmente utilizan las compañías eléctricas es la estimación de estado del sistema de distribución a partir de las mediciones en tiempo real [24].

El estado del sistema de distribución de energía se define como el conjunto de las tensiones de secuencia positiva, obtenidas en un momento dado, en todas las barras de la red. La tecnología de estimación de estado aplicada hoy en día se desarrolló durante los años sesenta y se basa en mediciones no sincronizadas. Esto da lugar a una ecuación no lineal que se debe resolver on-line para estimar el estado del sistema. Debido a las bajas velocidades y a las capacidades computacionales, relativamente lentas, la tecnología no podía proporcionar información sobre el estado dinámico de todo un sistema de distribución de energía.

Los ingenieros especialistas en redes han tratado siempre de supervisar ‘en tiempo real’ los ángulos relativos de fase de todas las tensiones e intensidades de la red. Esto no era posible debido a la falta de capacidad de procesamiento y a las grandes dificultades propias de la captura, coordinación y sincronización de los datos de la red. Pero las nuevas tecnologías han dado un vuelco radical a esta situación [25].

Para facilitar las cosas, los ingenieros han simplificado los modelos matemáticos que aplicaban. Para ello, han sustituido las ecuaciones diferenciales por un conjunto de fasores que representan el estado de la red en cada momento. La simplificación ha supuesto pasar las ecuaciones referidas al eje temporal usual a otro sistema de coordenadas. Así, la corriente alterna que recibimos en nuestras casas, representada por la curva de la izquierda, puede expresarse también con el diagrama de la derecha.

1.3.1 Medidas de las condiciones de estabilidad de la red

Cuando se produce una situación de inestabilidad, es muy importante tomar decisiones rápidas que limiten el daño y eviten un colapso generalizado de las tensiones del sistema, pero es mucho más eficaz contar con sistemas de monitorización que detecten las situaciones de peligro para iniciar el proceso de recuperación antes de que se alcancen las condiciones de inestabilidad. Realicemos, en primer lugar, algunas consideraciones que nos ayuden a caracterizar las situaciones de peligro para dotarnos de los detectores necesarios que activen de forma automática o manual los procedimientos de corrección. Cualquier protección de sistema (WAMS) necesita de información sobre la que basar tanto sus alertas como sus acciones y recomendaciones. La norma IEEE Std C37.118.2-2011 [17] especifica claramente la información fasorial que se tiene que transferir al equipo Concentrador de Datos para que tome las decisiones oportunas.

Una de las variables a considerar es la diferencia angular entre diferentes zonas de la red. Actúa como indicador directo del estrés a que está siendo sometida la parte del sistema considerada [15] Al ángulo existente, en condiciones estáticas, como medida del estrés en condiciones normales de operación, se le suma el derivado de los incidentes que puedan ocurrir. Cuando el ángulo aumenta, se corre el peligro de alcanzar las condiciones que deriven en la inestabilidad del sistema y en el eventual colapso de las tensiones.

En ocasiones no es posible evitar que el sistema eléctrico funcione con grandes separaciones angulares; en estas situaciones es importante monitorizar las tensiones en lugares intermedios y asegurar un margen adecuado de potencia reactiva, tanto en condiciones estáticas como dinámicas.

Otra fuente de información que puede ser utilizada como señal de debilidad del sistema o de peligro de inestabilidad es la duración de las oscilaciones que se produzcan. Aun con bajo nivel, estas oscilaciones, pueden aparecer incluso en condiciones de operación normal. Su magnitud crece con el estrés de la red; la frecuencia de estas oscilaciones depende de la inercia del sistema, en tanto que el amortiguamiento depende del estrés y de la separación angular. Estas oscilaciones, su frecuencia y su patrón de amortiguamiento pueden ser utilizados como indicadores de la proximidad de condiciones de inestabilidad [15].

También la variación de la frecuencia con el tiempo dF/dt puede ser utilizado como indicador de la presencia de determinado tipo de perturbaciones.

Los ángulos y el módulos de tensiones e intensidades es las informaciones básicas para caracterizar las condiciones de estabilidad del sistema de transporte. Pero siendo preciso, debo decir diferencias angulares en lugar de ángulos.

En definitiva, los fasores que representan las magnitudes medidas deben estar sincronizados de tal forma que los ángulos de todos ellos se hayan medido con respecto a una referencia común para que podamos establecer las comparaciones correctas. Por ello, la pieza básica de este tipo de sistemas son los Sicrofasores que proporcionan medidas sincronizadas de las diferencias angulares.

1.3.2 Exactitud en el sincronismo para Sistemas de Distribución de Potencia.

La exactitud del sincronismo [25] en el sector eléctrico depende del tipo de tarea encomendada al sistema. Como he explicado con anterioridad la energía eléctrica debe ser consumida al mismo tiempo que se genera, por tanto la generación tiene que ser continuamente equilibrada en base de la evolución de la carga. Como se puede ver en la tabla, aunque está referida a una frecuencia de 50Hz, el control de la generación de energía requiere tiempos de sincronismo de 10 ms. La memorización de eventos o fallos en la red, requiere una sincronización entorno a 1ms. Los equipos de control de estabilidad para evitar que se venga abajo los sistemas de generación, necesitan equipos con sincronización de 55,5 μ s (que equivale a $\pm 1^\circ$ de ángulo de fase para 50 Hz) y el control de la red necesite un sincronismo de un orden de magnitud de 5,5 μ s (que equivale a $\pm 0,1^\circ$ de ángulo de fase para 50 Hz).

Como la distancia entre las torres de alta tensión es más o menos de 300m, el sincronismo necesario es de 1 μ s o el periodo equivalente a una longitud de onda de 300m. Las nuevas técnicas de medida como las de las medidas con sincrofasores requieren tiempos de sincronización en referencia a las coordenadas universales de tiempo (UTC) de menos de 1 μ s que corresponde con una exactitud en base al ángulo de fase de $0,018^\circ$ para un sistema de 50Hz.

| System Function | Measurement | Time Requirement |
|-------------------------------|--------------------------------|------------------|
| Generation Control | Generator phase | 10 ms |
| Event Recorders | Time tagging of records | 1 ms |
| Stability Controls | Phase angle, $\pm 1^\circ$ | 46 μ s |
| Networked Controls | Phase angle, $\pm 0.1^\circ$ | 4.6 μ s |
| Traveling wave fault locators | 300 meter tower spacing | 1 μ s |
| Synchrophasor measurements | Phase angle, $\pm 0.022^\circ$ | 1 μ s |

Figura 3: Niveles de sincronismo para SDP.

1.3.3 Los Sincrofasores en el nuevo contexto.

La posibilidad de determinar los fasores a lo largo del sistema de distribución de energía en un momento dado ha abierto una puerta a la solución de la mayor parte de los problemas. Por lo tanto, uno de los componentes fundamentales de los sistemas de las compañías eléctricas son las unidades PMU para la medición de fasores. Las unidades PMU dependen de una señal de tiempo GPS [18] para realizar un marcado de tiempo sumamente preciso de la información del sistema de distribución de energía. Un receptor de satélite GPS proporciona un impulso de sincronización preciso, en correlación con las ABB 1/2001 59 entradas de tensión e intensidad muestreadas; en general se trata de las tensiones trifásicas en una subestación y de las intensidades de las líneas, transformadores y cargas que finalizan en la subestación. A partir de estas muestras de datos, se calculan las tensiones e intensidades de

secuencia positiva y se marcan en el tiempo, asignándoles permanentemente el microsegundo exacto en que se ha hecho la medición de los fasores. El dispositivo prepara un mensaje con la marca de tiempo y los datos del fasor en un formato definido en la norma IEEE 1344 [26], de modo que puede transmitirse a un lugar distante a través de cualquier enlace de comunicaciones que se encuentre disponible. Los datos de secuencia positiva de los fasores de todas las subestaciones provistas de dichos dispositivos se centralizan en un lugar apropiado utilizando un concentrador de datos o se intercambian entre unidades locales para realizar las aplicaciones de protección/control. La recopilación y comprobación de estas mediciones proporciona una base adecuada para crear nuevas y potentes técnicas de supervisión, protección y control de las redes de distribución de energía. Un factor fundamental a la hora de implementar el sistema es la comunicación de las mediciones con marca de tiempo al concentrador de datos.

Mientras que la base de tiempos de las unidades PMU procede del sistema GPS las comunicaciones para la transferencia de datos con el concentrador utiliza conexión Ethernet.

1.3.4 Integración con las funciones de protección

Como los equipos de protección utilizan algoritmos basados en las medidas fasoriales es natural pensar en la integración de ambos tipos de funciones en el mismo equipo [27, 28]. Se incrementa así el valor operativo de los dispositivos sin un aumento proporcional en su coste.

Cuando el sistema de potencia se encuentra en estado estable, se cumple con la ecuación y además cada uno de sus generadores se encuentra en equilibrio. En estas condiciones la frecuencia es la misma en todos los puntos de la red. Sin embargo, cuando se produce una perturbación en la red, por causa de la incidencia de un fallo o bien porque se rompe el equilibrio entre generación y consumo, la frecuencia reacciona modificando su valor y alejándose de la condición de equilibrio, pasando de un valor constante a un valor dependiente del tiempo [5].

Aun en estas circunstancias, se espera que el sistema de protección realice sus medidas correctamente; de ello depende que la red pueda recuperar sus condiciones de estabilidad. Las protecciones reaccionarán de forma que se aisle la zona afectada [29] o se produzcan los interrupciones de cargas necesarios para recuperar el equilibrio. Para hacerlo, las medidas en las que se basa su operación deben estar dentro de márgenes de error admisibles y compatibles con su aplicación.

Para poder lograr este propósito, las protecciones utilizan un sistema de muestreo adaptativo: la frecuencia de muestreo se modifica con el objeto de mantenerse como un múltiplo entero, no de la frecuencia nominal sino de la frecuencia de la red como se especifica en la norma de sincrofasores [16].

1.3.5 Motivación y resumen.

La principal motivación que nos ha conducido a la elección de este tema, ha sido la creciente preocupación mundial por evolucionar hacia una gestión energética más eficiente. Esta motivación ha propiciado la aparición de nuevas líneas de investigación que facilitan a la comunidad científica el desarrollo de sistemas experimentales para que intervengan en la generación, el transporte y la distribución de la energía de forma eficiente, garantizando el suministro con la intervención de sistemas inteligente que trabajan de forma coordinada. Uno de los aspectos técnicos más importantes para una correcta coordinación es mantener una sincronización de forma permanente entre todos los dispositivos. La creciente integración de protocolos para la comunicación basados en Ethernet desarrollados para todo tipo de aplicaciones industriales ha conducido a la aparición de un protocolo que mantiene una sincronización muy precisa sin la necesidad de integrar un GPS en cada uno de los puntos de supervisión y control. Este protocolo denominado PTP ha sido el principal objeto de mis trabajos de investigación.

La adaptación del protocolo para su uso alternativo y el desarrollo de procedimientos experimentales para verificar si cumple con las expectativas ha propiciado la aparición de nuevas líneas de investigación para el desarrollo de equipos que lo integre con un coste más reducido pero con la misma calidad. La alternativa con IEEE 1588 ha adquirido protagonismo porque mantenemos una única fuente de sincronismo de alta calidad con GPS para un gran número de sistemas encargados de monitorizar y gestionar la red de suministro. El número de equipos y la calidad de cada uno de los osciladores de cuarzo para mantener el sincronismo local no es un problema. El protocolo PTP permite sincroniza continuamente los relojes locales y evitar la pérdida de estabilidad a medio o largo plazo. En esta línea, diversos investigadores se han dedicado al estudio de Técnicas de Medición Sincronizadas (TMS) especialmente orientadas a aplicaciones distribuidas [1-3] en el ámbito de las redes eléctricas.

Para poder desarrollar un sistema Experimental que cumpla con las especificaciones he estudiado minuciosamente el estándar de sincronismo PTP y el estándar para Sincrofasores.

El capítulo-2 lo he dedicado al estudio de la norma IEEE1588 según los estándares [22, 23] y al estudio de los posibles métodos para analizar su calidad en condiciones de actuación muy semejantes a las necesarias en procesos industriales. El procedimiento está muy relacionado con el Instrumental especializado que he seleccionado para las medidas y el análisis posterior.

El capítulo-3 incluye el estudio de la normativa de sincrofasores según los estándar [16, 17, 30]. Es la pieza esencial de toda la investigación. Analizo las especificaciones técnicas que me permitan afrontar el desarrollo de una Unidad de Medida Fasorial Experimental.

En los tres capítulos siguientes analizo experimentalmente la calidad del Sistema de Sincronismo propuesto en tres fases. En el capítulo-4 analizo el método experimental para determinar la estabilidad en frecuencia de los osciladores. He incluido un estudio con los tipos de ruidos que pueden degradar la estabilidad de un reloj en función de su distribución de potencia espectral y se justifica la utilización de la varianza de Allan para el análisis de los resultados. El procedimiento de medida es aplicable al estudio de la estabilidad en frecuencia de cualquier fuente de sincronismo.

Esta metodología la aplico posteriormente en los capítulos 5 y 6 para estimar el error en frecuencia del Pulso por Segundo procedente de los esclavos sincronizados con IEEE 1588. Concretamente en el capítulo-5 está dedicado a los análisis con la primera versión de la norma la PTP v1 desarrollada en el 2002. Se incluyen análisis de la respuesta de dos PMU experimentales con el sincronismo y el procesamiento fasorial simultáneo. Todos los trabajos están realizados con el DSP TMS320C6713 con procesamiento en 32 bit en coma flotante y con el sincronismo externo procedente de dos esclavos trabajando de forma alternativa.

El capítulo-6 incluyen todos los análisis con la segunda y definitiva versión la PTP v2 desarrollada en el 2008 integrada en una plataforma embebida la NI-RIO. Desarrollé un método para generar el PPS externamente. En los ensayos se compara con el PPS del equipo actuando como maestro.

Finalmente el capítulo-7 está dedicado a analizar el procedimiento para la integración del protocolo PTP en un dispositivo IED genérico actuando como un equipo de monitorización y control en la generación o distribución de la energía eléctrica. En el capítulo-8 están las conclusiones.

1.3.6 Objetivos.

El objetivo principal de la tesis es el desarrollo de una Unidad de Medida Fasorial con sincronismo IEEE1588. Para la consecución de este objetivo he tenido que analizar:

- A nivel físico las dos tecnologías propuestas basándonos en la normativa.
- Y a nivel lógico los algoritmos para el cálculo fasorial y la estimación de la frecuencia en tiempo real. La norma nos exige capturar y procesar cada dos ciclos de la fundamental en una red trifásica.

En definitiva este objetivo principal se CONCRETA en:

- Definir el procedimiento y la metodología para analizar la estabilidad del reloj de cada uno de los sistemas de bajo prueba.
- Estudiar, seleccionar y evaluar la tecnología más adecuada para la integración del nuevo sistema de sincronismo en las Unidades de Medida Fasorial.
- Desarrollar un Esclavo-PTP adecuado a la exigencia de la norma de sincrofasores y definir la arquitectura de un Maestro-PTP para la gestión de varias PMUs simultáneamente.
- Evaluar experimentalmente el efecto de diferentes topologías de la red Ethernet, sobre la estabilidad de los Esclavos-PTP desarrollados.
- Modelar y estimar la calidad de la DFT y FFT para el cálculo de los fasores de tensión y corriente.
- Modelar y estimar la calidad de varios métodos para la medida instantánea de la frecuencia.
- Evaluar en tiempo real la ejecución de los algoritmos desarrollados. En esta fase el sistema embebido debe capturar, procesar y visualizar simultáneamente los fasores de tensión y corriente de una red trifásica.
- Estimar la calidad del medidor fasorial en base al nivel de sincronismo.

Y finalmente en base a los resultados obtenidos seleccionar una plataforma con la suficiente capacidad computacional para admitir procesamiento avanzado con la integración del sistema de sincronismo propuesto en la tesis.

CAPITULO 2

MATERIALES Y MÉTODOS.

Cuando se intenta compartir una señal de reloj entre sistemas que están situados a una cierta distancia aumenta considerablemente el coste y la configuración del sistema es mucho más compleja. En esta situación es aconsejable un sistema de sincronismo distribuido. Un ejemplo de sistema distribuido lo tenemos con los dispositivos que se sincronizan con un GPS o con un conjunto de ordenadores sincronizados con un servidor NTP. Evidentemente dentro de este grupo se encuentran los dispositivos sincronizadores con el protocolo IEEE 1588 para sistemas de medida y control. En lugar de compartir directamente una señal de reloj, estos dispositivos intercambian periódicamente información y ajustan su reloj local en función del reloj que actúa como máster.

2.1 Justificación en la elección del protocolo IEEE 1588

Todos los sistemas de medida necesitan una base de tiempos precisa y estable. Cuando analizamos los factores que influyen en una cierta inestabilidad de los osciladores encargados de mantener la señal de reloj, observamos que esa falta de estabilidad puede producir de forma local un error considerable a largo plazo. Este problema se puede agravar si pretendemos mantener una sincronización simultánea de diferentes relojes para sistemas de medida trabajando de forma distribuida.

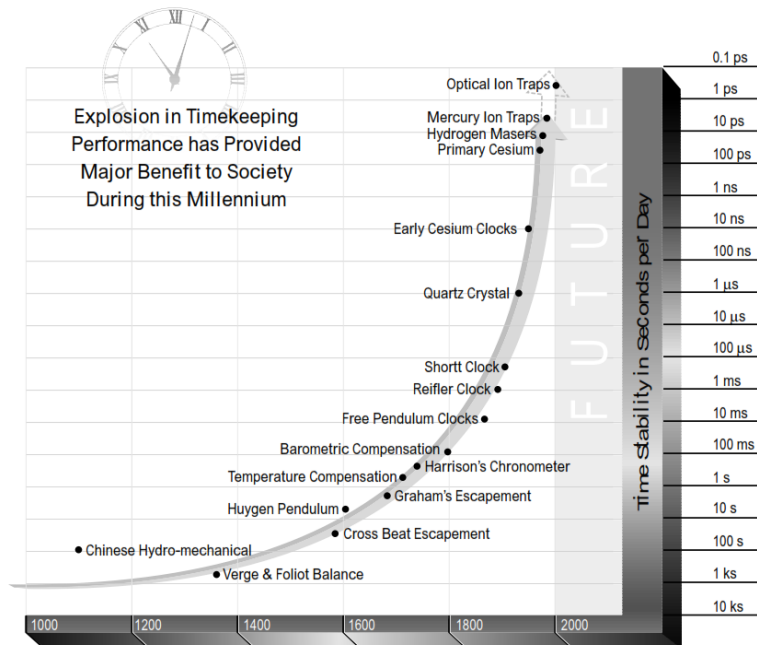


Figura 4: Evolución comparativa de la estabilidad en Seg. Por día

Los continuos avances tecnológicos han propiciado la aparición de nuevas técnicas que progresivamente han mejorado la precisión y estabilidad de las fuentes locales. En la figura se puede ver cómo ha evolucionado exponencialmente la calidad en los últimos años hasta superar los 10ps de estabilidad por día. Para la aplicación propuesta en esta tesis partimos como fuente de referencia la proporcionada por el sistema GPS basada en los relojes atómicos y que garantizan niveles de sincronismo superiores a un microsegundo.

Para un sistema distribuido la mayor dificultad radica en la red heterogénea compuesta por relojes con diferentes tipos de osciladores y por tanto con diferentes grados de estabilidad en frecuencia.

Para alcanzar este sincronismo, los dispositivos deben tener acceso directo a las señales de sincronismo o deben sincronizar su reloj individualmente para mantener una base de tiempos común para todo el sistema.

Cuando los equipos se encuentran relativamente cerca, a unos pocos metros unos de otros, compartir una señal de reloj es relativamente fácil manteniendo un alto grado de exactitud. Para un uso preciso de la señal reloj, un dispositivo debe ser calibrado para compensar los posibles retardos de propagación que se pueden producir desde la fuente de reloj al dispositivo.

Para compartir una señal de reloj hasta una distancia moderada de unos 50 metros podemos necesitar un significativo coste en cableado y en la configuración del sistema. En esta situación es necesario un sistema de sincronismo distribuido. Un ejemplo de un sistema distribuido lo tenemos con los dispositivos que se sincronizan con un GPS o un conjunto de ordenadores con un reloj interno sincronizado con un servidor NTP.

Para sincronismo distribuido hay que tener presente la relación existente entre la precisión del sincronismo y la distancia entre los nodos del sistema. Para diseñar cualquier sistema se debe tener en cuenta las limitaciones impuestas por estas variables. A medida que aumenta la distancia de transmisión es más difícil de compartir la señal entre sistemas para mantener la sincronización.

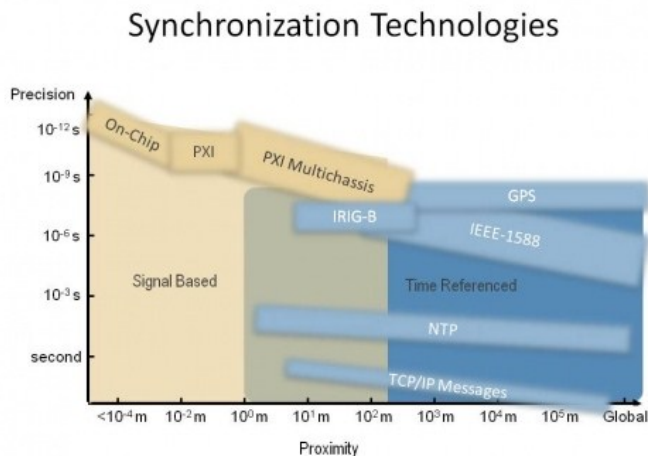


Figura 5: Precisión del sincronismo frente a distancia.

En la figura se puede ver como la distancia entre nodos degrada la señal de reloj. Por tanto a partir de un determinado límite es necesario utilizar otro método para sincronizar los relojes. Un GPS situado en cada punto no sufre degradación con la distancia. Todos los puntos toman como referencia una señal común muy precisa.

Se puede adoptar como alternativa el protocolo IEEE 1588, objeto de análisis en estos apartados. En lugar de compartir directamente una señal de reloj, estos dispositivos intercambian periódicamente información y ajustan su reloj local en función del reloj que actúa como máster.

Este proceso de sincronización de relojes de forma distribuida requiere un proceso continuo. Un reloj está compuesto esencialmente de dos partes, un oscilador y un acumulador. En teoría si dos relojes son idénticos y sus osciladores trabajan a la misma frecuencia deberían comportarse con la misma exactitud. Pero en la práctica su precisión está

limitada por los cambios provocados con el transcurso del tiempo y por los cambios de temperatura.

2.2 Descripción del Protocolo IEEE 1588

El IEEE 1588 es protocolo estándar para sincronizar relojes conectados por una red con capacidad de transferencia en modo multicast como sucede con la red Ethernet. Este estándar se nació en el 2002. Fue desarrollado para proporcionar sincronización con tolerancia a fallos entre relojes en redes heterogéneas y que requieran un ancho de banda importante.

Este protocolo es el denominado ‘Precision time protocol’ o PTP. Una red heterogénea está compuesta por relojes con diferentes tipos de osciladores y por tanto con diferentes grados de estabilidad en frecuencia.

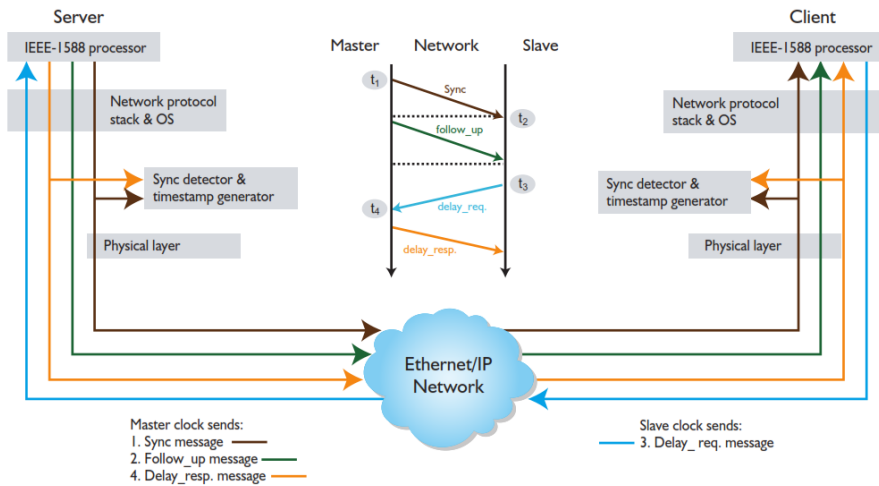


Figura 6: Mensajes para la sincronización PTP

El protocolo PTP proporciona un método de tolerancia a fallos sincronizando los relojes de todos los dispositivos participantes con respecto al reloj de mayor calidad de la red.

El protocolo ejecuta un algoritmo distribuido, llamado ‘the best master clock’ o BCM y cada reloj en la red identifica al reloj de mayor calidad. El reloj de mayor calidad es el denominado GrandMaster y sincroniza a los relojes considerados ‘slaves’ esclavos. Si el GrandMaster es eliminado o sus características cambian con respecto a otros relojes de la red, el algoritmo BCM proporciona un mecanismo por el cual todos los participantes determinan automáticamente el nuevo Máster.

El procedimiento para sincronizar el esclavo queda reflejado en la siguiente gráfica. Podemos observar como existe inicialmente una falta de sincronismo del esclavo representado por $O = \text{Offset} = \text{Clocks}_{\text{Slave}} - \text{Clocks}_{\text{Master}}$

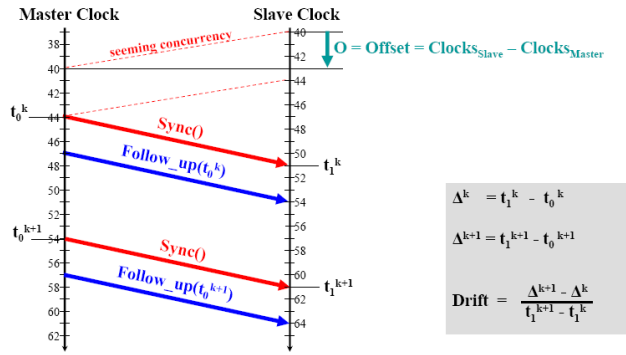


Figura 7: Primera fase con falta de sincronismo

Los esclavos se sincronizan con el GrandMaster utilizando una comunicación multicast bidireccional. El GrandMaster periódicamente envía en T_0 un paquete llamado ‘sync’ conteniendo una información temporal del GrandMaster. También puede enviar un segundo paquete denominado ‘follow up(t_0)’ con la información temporal del instante en el que el paquete ‘sync’ salió del GrandMaster. Este segundo paquete permite determinar la diferencia entre el instante donde se pretende iniciar la transmisión y el momento real donde este hecho se produce. Por ejemplo, las colisiones que aparecen en las redes Ethernet pueden retrasar el envío de paquetes afectando notablemente a la exactitud en el proceso de sincronismo. En este caso concreto como nosotros no podemos modificar el contenido del paquete de manera que refleje el retraso acumulado, se produce un desfase entre la información contenida en el paquete que envía el Maestro y el instante en el que recibe el paquete el esclavo.

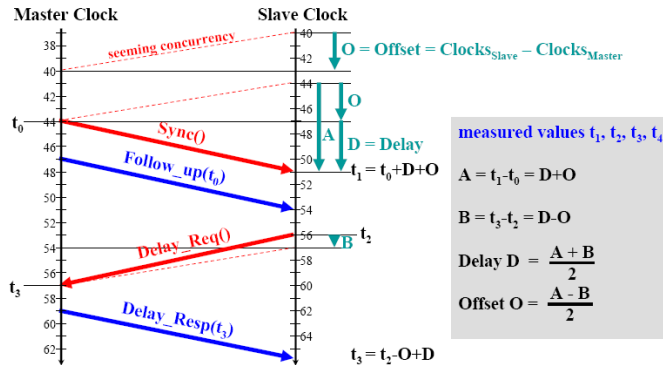


Figura 8: Segunda fase de sincronización

Es decir, el reloj esclavo recibe el paquete ‘sync’ del GrandMaster y el tiempo preciso del paquete transmitido en función de su propio reloj. Las diferencias entre los tiempos de salida T_0 y los tiempos de llegadas T_1 de los paquetes ‘sync’ es la combinación del offset del esclavo con respecto al maestro y el retaso de propagación de la red.

$$A = T_1 - T_0 = t_{\text{retraso transmisión}}^A + t_{\text{offset esclavo}}^A$$

Ajustando el reloj esclavo con respecto al offset medido en ese instante, nos permite reducir el offset entre el maestro y el esclavo a un offset en función únicamente del retaso de propagación de la red.

El protocolo IEEE1588 trabaja asumiendo que el retaso de propagación es simétrico. Esto quiere decir que el tiempo de propagación entre Maestro-esclavo y entre esclavo-Maestro son el mismo. El esclavo puede descubrir y compensar el retaso de propagación. Para llevar a cabo esta tarea el esclavo transmite un paquete en T_2 ‘delay request’ junto con la

información del tiempo preciso de partida. El ‘delay request’ es recibido por el reloj Maestro y el tiempo preciso de llegada T3 es enviado al esclavo con un paquete como contestación ‘Delay Resp(t3)’. La diferencia entre estos dos paquetes es el tiempo de propagación de la red.

$$B = T_3 - T_2 = t_{retraso\ transmisión}^B - t_{offset\ esclavo}^A$$

Con esta información y realizando un proceso repetitivo puede determinar el retraso asociado a la red. Por supuesto partiendo de la precisa de la simetría de la red:

$$t_{retraso\ medio} = \frac{A+B}{2}; t_{offset\ esclavo} = \frac{A-B}{2}$$

El protocolo PTP no incluye una implementación estándar para ajustar un reloj, únicamente proporciona un estándar para el intercambio de estos paquetes, permitiendo que dispositivos de diferentes fabricantes y con diferentes implementaciones operen simultáneamente.

2.3 Tipo de datos asociados a PTP.

Como especificamos con anterioridad la escala de tiempo está definida por el reloj que actúa como GrandMaster y esa información está representada por el siguiente formato de datos:

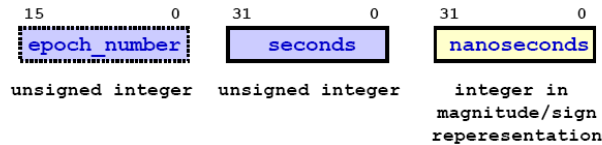


Figura 9: Formato de la marca de tiempo

El protocolo PTP tiene una referencia de inicio temporal en el 1 Enero del 1970 a las 00:00, es decir, es el punto de partida y viene representado en el campo ‘epoch_number’ por el valor 0.

La variable ‘seconds’ tiene un límite en segundos de 126 años, es decir, hasta el 1 de Enero del 2106. Los desbordamientos de la variable ‘seconds’ son contabilizados por la variable ‘epoch_number’ que tienen un límite total de 8.925.512 años.

La conversión entre formatos es la siguiente:

- PTP_seconds=NTP_seconds-2.208.988.800 + currentUTCOffset
- PTP_seconds=GPS_seconds-+ 315.964.819

Formato del protocolo PTP sobre UDP / IP / Ethernet:

- UDP Port 319: ‘Event port’ para los mensajes ‘Sync’ y ‘Delay_Req’
- Port 320: ‘general port’ para los mensajes ‘Follow_up’ y ‘Delay_Resp’

Direccionamiento multicast 224.0.1.129 para PTP-primario (Dominio por defecto)

224.0.1.130 para PTP-alternativa1 (Dominio por defecto)

224.0.1.131 para PTP-alternativa2 (Dominio por defecto)

224.0.1.132 para PTP-alternativa3 (Dominio por defecto)

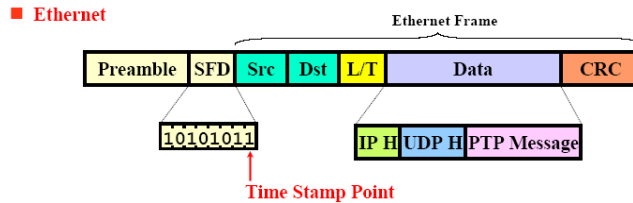


Figura 10: Formato del Frame ethernet

2.4 Estudio de la Calidad de la sincronización.

Cuando utilizamos el protocolo IEEE 1588 en una red Ethernet son varios los factores que afectan al sincronismo. Durante el tiempo que transcurre entre la transmisión de los paquetes de sincronismo, los relojes de cada uno de los esclavos se ven afectados con cambios en su frecuencia por determinados tipos de perturbaciones que afectan a la estabilidad del oscilador local. Como describiré en el Capítulo-5 estos efectos se pueden reducir con la utilización de osciladores con una alta estabilidad o acortando los intervalos de tiempo entre los paquetes encargados del sincronismo. Algunos de los osciladores más destacados son los (TCXOs) osciladores de cuarzo con control de temperatura, los (OCXOs) osciladores con control digital que proporcionan mayor estabilidad que los osciladores de cuarzo estándar y los relojes atómicos que proporcionan todavía una mayor estabilidad. Además de la estabilidad, la resolución de un reloj se puede ver afectada por la exactitud de la información del tiempo transmitida en el paquete PTP. Los dispositivos que tienen un reloj con mayor resolución son capaces de transmitir mensajes con información de tiempo con más exactitud. Por otra parte, las variaciones en los retardos de propagación de la red, causadas por 'jitter' introducidos por Hup o Switch reducen el nivel de sincronismo.

Las redes Ethernet nos permiten trabajar con un gran ancho de banda utilizando un tipo de cable y una infraestructura bastante económicas y pueden transmitir a grandes distancias. Una red Ethernet típica con IEEE 1588 nos proporciona sincronización al submicrosegundo, sobre todo cuando se utiliza una específica topología de red con dispositivos con el estándar PTP. Es importante recordar que para la medida con sincrofasores una variación de 1 milisegundo representa un error de 18° y en este caso estamos hablando de capacidades de sincronización mil veces mejores.

La decisión referente al mejor esquema de sincronismo, compartiendo fuentes de reloj o relojes sincronizados para una aplicación específica supone alcanzar un equilibrio en coste, exactitud, complejidad y requerimientos de distancia. La sincronización VXI a nivel de backplane es ideal para una exactitud muy elevada y una adquisición a alta velocidad pero está muy limitada en cuanto a la distancia entre los dispositivos. El estándar NTP con Ethernet permite sincronismo del orden de milisegundo que es adecuado para eventos que trabajan a baja velocidad con tiempos que no son críticos. El IEEE 1588 supone una importante alternativa para sistemas que requieren sincronización del orden del submicrosegundo en sistemas geográficamente distribuidos.

2.5 Estudio de la Topología de la red distribuida.

El nivel de precisión alcanzable usando el protocolo PTP depende mucho del 'jitter' que es la variación en la latencia presente en la topología de la red. La conexión punto a punto proporciona la máxima precisión. Los Hubs provocan un pequeño 'jitter'.

Para poder hablar de la topología de la red distribuida tenemos que hablar de las características de la red distribuida que actúa como soporte para el sincronismo. Concretamente hablamos de transmisiones UDP/IP multicast. Como se puede observar en la figura y basándonos en los 5 niveles iso para transmisiones tenemos el protocolo PTP representado en el último nivel. Por tanto, los paquetes con el sincronismo son transmitidos

en una red que inherentemente tiene asociados unos retrasos asociados al tráfico de cualquier tipo de información. Las velocidades de transferencias alcanzadas hoy día en una red Ethernet con esta topología son muy altas pero no dejar de ser asíncronas. En cuanto existen problemas asociados al tráfico de información como son las colisiones, el sistema preserva esencialmente la integridad de los datos a costa de determinado nivel de retraso en las comunicaciones.

En definitiva, la red actúa de forma asíncrona en las comunicaciones y el protocolo PTP trata de sincronizar de forma remota los relojes con el envío de paquetes en una red que no nos garantiza retardos deterministas. Su comportamiento, en cuanto al retardo en una red con tráfico aleatorio, es no estacionario.

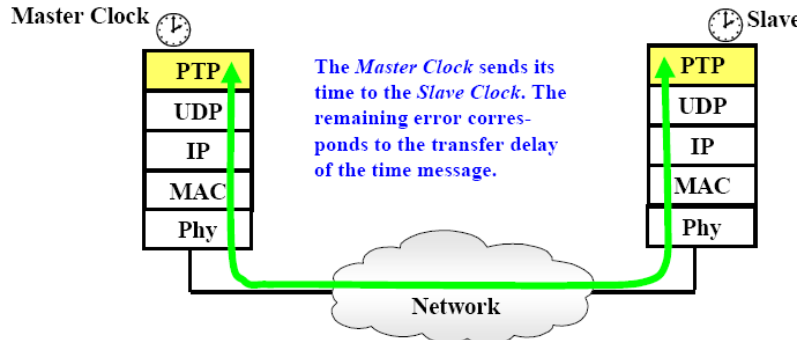


Figura 11: El Master Clock envía su referencia de tiempo

Además como se puede apreciar en la siguiente figura, los retrasos ‘jitter’ están asociados a la pila propia del protocolo y a los ‘jitter’ asociados a todos los elementos que actúan en la red como intermediarios entre ambos dispositivos. Es decir, depende en cada caso de la topología particular de la red y de los dispositivos origen y destino.

Por otra parte en una red podemos sincronizar muchos esclavos gracias a la topología multicast. Como se puede ver en la siguiente figura los paquetes con la información procedente del Máster puede llegar a todos los esclavos que lo precisen.

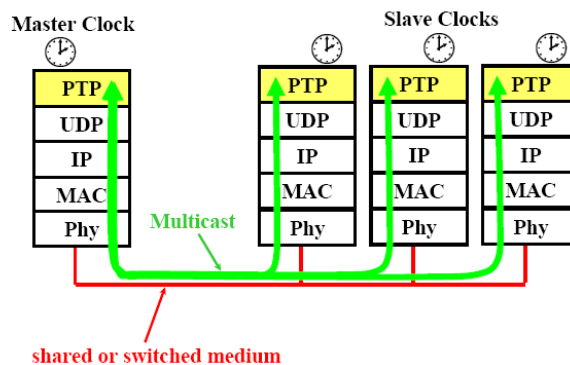


Figura 12: El Maestro sincroniza múltiples Esclavos

Existen al menos dos soluciones técnicas que nos permitirá reducir notablemente el efecto asociado a los retardos de uno de los elementos más utilizados como intermediarios en las redes como son los Switches. La primera solución consiste en sustituirlos por Switch con ‘Boundary Clock’ como se puede ver en la siguiente figura:

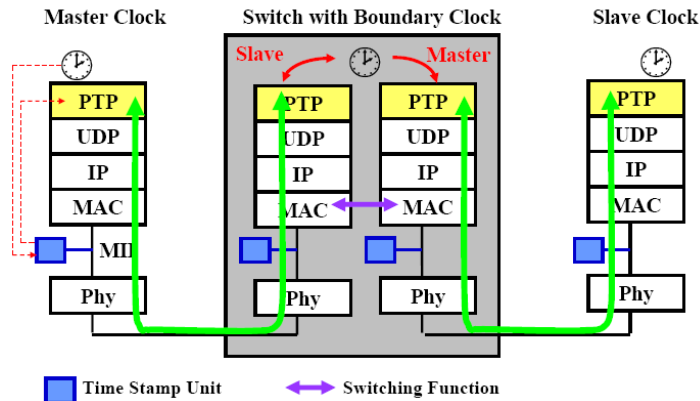


Figura 13: Acción del Boundary Clock

El **boundary clock** internamente selecciona el puerto donde ha localizado el mejor reloj y lo identifica internamente como un puerto de conexión directa a un esclavo. Este puerto se identificará como un esclavo en la correspondiente subnet. El resto de los puertos del boundary clock internamente se sincronizan a este puerto. El boundary clock define una jerarquía padre-hijo entre los relojes maestros-esclavos. El mejor reloj en el sistema es el reloj GrandMaster. Si hay caminos cíclicos en la topología de la red el algoritmo 'BMC' reduce la topología a una lógica acíclica.

Una segunda alternativa es utilizar **Switch transparentes** que resuelven el mismo problema que los boundary clock de una manera totalmente diferente. Este tipo de switch no trabaja como un nodo PTP. En lugar de eso, modifica la información del tiempo enviado con los paquetes PTP contabilizando el retraso causado por el mismo. Habitualmente, contabiliza como mucho el tiempo utilizado por el paquete 'sync' en el interior del switch y entonces modifica el tiempo el asociado al paquete 'follow up'. La utilización de switch transparentes permite a los nodos PTP actuar como si se tratara de segmentos de una red de mayores dimensiones conectadas por Hubs.

2.6 Estudio de las repercusiones en la estabilidad con PTP

Como se puede ver en la figura y según lo que he explicado en los antecedentes con respecto al protocolo PTP, el objetivo de los mensajes enviados por el maestro 'Sync' y 'Follow_up' es el de enviar una primera estimación de tiempo que será corregida con la información que acompaña al segundo mensaje con una información precisa de tiempo. Para evitar los errores por la falta de simetría en las comunicaciones el esclavo envían el mensaje 'Delay_Req' con información precisa del tiempo de envío después de la sincronización y el maestro responde con el 'Delay_Resp' con información precisa del tiempo de recepción.

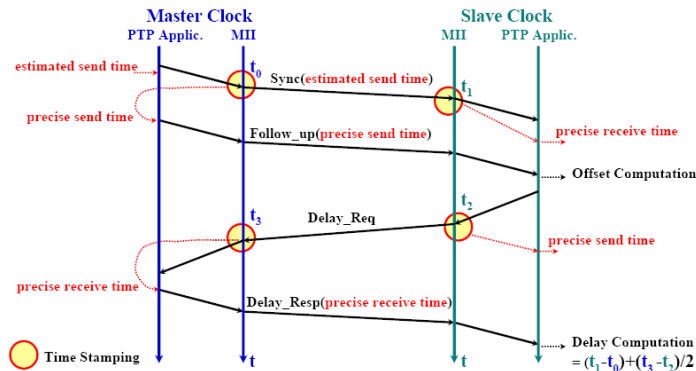


Figura 14: Método para calcular el retardo de la red.

El problema fundamental lo encontramos en el retraso debido a la topología de la red Ethernet y corresponde a la suma de todos los retrasos de los elementos que actúan como intermediarios entre el Maestro y el Esclavo. Es decir, el nivel de precisión alcanzable con el protocolo PTP depende mucho de la variación de la latencia ‘jitter’ de los elementos de la red.

2.7 Elección del protocolo IEEE 1588 para la sincronización distribuida.

El sistema que ofrece mayores garantías para una sincronización de múltiples dispositivos es el GPS. Recordemos que está constituido por una constelación de 24 satélites situados en seis órbitas, a unos 16.000 km de altura sobre la superficie de nuestro planeta. Es decir, están situados aproximadamente a la mitad de la altura que correspondería a una órbita geostacionaria. El posicionamiento del plano orbital y la posición de los satélites en las órbitas es tal que en un instante dado se pueden ver al menos cuatro satélites desde cualquier punto de la superficie de la Tierra. Frecuentemente son visibles más de seis satélites. El canal de uso civil del sistema GPS transmite las coordenadas posicionales de los satélites desde los que es posible determinar la ubicación de una estación receptora en tierra. Además, los satélites transmiten una señal de un impulso por segundo PPS “*Pulse per second*”, junto con un identificador de la señal que puede ser interpretado por los receptores de la estación terrestre. La transmisión de la señal de tiempo tiene una precisión de 1 microsegundo para uso civil pero en la práctica a menudo se considera que es mucho más precisa. El PPS tiene una importancia fundamental para la aplicación que aquí se considera.

El método que se utilizaba más habitual era el de la sincronización de los relojes encargados del muestreo en base al PPS. El instante de inicio del muestreo viene determinado por el PPS y se identifica por la marca de tiempo “*TimeStamp*” del GPS. El formato de la marcación de tiempo se define en la norma IEEE 1344 [26].

Es importante recordar de nuevo que el sector de la energía utilizaba un estándar de tiempo, conocido como estándar IRIG-B, para el registro de perturbaciones con marcación de tiempo “*TimeStamp*” y para otros sistemas de supervisión de eventos en las subestaciones. No obstante, con los receptores según estándar IRIG-B la precisión de la sincronización es del orden de 1 milisegundo, lo cual no es suficiente para obtener mediciones precisas del sistema de distribución de energía (una tolerancia de 1 milisegundo corresponde a una incertidumbre de aproximadamente 20°).

Actualmente y como alternativa proponemos el protocolo PTP “” que es una evolución del NTP y SNTP pero garantizando niveles de sincronismo de 1 microsegundo. Es decir, semejante a la transmisión de uso civil y suficiente para garantizar las medidas de diferencia de fase requeridas por la norma de sincrofasores.

2.7.1 Técnicas para mejorar la estabilidad con PTP.

Una conexión punto a punto nos proporciona la precisión más alta posible. Un switch con muy poca carga de transferencia o sin carga, necesita un tiempo de procesamiento muy bajo del orden de 2 a 10 μs y esto sumado al tiempo de recepción del paquete que se puede estimar en 0,4 μs nos da el retraso total. Sin embargo, un switch con una cola compuesta por paquetes de una longitud cercana al máximo, provoca un retraso entre paquetes de 122 μs . Con una carga elevada de transferencia donde más de un paquete puede estar esperando en la cola el retardo aumentará proporcionalmente. La priorización en el envío de los paquetes como se especifica en la norma IEEE 1588.1p no resuelve completamente el problema. Con un sólo paquete de larga duración situado delante del paquete de sincronismo nos provoca un 'jitter' de 122 μs .

Un método efectivo para reducir el efecto de los 'jitter' en sistemas basados en IEEE 1588 es el de utilizar 'boundary clock' o switch transparentes. Un switch con 'boundary clock' ejecuta el protocolo PTP y se sincroniza con el Maestro y se comporta como un maestro a imagen del GrandMaster con respecto a los esclavos que se encuentran conectados a él.

En definitiva hay que tener presente la presencia de los dispositivos que nos pueden provocar retardos en una red Ethernet de 100 Mbps. Como ejemplo podemos decir que un cable tip-5 de comunicaciones con una longitud de 100m puede provocar un retardo de 560 ns, un Hub puede provocar retardos de 500ns y un switch provoca un retardo en función de diferentes factores como la fragmentación de paquetes 1,12 μs , el almacenamiento temporal de 5,7 a 122 μs . Los switch con prioridad pueden resolver el problema parcialmente. Aunque nosotros le demos a los paquetes de sincronismo la máxima prioridad, si el paquete se envía y el switch está gestionando la transmisión de un paquete de larga duración, no tendrá más remedio que esperar su transferencia y por tanto no evitaremos como mínimo el retardo de 122 μs .

Métodos estadísticos para eliminar retardos.

Las fluctuaciones pueden ser medidas, analizadas y modeladas de modo que podamos reducir la inestabilidad con métodos estadísticos. Podemos utilizar filtrado y promediado para las fluctuaciones de origen estocástico.

En base a este tipo de análisis cuando la topología de la red cambie puede ser detectada en tiempo real y el sistema puede reconfigurarse sintonizando los filtros para las nuevas condiciones de trabajo.

2.7.2 Método experimental para la evaluación de los esclavos PTP

Teniendo en cuenta todo lo expuesto hasta el momento, me propongo definir experimentalmente una serie de ensayos con uno o varios medidores actuando como esclavos en una red sincronizada con PTP. Los elementos que necesitamos en este tipo de ensayo son los siguientes:

1.- Un GrandMaster encargado de suministrar la referencia IEEE 1588 con el mayor grado posible de precisión y estabilidad. Un patrón GPS unido a oscilador de elevadas prestaciones puede hacer esta labor.

2.- Varios esclavos con referencia IEEE 1588 para sincronizar el sistema de medida.

3.- Un Contador/Temporizador de elevadas prestaciones para poder medir las diferencias en cuanto a su estabilidad entre el esclavo y la señal de referencia del maestro. En el caso propuesto el sistema XLI incorpora el sistema de medida.

4.- Varios Hub y Switch para situarlos como intermediarios entre el maestro y el esclavo. De este modo podemos trabajar con diferentes topologías y analizar los retardos asociados al conjunto.

5.- Un paquete informático que nos permita controlar el tráfico de datos en una subred aislada del tráfico exterior. Los paquetes se enviarán entre ordenadores conectados a la

misma red donde coexisten el Maestro y el esclavo. El control se tiene que ejercer en el tamaño de los paquetes y en el volumen de datos transmitidos.

6.- Si es posible y para comparar los resultados obtenidos con los elementos del anterior apartado, contar con un Switch IEEE 1588 industrial y con un Switch transparente. En estos casos los resultados obtenidos deben ser considerablemente mejores.

2.8 Método de sincronismo con IEEE 1588.

Como se puede ver en la figura este sistema puede medir la diferencia entre la señal de referencia GPS de 1pps y la señal de referencia del sistema Esclavo que está siendo sincronizado con el protocolo PTP desde el Máster. Además tiene la capacidad de medir con un segundo lazo cerrado la denominada PDV “variation delay” de distintos elementos de red (Hub, Switch o router) que actúan como intermediarios y que no incorporan el protocolo PTP.

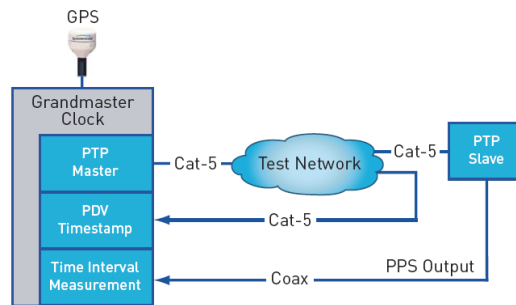


Figura 15: Método para estimar el retardo de la red.

En la siguiente figura se puede ver de forma esquemática la conexión real entre los distintos dispositivos. En la mayor parte de los casos nos va a interesar analizar la estabilidad de uno o varios esclavos trabajando bajo la supervisión del GranMaster. Como se puede observar en los estudios se puede analizar el comportamiento del esclavo con distintos niveles de tráfico y flujo de datos. La clave está en contar con una subnet aislada del tráfico exterior. De esta forma podemos simular distintos niveles de flujo perfectamente tasados y estudiar la estabilidad del sistema con esas condiciones de ensayo.

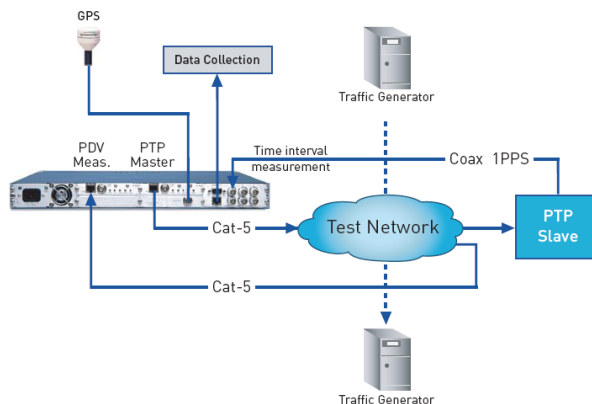


Figura 16: Método para simular niveles de tráfico.

Unas de las claves para definir un ensayo coherente es poder ejercer un control minucioso sobre los paquetes que se transmiten por la red. Un procedimiento que garantiza

este control se consigue con la transmisión de paquetes TFTP[20] que permite el control del contenido de los paquetes, de su tamaño y el control del destino final. Es decir, controla el trasiego de información de forma precisa entre dos estaciones de trabajo. El TFTP permite establecer el tamaño de los paquetes transferidos evitando que sean los dispositivos de la red los que seleccionen su tamaño en función del tráfico.

Conjuntamente con esta herramienta de transferencia podemos analizar el tráfico con la utilidad “Ethereal”. Nos permite analizar estadísticamente el flujo de datos por unidad de tiempo.

En este cuadro se puede apreciar las desviaciones típicas de algunos dispositivos en la red según un sencillo ensayo predefinido por el fabricante. Como se observa la desviación que se produce al utilizar un Switch con el IEEE 1588 es similar a la de un Switch con tecnología convencional. La diferencia radica en la compensación que lleva a cabo el Switch IEEE 1588 actuando de forma transparente. Posteriormente analizaré esta técnica de compensación. El tamaño de los paquetes TFTP es de 128 bytes para todas las situaciones de ensayo.

| Device | PPS Mean Error | PPS Standard Deviation | Standard Network Delay |
|----------|----------------|------------------------|------------------------|
| Hub | 23 ns | 22 ns | 0.5 μ s |
| Switch1 | 86 ns | 83 ns | 15.7 μ s |
| Switch2 | -107 ns | 111 ns | 16.1 μ s |
| Switch3 | -16 ns | 142 ns | 16.3 μ s |
| 1588 SW1 | 24 ns | 21 ns | 17.6 μ s |
| 1588 SW2 | -23 ns | 27 ns | 18.5 μ s |

Tabla 1: Desviación típica de algunos dispositivos.

Si siguiendo con el estudio del ejemplo en este histograma se puede observar la distribución en función de un número de muestras determinada. Se puede observar como en una red con varios Switch en cascada la desviación aumenta.

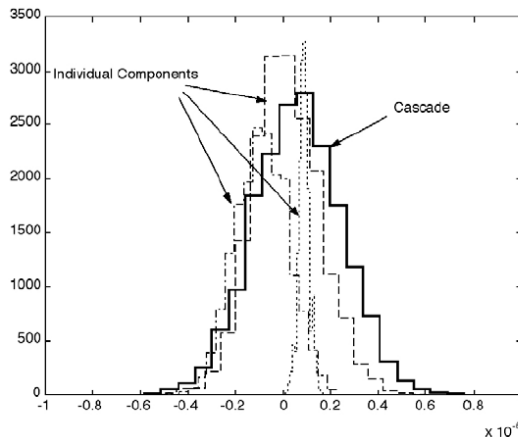


Figura 17: Histograma en función del número de switch.

Si se trata de analizar de forma individual el error de sincronismo del Esclavo, en la siguiente gráfica se puede apreciar la diferencia en la desviación cuando existe y no existe tráfico en la red.

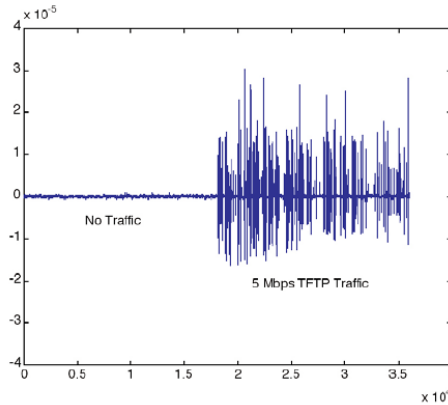


Figura 18: Influencia con un nivel de tráfico.

En la siguiente gráfica se aprecian las diferencias en cuanto a estabilidad cuando utilizamos como intermediario un 1588 Switch.

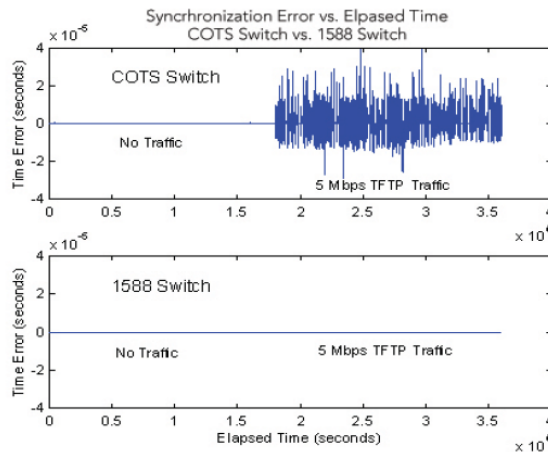


Figura 19: Tráfico con Switch convencional y con 1588

En definitiva, este sistema nos permitirá contar con una fuente de sincronismo de alta precisión para todo tipo de análisis de estabilidad frente a variaciones del reloj. Fundamentalmente para el estudio de sistemas de captura que requieran un alto grado de precisión en la captura. Podemos crear un modelo experimental en la universidad para la captura con sincrofasores o dispositivos industriales que necesiten una alta estabilidad.

2.9 Elección del protocolo PTP

Si establecemos una breve comparativa del grado de estabilidad alcanzado por este sistema frente a otros protocolos similares como el IRIG o el NTP, las conclusiones son claras. Podemos llegar a estabilidades próximas a los 100ns con las técnicas de corrección de latencia y podemos establecer una estructura que garantice una minimización de los errores con la presencia de dispositivos que incluyan este protocolo. Sin embargo, en la siguiente tabla aunque queda reflejada la calidad del protocolo PTP frente a los clásicos IRIG o NTP, se indica el enorme margen de posible variación de 100ns a 100µs como consecuencia de la diversidad de topologías con las que se puede trabajar.

Table 1 Comparison of Features by Technology

| | IEEE 1588 | IRIG | NTP |
|-------------------------|----------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------|
| Peak Error | 100 ns - 100 μ s | 10 μ s | 1 - 100 ms |
| Network Type | Ethernet | Dedicated coaxial | Ethernet |
| Typical Extent | A few subnets | 1 mile over coaxial | LAN/WAN |
| Style | Master/slave | Master/slave | Peer ensemble Client-Server |
| Protocols | UPD/IP-Multicast | - | UDP/IP-Unicast (mainly) |
| Latency Correction | Yes | User input cable length per slave | Yes |
| Network Admin. | Self organizing | Configured | Configured |
| Hardware at Time Client | Required for highest accuracy | Required | No |
| Update Interval | \sim 2 Seconds | 1 PPS | Varies, minutes |

Tabla 2: Precisión en función de la tecnología.

Como conclusión, se puede afirmar que podemos alcanzar un alto grado de estabilidad en el sincronismo con una topología PTP o mixta pero estamos obligados a analizar en cada caso los retardos asociados a la latencia de los equipos que actúen como intermediario en la red Ethernet.

En la siguiente figura podemos ver una topología idónea con la que se puede alcanzar el máximo grado de estabilidad. Todos los 'switch' que actúan como intermediarios entre el maestro y los diferentes esclavos son 'Boundary clock'. En posteriores apartados describiré las diferencias entre las distintas topologías disponibles.

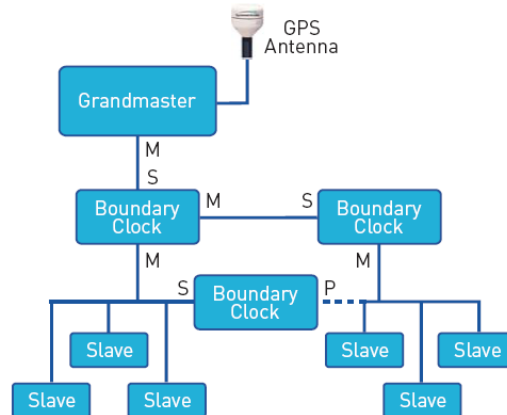


Figura 20: Topología ideal para máxima precisión.

2.10 Elección del GranMaster para el sincronismo con PTP.

Este sistema 'XLI GrandMaster IEEE 1588' tiene una serie de cualidades que lo hacen indiscutiblemente el sistema más apropiado para la investigación propuesta en este trabajo. Por una parte podemos destacar que incorpora un procesador dedicado para el sincronismo 1588, puede soportar más de 1000 esclavos gracias al envío periódico de los mensajes "1588 Sync y Follow_Up" utilizando direccionamiento multicast y el envío rápido y exacto de los mensajes "Delay_Req" y "Delay_Resp" de inicialización al esclavo 1588.

Además podemos realizar medidas trabajando simultáneamente como esclavo. Esto nos permitirá analizar y medir el grado de degradación de la estabilidad en función de la latencia y de la falta de determinismo que se produce por la presencia de elementos en la red como Hub y Switch. En definitiva el XLI trabajando también como esclavo es extremadamente útil

para el cálculo de la exactitud de la estabilidad del reloj cuando está separado del Grandmaster por una determinada topología de red.

La señal 1PPS del esclavo es comparada por la señal 1PSS procedente de la referencia del GPS incluido en el GrandMaster. Las medidas se realizan utilizando el TIF ‘función de intervalos de tiempo’.

El XLI se puede configurar con dos puertos totalmente independientes configurados como GrandMasters o como GrandMaster y esclavo. Esta última configuración nos permite definir una gama muy amplia de topologías para realizar medidas en la red con intermediarios entre el maestro y el esclavo.

Con la opción de TimeMonitor se pueden analizar los datos procedentes del TIF.



Figura 21: Patrón de referencia XLI GrandMaster PTP

2.10.1 Arquitectura del XLI IEEE 1588

Fundamentalmente el dispositivo dispone de una salida ‘**Rate Out**’ con los pulsos sincronizados con el oscilador interno VCVCXO que a su vez se sincroniza internamente con la señal procedente del GPS. Por tanto ambas señales presentan las mismas prestaciones en cuanto a la estabilidad. Esta salida la podemos utilizar como referencia externa para la entrada de sincronismo de cualquier sistema de medida que deseemos que capture con estas condiciones de estabilidad.

Si fijamos una señal en la entrada auxiliar y habilitamos la entrada, el XLI asume que esa señal procede de un oscilador de mejor calidad que la suya propia. Si estando habilitada no hay ninguna señal el XLI bloquea la entrada. En estas condiciones la exactitud de la salida es equivalente a la del oscilador interno que es $<1 \times 10^{-12}$.

La salida ‘**Code Out**’ permite sincronizar sistemas con un tipo de señal de sincronismo especial como la IRGB-B, bajo un estándar definido internacionalmente. La señal ‘**1PPS Out**’ es el estándar como unidad básica de sincronización de 1 segundo. Los estudios de estabilidad a largo plazo se realizan partiendo de esta unidad fundamental de medida.

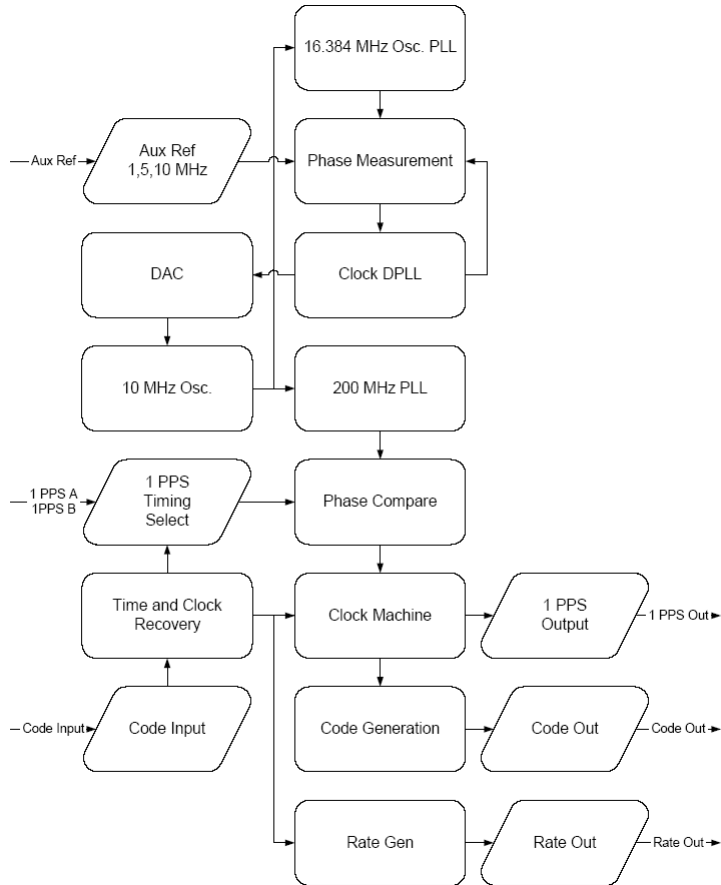


Figura 22: Arquitectura de sincronismo del XLI

Rangos de salida (Rate Out)

Rangos: 1 PPS, 10 PPS, 100 PPS, 1 kPPS, 10 kPPS, 100 kPPS, 1 MPSP, 5 MPSP, 10 MPSP

Duty cycle: 40-60% \pm 10%

Amplitud (TTL): Nivel TTL en 50 Ω

Conector: BNC hembra

El Time Interval - Event Time (TIET) mide con referencia a un 1 PPS o con respecto a la señal 'Event input' en J1 con 5ns de resolución.

Impedancia: 100 k Ω , 50 Ω

Resolución: 5 ns, disparo simple

CODE – Time Code Output

Formato: IRIG-B 000, IRIG-B 120, IRIG-A 003, IRIG-A 133, and NASA 36

Amplitud (AM): 3 V_{p-p}, con 50 Ω \pm 10%

Rango (AM): 3:1 \pm 10%

Amplitud (DC): TTL en 50 Ω

Conector: BNC hembra

Receptor GPS

1 PPS Output: ± 30 ns RMS, pico de 100 ns sin SA (99%)

Exactitud de frecuencia de salida: $< 2 \times 10^{-12}$

Tiempo/Frecuencia, Desviación de Allan, Estabilidad:

1×10^{-9} @ 1 segundos

2×10^{-10} @ 1000 segundos

1×10^{-12} @ 1 día

Exactitud del código AM de salida: 10 μ S para 1 PPS

Oscilador TCVCXO estándar

El XLi cuenta con un oscilador TCVCXO cuya estabilidad depende de la fuente de referencia GPS.

Tiempo/Frecuencia, Desviación de Allan, Estabilidad:

1×10^{-9} @ 1 segundos

2×10^{-10} @ 1000 segundos

1×10^{-12} @ 1 día

Estabilidad con respecto a la Temperatura de 5×10^{-7} , desde 0°C a 50°C independientemente de la referencia.

Deriva temporal de 5×10^{-9} / Día

Certificaciones

UL, C-UL: UL 1950/CSA 22.2 950, Estándar para seguridad, (ITE)

FCC: FCC Part 15, Subpart B

CE: Directiva 89/336/EEC EMC

Directiva de seguridad de baja tensión 73/23/EEC

IEC 60950 de Seguridad, (ITE)

CAPITULO 3

ESTUDIO DE LA NORMA PARA SINCROFASORES.

En este capítulo se estudia la normativa de sincrofases para Unidades de Medida Fasorial (PMU). Para sustituir la fuente de sincronismo procedente de un GPS es necesario utilizar una fuente con una precisión cercana al microsegundo. El protocolo IEEE 1588 o PTP garantiza niveles equivalentes a los exigidos por la norma de sincrofases e incluso estima que puede superarse en redes Ethernet simétricas. Actualmente, la norma IEEE PC37.238 define las especificaciones para el uso de la IEEE 1588 en sistemas de gestión de la energía eléctrica.

3.1 Estándar para Sincrofases e integración don IEEE 1588.

Es una de las normas más avanzadas para el desarrollo de sistemas de medidas distribuidas. La norma específica que los equipos cooperan para medir variaciones de fase con una exactitud cercana al microsegundo. Las comunicaciones en tiempo real son decisivas para garantizar una gestión eficiente y determinista de la red.

Los trabajos desarrollados en esta tesis doctoral están orientados al estudio del protocolo (PTP) “*Precision Time Protocol*” y su posible integración en los sistemas encargados de la gestión de la energía. Durante el desarrollo de esta tesis he tenido que trabajar con dos versiones del estándar, la del 2002 (IEEE 1588 v1) [23] y la definida en el 2008 la (IEEE 1588 v2) [22]. Concretamente la mayor parte de los ensayos incluidos en la tesis me permiten verificar si es viabilidad de su integración en las PMUs. La norma IEEE standard C37.118-2005 [30] especifica claramente el máximo error admisible las medidas de fase. En la tesis he seguido rigurosamente estas especificaciones y las conclusiones están relacionadas con los resultados alcanzados en referencia a la norma.

En base a lo expuesto anteriormente, puedo destacar que aunque la mayor parte de los ensayos están desarrollados para evaluar el nivel de sincronización alcanzado, los estudios me han permitido estimar la repercusión que tiene en el proceso de captura y procesamiento de los fasores. Por tanto, los test me permiten evaluar el grado de estabilidad de la fuente de sincronismo y su implicación en la calidad del medidor fasorial. Estos trabajos de investigación junto con otros muy similares como los del Grupo de Investigación en (Electrical and Electronic Measurements) de la Universidad de Cagliari (Italy) [3, 31] citado ampliamente en mis publicaciones, permiten evaluar diversas tecnológicas que integran el protocolo IEEE 1588 como sistema de sincronismo para PMUs o para futuros EIDs en SmarGrid.

Para justificar mi línea de investigación, voy citar varios comités internacionales que trabajan en la definición del marco para la integración de la norma PTP en aplicaciones relacionadas con la gestión de la energía eléctrica.

Dos grupos IEEE está trabajando para posible integración del protocolo PTP v2 en sistemas para la gestión de la energía. EL IEEE-CRSP (para Sistemas de Protección Eléctrica) y el IEEE-SUB (para subestaciones). Trabajan en estrecha colaboración con el comité de la norma IEC TC57 que establece los procedimientos para la gestión de la energía. Estos resultados se publica en el estándar IEEE PC37.238 que especifica un subconjunto bien definido de mecanismo IEEE 1588-2008 dirigidos a la configuración de dispositivo que permita la interoperabilidad y una respuesta adecuada a los fallos de la red con un el control determinista en cuanto a la respuesta. En él se especifica algunas características de la capa física (Ethernet), una mayor definición del protocolo para el intercambio de mensaje PTP y

los parámetros de configuración del protocolo PTP. Se presta especial atención a garantizar sincronismo de forma fiable en las subestaciones, entre las subestaciones y en amplias zonas geográficas.

3.2 Medida de la estabilidad con sincrofasores.

Las tensiones e intensidades de la red eléctrica son formas de onda senoidales que vienen representadas, de forma genérica, por la ecuación:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \phi) \quad (1)$$

Donde X_m representa el valor de pico de la onda, ϕ la fase, en radianes, en el instante $t=0$, y $\omega=2\pi f$ la frecuencia en rad/sg. Dicha onda coseno puede ser representada por la proyección en el eje de abscisas, o parte real, de un vector representado en el plano complejo Re-Im, que rota a una velocidad ω , y que forma, en el instante $t=0$, un ángulo ϕ con respecto al eje real. Dicha equivalencia se puede observar en la figura siguiente.

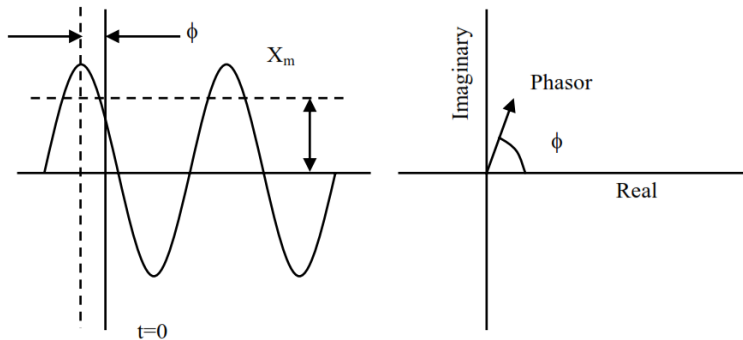


Figura 23: Definición de Fasor

El radio gira como un vector rotativo con frecuencia ω describiendo un círculo. La longitud del radio representa la amplitud, en este caso de la tensión.

Por ello la ecuación (1) se puede expresar como:

$$x(t) = \text{Re}\{X_m e^{j(\omega t + \phi)}\} = \text{Re}\{e^{j(\omega t)}\} X_m e^{j\phi}.$$

Este radio giratorio es el denominado fasor. El uso de la notación de fasores no solo trae consigo una importante simplificación matemática sino que también reduce las necesidades de sistemas electrónicos y de capacidad de procesamiento. Esta simplificación hace posible la supervisión PMU global de la red.

Las mediciones **sincronizadas de fasores** abren una posibilidad totalmente nueva para sintetizar el proceso de estimación de estado. La aplicación de esta tecnología está eliminando en gran parte el retardo inherente a los sistemas actuales de estimación de estado; las compañías eléctricas estarán en condiciones de realizar, en tiempo real, avanzados análisis de los imprevistos estáticos y dinámicos que se producen sus redes.

3.2.1 Definición de sincrofasor

Un sincrofasor es un fasor referido a una onda coseno de frecuencia nominal 50 Hz, sincronizada con la hora UTC “*Universal Time Coordinated*”, es decir con su valor máximo en el instante en el que se genera el PPS en referencia al UTC. Para calcular un sincrofasor asociado a una señal coseno, una PMU necesita leer tanto la onda $x(t)$ como la onda coseno de referencia sincronizada con la hora UTC que a partir de este momento llamaremos “onda coseno universal”.

3.2.2 Definición de la onda coseno universal

Para que una PMU construya la onda coseno universal, debe conocer con gran exactitud el momento del cambio del segundo UTC (máximo de dicha onda), a través de una señal de sincronización de Pulso por Segundo PPS “*Pulse per Second*”. Por otra parte deberá saber la hora UTC asociada a dicho segundo. En estos momentos la mejor fuente de sincronización que puede proporcionar la información es un receptor GPS. Si dicho receptor está embebido en la PMU, él mismo le proporcionará la señal de PPS junto con la hora UTC correspondiente al nuevo segundo. Si el receptor de GPS es externo a la PMU, éste le enviará una señal de código de tiempo en un formato estándar como el IRIG-B. A partir de dicha señal, la propia PMU obtendrá la señal de PPS y la hora UTC. Existen diferentes formatos IRIG-B: código por ancho de pulso, modulación en amplitud y modulación Manchester. El formato IRIG-B con modulación en amplitud no permite una generación de la señal PPS lo suficientemente precisa, por lo que, si se emplea dicho formato, la PMU debe recibir dicha señal, del receptor GPS externo, por otro canal diferente al de IRIG-B.

Con la sincronización anterior una PMU solamente obtendría los máximos de la onda coseno universal cada segundo. El resto de máximos o instantes de cálculo del sincrofasor los debe definir la propia PMU, con su reloj interno, teniendo en cuenta que la onda coseno universal tiene una frecuencia nominal. Cada instante de cálculo del sincrofasor 50 por segundo, dependiendo de la frecuencia nominal y se denomina segmento. El PPS coincidirá con la Segmento-0. No es necesario calcular los sincrofasores para todas las fracciones de segundo, sino que existen diferentes tasas de cálculo especificadas por la norma. De hecho la tasa de 50 fasores por segundo no está incluida en dicha norma. La elección de la tasa de cálculo de sincrofasores dependerá de la aplicación.

Dado que existirá una deriva entre el reloj interno de la PMU y el reloj del GPS, ésta debe corregirse, con el fin de definir las fracciones de segundo en los instantes adecuados. Para ello, el reloj interno de la PMU medirá el tiempo entre pulsos por segundo que no son igual a 1000 ms como consecuencia de la deriva entre los relojes. Este proceso se repite para obtener un valor promedio y definir la separación entre segmentos como TSM/ NSS. Si no se efectúa esta operación, los últimos segmentos pueden tener un error acumulado importante.

La marca de tiempo “TimeStamp” de un sincrofasor viene dada por el SOC (Second of Century -hora UTC en segundos desde el 1 de Enero de 1900) y el número de la fracción de segundo. Una vez que la PMU ha definido la onda coseno universal ya puede calcular el sincrofasor asociado a una onda coseno.

Una de las opciones es la de calcular el tiempo desde las fracciones de segundo hasta los máximos de la onda coseno leída. Ese tiempo se traduciría en una fase, si se conoce la frecuencia de la onda. Un método similar se utilizó en [3]. Estaba basado en el cálculo del tiempo existente entre un pulso de referencia generado por una fuente de sincronización LOREN-C, y el primer paso por cero de la tensión detectado tras la recepción del pulso. La frecuencia de la onda se consideraba siempre la fundamental. Por otra parte no se medía el módulo del fasor. El cálculo tanto del máximo como del paso por cero de una onda está muy influenciado por la presencia de armónicos, ruido, etc, por lo que el método anterior no proporciona una precisión suficiente.

Lo más lógico para calcular un sincrofasor es utilizar un algoritmo de estimación fasorial como los empleados hoy en día en los equipos de protección, control y medida. Normalmente, dichos algoritmos consideran, una vez muestreada la onda observada, un número N de muestras en el tiempo para efectuar la estimación del fasor. El algoritmo más comúnmente empleado es la transformada discreta de Fourier (DFT – Discrete Fourier Transform), por su capacidad para eliminar armónicos, velocidad y forma recursiva de cálculo.

Además la medición sincronizada de fasores se caracteriza por aumentar la eficacia de la protección de los sistemas de distribución de energía, es decir, la protección de los sistemas y equipos, y la preparación de esquemas de medidas correctoras. Por ejemplo, la protección

tradicional de líneas se basa en realizar mediciones de ciertas magnitudes del sistema en un extremo de la línea para determinar si se ha producido una avería. En el caso de las líneas críticas, las mediciones se sincronizan mediante algún mecanismo que proporcione esquemas de protección diferencial para la detección de averías. Se considera que la protección diferencial es la forma de protección más fiable.

La red de transporte de energía eléctrica utiliza una elevada potencia en su funcionamiento y su estabilidad resulta del delicado equilibrio dinámico entre la energía inyectada y la extraída, así como de la distribución del flujo resultante. Los responsables de la red gestionan dicho flujo de energía manteniendo el equilibrio de manera que la red funcione de forma estable dentro de un amplio margen de condiciones de operatividad, incluidas las condiciones de recuperación tras un fallo.

La distribución de las fasores de tensión e intensidad a través de la red es una de las informaciones más importantes de que disponemos para conocer el margen de estabilidad. La mayor parte de las herramientas existentes estiman dicha distribución a partir de medidas no sincronizadas realizadas en diferentes puntos de la red. No hay duda de que el conocimiento en tiempo real y no bajo técnicas de estimación del campo fasorial, mejora la capacidad de respuesta y permitiría el desarrollo de sistemas de prevención de inestabilidades y de respuesta automática más rápida y eficaz.

3.2.3 Medida sincronizada de fasores. Sincrofasores.

Los fasores sincronizados o sincrofasores, así obtenidos, muestran fases relativas que sólo dependen de las condiciones de equilibrio del sistema eléctrico y pueden ser utilizadas para monitorizar su estado, detectar peligros potenciales para la estabilidad del sistema y, en caso necesario, tomar decisiones automáticas o manuales para corregir las situaciones de inestabilidad que puedan darse.

La sincronización nos permite realizar comparaciones entre fasores de diferente frecuencia; en este caso, la diferencia de ángulos es una magnitud que depende del tiempo y de la diferencia de frecuencia. Esta posibilidad es una de las claves de uso de los sincrofasores en sistemas eléctricos en evolución dinámica.

El conjunto de las magnitudes de tensión y corriente que resultan del funcionamiento del sistema eléctrico conforman un auténtico campo de fasores cuyos detalles locales (lugar y tiempo) son función del estado dinámico de la red. El conocimiento de su dinámica en tiempo real es muy importante para adelantarse a situaciones de inestabilidad que pudieran ocasionar el colapso del sistema. Hasta el momento los equipos de medida de fasores síncronos son dispositivos específicos o asociados a equipos de registro, como oscilopertubógrafos. El coste de los equipos hace inviable el conocimiento en tiempo real y hasta el máximo detalle del campo de fasores, basado en medidas directas. Por el contrario, gran parte del campo es calculado a partir de medidas reales.

Indudablemente, aumentar el número de medidas reales tiene ventajas: cuanto mayor sea su número, más rápido y con más detalle se dispondrá de información del campo fasorial, ya que menor será el número de fasores a calcular. Por otro lado, dado que la estimación final se basa en los datos reales obtenidos y en el modelo de red disponible, podemos imaginar otra ventaja indirecta: si los datos reales aumentan, pueden ser utilizados como comprobación adicional de la exactitud del modelo y corregirlo, si es preciso, a partir de los datos obtenidos.

Existe, por lo tanto, interés en integrar las funciones de cálculo de fasores síncrono dentro de equipos de aplicación más general como, por ejemplo, protecciones de línea. Aun cuando no resulte, por el momento, razonable pensar en que todas las protecciones dispongan de este tipo de funciones, sí puede resultar interesante incluirlas en las protecciones de más altas prestaciones, en que los requisitos de la nueva funcionalidad no representen un salto de coste en cuanto a sus características de proceso, comunicaciones y sincronismo.

Por tanto, teniendo en cuenta que aumentar el número de puntos de medida repercute notablemente en la disminución del cálculo indirecto de fasores, la propuesta del presente

trabajo permitiría reducir el coste por cada punto de medida que utilice como técnica de sincronismo complementaria el protocolo PTP.

Se puede pensar que una tecnología adecuada para solucionar este problema es PROFINET, el estándar de comunicaciones industriales basado en Ethernet con la virtud de reducir notablemente los problemas de latencia de la red convencional y de reforzar la conectividad para condiciones industriales. El problema de esta tecnología es que no permite todavía alcanzar el nivel de sincronismo conseguido con el IEEE1588.

Actualmente y en periodo de revisión se encuentra el nuevo estándar IEEE61588 con especificaciones equivalentes al del bus PROFINET.

3.2.4 Estándar IEEE 1344

Las aplicaciones de monitorización y protección de sistema (WAMS) requieren el intercambio de información entre equipos y aplicaciones no sólo procedentes de diferentes fabricantes sino instalados en redes de transporte de diferentes compañías. En cada caso, los procedimientos utilizados para el cálculo, registro y transmisión de las medidas realizadas son distintos. Por esta razón, es necesario disponer de un estándar que proporcione no sólo un método y una fuente común de sincronismo para el fasor de referencia sino también un protocolo común de comunicaciones para el intercambio de información, así como criterios para el establecimiento y comparación de precisiones y verificaciones de conformidad.

Existe un formato de sincrofasores La norma IEEE 1344 define los formatos de archivos de salida suministrados por las unidades PMU de medición de fasores. Se definen dos archivos (Encabezamiento y Configuración) para la configuración y la asistencia a la interpretación de los datos de los fasores, así como el formato del archivo de salida binario en tiempo real, que consta de fasores y de la marca de tiempo e incluye la salida principal de las unidades PMU. La norma ha sido de gran ayuda para garantizar que las futuras aplicaciones de la medición sincronizada de fasores puedan acceder a los datos de fasores suministrados por las unidades PMU de los distintos fabricantes.

La norma define todos los aspectos necesarios para la obtención, etiquetado temporal y transmisión de sincrofasores:

- Definición de sincrofasor en un sistema eléctrico de potencia.
- Métodos de cuantificación y etiquetado temporal de las medidas.
- Ensayos para comprobar que las medidas se realizan de acuerdo a las definiciones realizadas.
- Límites de error para los ensayos.
- Protocolo de comunicación, incluyendo formatos de trama, para la transmisión de datos en tiempo real.

Los sincrofasores se transmiten acompañados de un etiquetado temporal que permite, no importa el momento en que se reciban, establecer las comparaciones necesarias y definidas por las aplicaciones disponibles.

La fuente de sincronismo temporal para el establecimiento, tanto de las referencias de fase como de las etiquetas temporales es la Coordinada de Tiempo Universal (UTC) calculada por el BIH (International Time Bureau) en París y distribuida a través del sistema GPS.

3.3 Normativa IEEE C37.118-2005 para sincrofasores.

Una PMU es un equipo de medida, protección y control, por lo que es necesario definir unas especificaciones técnicas de acuerdo con las aplicaciones. Algunos de las especificaciones más importantes son la precisión en el cálculo de sincrofasores, elevados tiempos de respuesta para el procesamiento, definición de la trama “número de señales digitales y analógicas, formato de los fasores y de la frecuencia.

Por otra parte también se debe analizar la normativa para confirmar si la PMU experimental cumple con los requisitos técnicos. La norma IEEE C37.118 es de gran ayuda a la hora de definir tanto la especificación técnica como los ensayos para verificar su funcionamiento.

En esta capítulo analizo los conceptos más importantes para las medidas de los sincrofasores y algunos de los puntos más importantes de la norma C37.118, y describo alguno de los algoritmos empleados hoy en día para la estimación de sincrofasores.

3.3.1 Especificaciones fundamentales de la normativa.

En la figura están recogidos los principales aspectos relacionados con el procedimiento que tenemos que seguir para medir y transmitir la información fasorial. Con respecto al número de fasores la norma indica un número de 10, 25 o 50 por segundo. Para cada segmento de tiempo debemos medir tres fasores de tensión, 3 de corriente, la frecuencia y la estimación de la desviación de la frecuencia con respecto al ciclo central de la ventana.

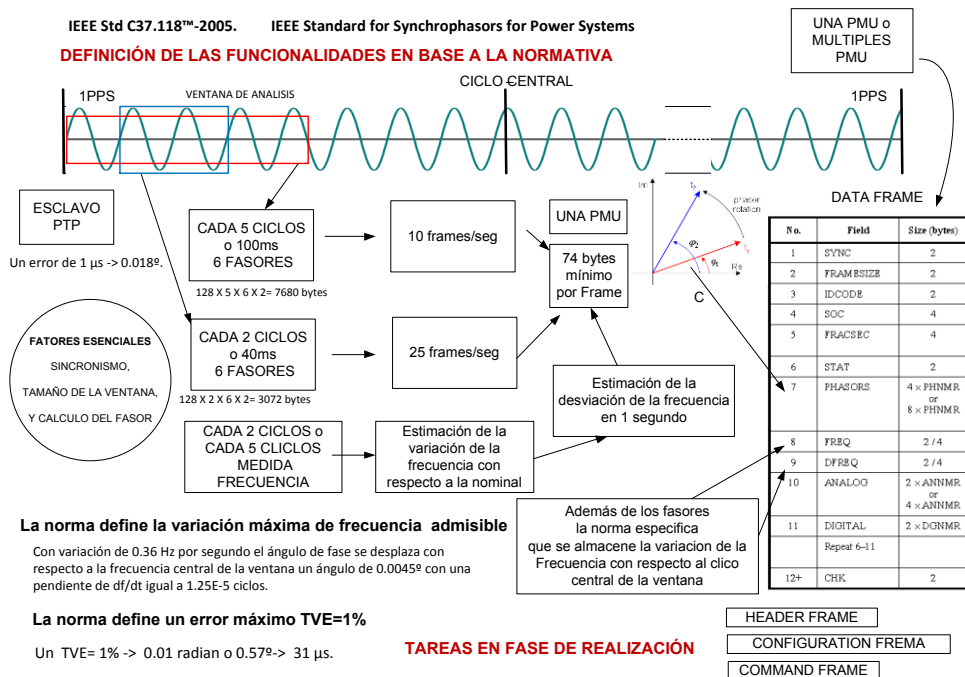


Figura 24: Esquema con las principales funciones de la norma de Sincrofasoes

Para definir la trama nos falta la información con la marcación del tiempo “TimeStamp”. La marca está definida en el inicio de cada segmento.

3.3.2 Método para estimar la calidad de PMU experimental

En cuanto a la precisión de los dispositivos a seleccionar y su velocidad de respuesta (con el vector de error (TVE) de los sincrofasores no supere el valor umbral del 1%) [32].

Partimos de las especificaciones y requisitos para la captura y procesamiento de 6 canales simultáneamente con una resolución de fase con errores inferiores a 0,57 $^\circ$, necesitamos unas condiciones técnicas muy avanzadas. Esto nos ha obligado a descartar soluciones técnicas sobre la marcha. En algunos casos hemos tenido que descartar el uso de determinadas tecnologías incluidas en las especificaciones preliminares. Estas decisiones las vamos a justificar en los siguientes apartados.

3.4 Aplicación de la norma de PC37.238 para los sincrofasores

El grupo de trabajo de la “IEEE Standards Association” define la forma y el procedimiento para la integración del protocolo PTP v2, el IEEE ICAP define los mecanismos que se deben seguir para su validación y el “National Institute of Standards and Technology” (NIST) que ha desarrollado el denominado “Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards” para definir los niveles de interoperabilidad entre los sistemas que tienen que coexistir en las redes inteligentes. Especialmente me gustaría destacar el apartado 5.13 donde se habla de “la armonización de las norma IEEE C37.118-2011 [16, 17] de sincrofasores con la IEC 61850 [33]. Aconseja utilizar como fuente de sincronismo el protocolo IEEE 1588 basándose en la precisión y el nivel de operatividad que se puede alcanzar en una red Ethernet convencional o específica. En definitiva el “IEEE Standards Association” ha desarrollado la norma C37.238-2011 para facilitar el uso del IEEE Std 1588-2008 en todo tipo de aplicaciones encargadas de la gestión y control de la energía eléctrica.

Por otra parte, como he indicado anteriormente, es muy destacable la iniciática del comité IEEE ICAP encargado de proporcionar mecanismo para la validación en el proceso de integración del estándar IEEE 1588 en dispositivos que necesitan una sincronismo de altas prestaciones. Este comité trabaja de forma conjunta con el IEEE Industry Standards and Technology Organization. Uno de los componentes del ICAP “Lloyd Green” hace referencia en el capítulo “IEEE Standard 1588 Synchronization in Smart Grid to Ensure Performance, Reliability and Accuracy” del magazine [The IEEE Standards Education e-Magazine] a las necesidades de sincronización en redes inteligentes y expone lo siguiente “Dotar a la red inteligente de capacidades para reunir y procesar los datos de multitud de dispositivos electrónicos inteligentes (IEDs) es un aspecto clave del funcionamiento de la próxima generación de redes. La fusión de los datos procedentes de múltiples fuentes necesita una sincronización precisa con marcación de tiempo. Los dispositivos situados en subestaciones con tareas críticas necesitan una exactitud del orden de un $\pm 1 \mu\text{s}$...” y añade “Las aplicaciones de monitorización y control en subestaciones encargadas de propagar información a través de la red de área extensa WAN, deben tener una sincronización muy precisa. El IEEE 1588-2008 - Precision Time Protocol (PTP) - ofrece una solución prometedora para la sincronización de los datos que gestionan las subestaciones.”

Cuando este comité dice expresamente que el “IEEE 1588-2008” proporciona una prometedora solución está reconociendo la necesidad de fomentar la investigación en este campo. Además, en base a lo expuesto anteriormente, diversos comités internacionales trabajan de forma permanente en la definición de unas especificaciones para la integración del protocolo PTP en sistemas EIDs para Smart Grids [2, 13]. Por otra parte empresas como Symmetricom especializada en sincronismo de alta precisión, Moxa dedicada a comunicaciones industriales y National Instruments especializado en sistemas de medida empuotrables, tomaron la decisión en el 2010 de incorporar el protocolo IEEE 1588-2008 en un gran número de sus productos.

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS DE LA ESTABILIDAD LOCAL DE LOS OSCILADORES.

En los capítulos anteriores he estudiado el protocolo PTP. Mantiene el sincronismo entre sistemas que trabajan de forma distribuida con una precisión cercana al microsegundo pero la precisión de cada uno de los sistemas de medidas depende de la precisión y estabilidad del reloj local encargados del sincronismo. La estabilidad a corto plazo definida en un intervalo máximo de 2s depende de la calidad del oscilador local. La estabilidad a medio o largo plazo depende la fuente de sincronismo de referencia del Maestro PTP. Por tanto, es muy importante definir en términos de estabilidad la calidad de un oscilador. Esta estabilidad debe definirse a corto, medio y largo plazo. La herramienta más extendida para analizar el comportamiento de un oscilador con ruido no estacionario es la varianza de Allan. En este capítulo estudio los tipos de perturbaciones que pueden modificar su estabilidad y su origen según la Ley de distribución de potencia y modelo su comportamiento para analizar su influencia. Estos trabajos se desarrollaron en el proyecto denominado **“Caracterización de la estabilidad en frecuencia de fuentes electrónicas de precisión en ambientes de confluencia de múltiple fuentes de ruido”**, proyecto desarrollado en el PLAN NACIONAL DE I+D expediente DPI2003-00878. El proyecto fue evaluado y validado por el ministerio y es el origen de varias publicación incluidas en los anexos.

4.1 Estabilidad en frecuencia de osciladores

En los capítulos anteriores, he destacado la importancia que tiene la estimación de los errores atribuibles a la fuente de sincronismo. Es importante contar con una fuente de referencia precisa y con un comportamiento estable a corto y largo plazo. En este capítulo, enumero las distintas técnicas que han permitido contar con osciladores de alta precisión, estudio y modelo los tipos de ruido que pueden perturbar dicha estabilidad y analizo su estabilidad con la varianza de Allan.

En los equipos de medida, la temporización del flujo de la información está gobernada por “bases de tiempo”, cuyo núcleo es un oscilador de precisión, a su vez, la precisión de este reloj determina los instantes operativos del equipo. Los equipos de telecomunicaciones y de adquisición de señales están sometidos a la acción conjunta de los clásicos tipos de ruido, caracterizados por su densidad espectral de potencia.

Los osciladores de precisión juegan un papel crucial en los equipos de comunicaciones de alta velocidad, navegación, seguimiento por satélite, exploraciones espaciales y en otras numerosas áreas. Su monitorización y test son en consecuencia determinantes con el fin del aseguramiento de la calidad de la operación.

4.1.1 Métodos de medida.

Varios métodos y configuraciones de equipos han sido desarrollados para medir la deriva en frecuencia de un generador u oscilador. De todos, el método de “contabilizar intervalos de tiempo” (TIC; **T**ime **I**nterval **C**ounter) es probablemente el que más se emplea debido a sus ventajas de coste, diseño simple, y excelente rendimiento en aplicaciones de caracterización de la deriva, incertidumbre y estabilidad en frecuencia, que involucre periodos de calibración o intervalos de promediado elevados.

La calibración consiste en comparar el dispositivo bajo test (generalmente un oscilador de cuarzo, rubidio o cesio) con una señal de referencia. Éste debe ser un oscilador de superiores

prestaciones o un “estándar remoto trazable o transferible” que recibe una señal de radio enviada por un centro (o laboratorio) donde está el oscilador de cesio patrón mundial. La segunda es la solución mundialmente empleada en calibración de equipos electrónicos de comunicaciones y adquisición de datos, ya que no todos los laboratorios pueden permitirse poseer y mantener osciladores de cesio. Un estándar transferible recibe una señal de radio entregada por un oscilador de cesio remoto; esta señal de radio mantiene las características de estabilidad y precisión del oscilador de cesio al generar en el receptor una señal que se deriva del él. Incluso si un laboratorio posee un oscilador de cesio, es necesaria la calibración remota transferible.

Los estándares transferibles permiten la calibración trazable hacia un estándar remoto. La mayoría de estos equipos reciben señales trazables al estándar que mantiene NIST². Algunas señales son trazables porque son controladas de forma directa por NIST. Es este el caso de las transmitidas vía HF (alta frecuencia) por estaciones WWV y WWVH y las de LF (bajas frecuencias) producidas por la estación WWVB. Otras, como las producidas por los sistemas GPS y LORAN-C son trazables porque sus referencias se comparan regularmente con la de NIST por medio de señales de radio. Fuera de EE.UU también se da trazabilidad debido a que los sistemas de referencia comparan su estándar de frecuencia con NIST.

Una vez introducido el problema, se tratan con más detalle todos los aspectos involucrados en las definiciones anteriores. A continuación se introduce el concepto de calibración en frecuencia y trazabilidad, sin profundizar en los estándares y sólo informando acerca de ellos (clasificación de los estándares en frecuencia). Y posteriormente se describen las herramientas estadísticas de segundo orden empleadas en la caracterización de los distintos tipos de ruido en los dominios del tiempo y de la frecuencia (funciones de correlación y densidades espectrales de potencia).

4.1.2 Calibración en frecuencia y trazabilidad

La calibración en frecuencia tiene por fin evaluar la operación de los osciladores bajo test. Éstos generalmente son estándares en frecuencia, es decir, dispositivos que determinan el régimen de temporización de un equipo electrónico, y que constituyen patrones de comparación; es decir, un estándar puede compararse con otro. En la mayoría de las situaciones de calibración el dispositivo bajo test es un oscilador de *cuarzó, rubidio o cesio*.

Durante el proceso de calibración, el dispositivo objeto de la medida (bajo test) es comparado con una *referencia* que, a su vez, es un estándar cuyas especificaciones superan a las del oscilador evaluado en una relación establecida mediante convenio. En caso contrario, el proceso de calibración no tendría validez. Para establecer cuánto ha de superar la referencia al oscilador bajo test, se define la *relación de incertidumbre del test* (TUR; **T**est **U**ncertainty **R**atio); se recomienda un TUR de 10:1, aunque si la calibración dura poco tiempo se puede emplear una relación de 5:1.

Una vez concluida, la calibración debe arrojar como resultado la cercanía de la frecuencia medida respecto a la *frecuencia nominal* del oscilador o fuente bajo test. La diferencia entre la frecuencia medida y la frecuencia nominal se denomina *desviación en frecuencia* (*frequency offset*). La desviación en frecuencia se mantiene dentro de unos límites, establecidos por la *incertidumbre en frecuencia*. Por tanto, el resultado de la calibración debe incluir este último parámetro. De nada sirve proporcionar una desviación media en frecuencia si no se especifican los límites entre los que puede variar la desviación. El usuario o cliente especifica los requisitos de desviación en frecuencia y su incertidumbre asociada. Si el oscilador no supera la prueba de calibración debe retirarse del servicio.

Las referencias empleadas en la calibración deben ser trazables, con el fin de llevar a cabo el proceso de calibración *in situ*; con la consecuente eliminación de efectos perjudiciales para la estabilidad y la precisión de los circuitos electrónicos. También se elimina la molestia de trasladar un equipo electrónico. La siguiente es la definición de trazabilidad establecida por la ISO (International Organization for Standardization):

Trazabilidad es la propiedad del resultado de una medida por la cual puede relacionarse con fuentes de referencia estandarizadas mediante el establecimiento de una cadena no interrumpida de comparaciones de incertidumbre conocida.

En los EE.UU la cadena no interrumpida de comparaciones tiene por fin el centro NIST. Los osciladores de este centro de investigación establecen o activan su trazabilidad mediante los *estándares transferibles* o *trazables*. Estos dispositivos reciben y procesan señales de radio con el fin de producir frecuencias trazables hacia NIST.

Las señales de radio constituyen el vínculo o nexo desde el dispositivo bajo test hacia el laboratorio NIST; permitiendo el proceso de calibración remota trazable. En este tema se describe de forma somera el GPS; sistema que emplea las señales de radionavegación para conectar y establecer la calibración remota, sincronizando un receptor GPS con el estándar trazable *sito* en NIST, una vez se ha producido el enganche de fase con los satélites del sistema.

El *método de calibración* empleado en el laboratorio debe adecuarse a la directriz 25 de la ISO/IEC la cual establece que el laboratorio deberá seleccionar métodos que hayan sido publicados en foros internacionales y de reputación consabida.

La “pirámide” de la trazabilidad se emplea a menudo para ilustrar este concepto. La cadena de trazabilidad comienza con el sistema internacional (SI) de unidades, mantenido por el BIPM. La unidad base en la metrología del tiempo y de la frecuencia es el segundo (una de las siete unidades básicas del SI) y se define como “la duración de 9.192.631.770 ciclos de la radiación asociada con una transición específica del átomo de cesio. La frecuencia, expresada en hercios, es una de las 21 unidades del SI que derivan de las unidades básicas, y se obtiene mediante la cuenta de eventos durante intervalos de 1 segundo de duración.



Figura 25: Pirámide de trazabilidad

A continuación, hacia la base de la pirámide, encontramos los centros nacionales de metrología, que poseen estándares nacionales, y que se extienden a estándares regionales (laboratorios de calibración y test), a estándares de trabajo y, finalmente, a los instrumentos de medida usados a diario.

Como hemos comentado, en algunos campos de la metrología la trazabilidad queda establecida sólo a intervalos periódicos (desplazamiento de equipos al lugar de calibración). Sin embargo, como también se ha comentado, es posible establecer una trazabilidad continua, en tiempo real, a un instituto nacional de metrología. Los vínculos directos a estos centros nacionales se encuentran disponibles en forma de emisiones de señales denominadas UTC (**U**niversal **T**ime **C**oordinated); estas señales pueden transmitirse en forma de radio,

teléfono o red de ordenadores. Los institutos nacionales de metrología deben acreditar su trazabilidad al BIPM con el fin de conseguir trazabilidad internacional.

La cadena de trazabilidad se puede establecer mediante control de señales por un centro nacional o con sólo su monitorización. La situación queda descrita en las figuras 2(a,b). Como servicio al usuario final, muchos centros nacionales de metrología distribuyen señales referenciadas a su escala de tiempos UTC. Esto permite al usuario final establecer un vínculo directo a este centro y completar consecuentemente su cadena de trazabilidad. La figura 2(a) muestra la situación en la que se emplea un servicio o centro de emisión de estas señales generadas en los institutos.

La figura 2(b) muestra cómo la trazabilidad puede también llevarse a cabo mediante señales que no están controladas por un instituto nacional (aunque sí deben estar monitorizadas y comparadas con su escala de tiempo UTC). Este tipo de trazabilidad puede establecerse mediante sistemas de radionavegación como LORAN-C y el GPS.

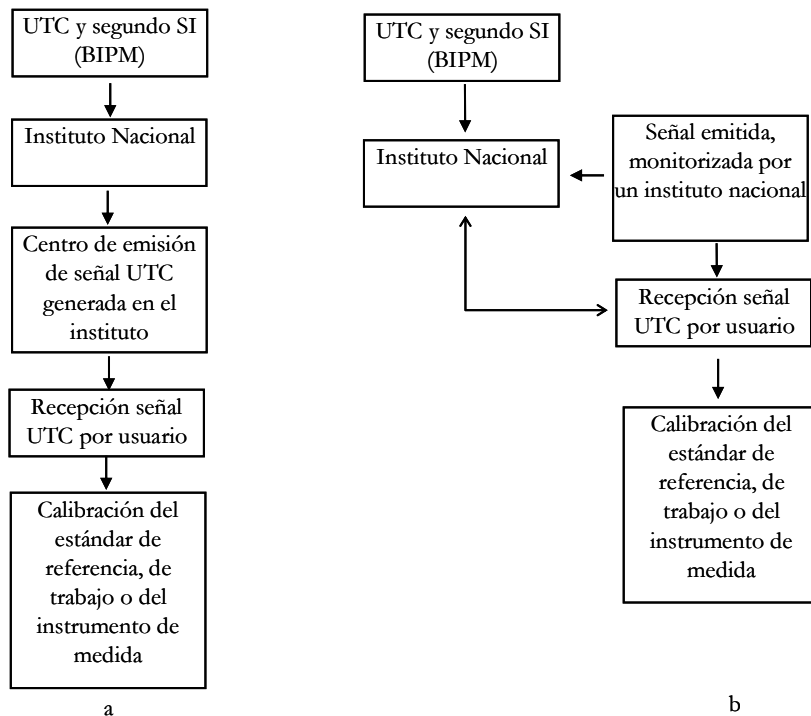


Figura 26: Cadenas de trazabilidad para señales controladas (a) o monitorizadas (b)

El último vínculo (última flecha) es el que existe entre la referencia (estándar de referencia, de trabajo o instrumento de medida) empleada por el usuario final y la señal de emisión.

Básicamente, la incertidumbre asociada a la medida se concentra en los dos últimos vínculos de la figura 2(a). Las primeras incertidumbres se suelen despreciar. Las fuentes de incertidumbre son los receptores, las antenas, el software los equipos de test, los procedimientos de calibración y el error humano.

Una vez establecida la trazabilidad a un instituto nacional en un país, interesa que esta trazabilidad sea reconocida por otros países también. En esa línea existen cooperaciones en el ámbito de la metrología como la NORAMET⁴ entre Canadá, Méjico y los EUA.

El estándar internacional para el tiempo y la frecuencia la escala de tiempo UTC mantenida por el BIPM. La labor del BIPM consiste en asegurar la uniformidad internacional de las medidas y de la trazabilidad al SI de unidades.

4.1.3 Estándares en frecuencia. Osciladores de cuarzo

Los osciladores de cuarzo son sensibles a las condiciones ambientales como la temperatura, la humedad, la presión y las vibraciones. Estos factores ambientales hacen variar su frecuencia de resonancia.

Existen tres configuraciones de osciladores de cristal de cuarzo que se emplean comúnmente en instrumentos electrónicos de laboratorio, como fuentes de frecuencia.

Estos tres tipos son los RTXO, los TCXO y los OCXO. En su diseño se ha utilizado el tipo de corte del cristal para compensar las fluctuaciones de temperatura. Otros modelos emplean técnicas de compensación. A continuación se describe brevemente el fundamento de cada modelo en el contexto del cambio térmico.

Efectos de la temperatura

La variación de temperatura constituye la influencia más perjudicial sobre la frecuencia de un oscilador de cuarzo. Por ejemplo, un oscilador que opera exactamente a 25 °C, con un coeficiente de temperaturas de 5 ppm/°C, experimenta una desviación en frecuencia de 25 ppm con sólo 5 °C de aumento. La figura 4 muestra la variación de la frecuencia frente a la temperatura para un cristal de cuarzo con un corte de tipo BT. En ella se aprecia que la frecuencia se mantiene aproximadamente estable en un pequeño rango de temperaturas. Efectos similares tienen lugar para otros tipos de cortes, de ahí que se empleen técnicas de compensación.

El oscilador **RTXO** (room temperature crystal oscillator) usa cristales que han sido concebidos para experimentar el mínimo cambio de frecuencia sobre un rango de temperatura. Esto se consigue básicamente mediante la elección del corte del cristal. Por ejemplo, para un corte de tipo AT se ha comprobado que la variación máxima de la frecuencia fraccional en un rango de 0-50 °C es de $|\Delta f/f| = 2,5 \cdot 10^{-6}$. En un RTXO el cristal está herméticamente sellado, y se emplean componentes discretos para diseñar el oscilador.

Existen tres tipos de osciladores de cuarzo diseñados para compensar los efectos térmicos. En el oscilador **OCXO** (oven-controlled crystal oscillator) el cristal y los dispositivos sensibles a la temperatura se encuentran encerrados en una cámara de temperatura controlada (*oven*). Cuando se enciende por primera vez, debe transcurrir un periodo de calentamiento hasta que se estabilizan la temperatura de la cámara y la del cristal. Durante este periodo, el comportamiento del oscilador evoluciona hacia la situación de oscilación nominal, o de régimen permanente. La temperatura en el interior de la cámara (*oven*) permanece constante incluso cuando la temperatura ambiente cambia. Un elemento calentador se emplea para mantener la temperatura de operación del cristal en el punto de inversión. Este es el punto de mínimo cambio de la frecuencia, y depende del corte del cristal.

Una alternativa al oscilador OCXO es el oscilador compensado en temperatura (**TCXO**; temperature-compensated crystal oscillator). En este oscilador, la salida de un sensor de temperatura (comúnmente un termistor o un condensador) actúa como tensión reguladora, que se aplica a un *varactor* (reactancia controlada por tensión). Este varactor provoca un cambio de frecuencia que es igual y opuesto al originado por el cambio de temperatura. Esta técnica es más barata que la anterior, pero menos efectiva.

De ahí que los osciladores TCXO se empleen en pequeñas unidades portátiles que no exigen altas prestaciones en un amplio rango de temperaturas. En estos osciladores, se encapsula el cristal, los elementos de compensación y el circuito oscilador, en un mismo contenedor. Las características suelen superar en un factor de 5 al RTXO o menos que $5 \cdot 10^{-7}$ en un rango de 0-50 °C. Por último, los osciladores **MCXO** (microcomputer-compensated

crystal oscillator) emplean un microprocesador y técnicas digitales para efectuar la compensación de temperatura.

Envejecimiento: Estabilidad de la frecuencia a largo plazo

El envejecimiento consiste en un cambio gradual de la frecuencia y se evalúa durante días o meses. Es un efecto casi lineal y puede ser reversible. A menudo repercute en una disminución de la frecuencia de resonancia, lo que significa que el cristal ha aumentado de tamaño. Las causas del envejecimiento pueden ser diversas, desde la contaminación de la superficie del cristal, hasta cambios en su estructura. El movimiento vibratorio del cristal también puede contribuir al envejecimiento. Esto último sucede cuando el coeficiente de elasticidad del cristal se altera como consecuencia de una expansión o compresión inadecuada. Los osciladores de cuarzo de altas prestaciones deterioran su frecuencia a un ritmo aproximado de $5 \cdot 10^{-9}$ [s/s].

Con el fin de mantener la frecuencia del oscilador próxima al valor nominal, se realizan correcciones o ajustes periódicos. Esto se lleva a cabo adelantando o retardando la fase de la señal de salida, según la información recogida en un lazo de realimentación.

Generalmente la frecuencia de un oscilador puede variarse unos ciclos realizando un pequeño cambio en la fase de la señal de realimentación.

Vibración y choque

Las vibraciones producidas en el cristal también pueden provocar variaciones en su frecuencia. Estas alteraciones pueden durar más que las producidas por una sacudida aislada, pero suelen ser menos dañinas porque a largo plazo, en término medio, se compensan. Por el contrario, una sacudida repentina puede producir un cambio en la frecuencia fraccional de $1 \cdot 10^{-9}/g$.

Estabilidad en frecuencia a corto plazo

La estabilidad de la frecuencia a corto plazo viene determinada por el ruido acoplado al oscilador proveniente de sus componentes electrónicos. La figura 5 muestra cómo estas pequeñas variaciones se reflejan en la curva de envejecimiento del oscilador.

Las medidas a corto plazo se realizan típicamente promediando en cada segundo.

Como veremos, las curvas representativas de la estabilidad a corto plazo muestran el cambio que experimenta la desviación típica de las variaciones de la frecuencia fraccional frente a distintos tiempos de promediado. Los osciladores de cuarzo poseen una excelente estabilidad a corto plazo. Un oscilador OCXO puede poseer una variación en tanto por uno de frecuencia (frecuencia fraccional) de $1 \cdot 10^{-12}$ s/s

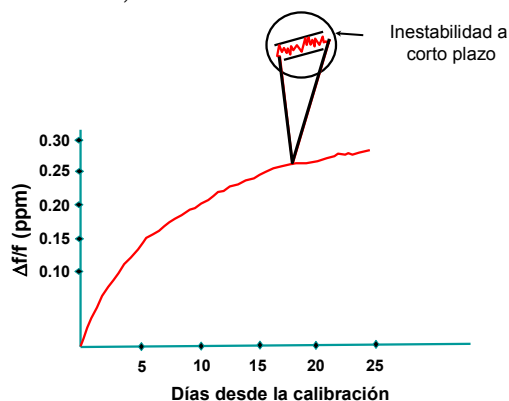


Figura 27: Desviación típica a corto plazo.

Interferencias electromagnéticas

Los motores y bobinados cercanos al oscilador pueden producir campos electromagnéticos que se acoplan a los circuitos electrónicos complementarios al oscilador de cuarzo. El empleo de toroides en el oscilador y las precauciones frente a estas fuentes de interferencias las reducen prácticamente a cero.

Apagado-encendido (reencendido)

Cuando un oscilador se apaga y luego se vuelve a encender, generalmente no volverá a oscilar a la misma frecuencia a la que había estado operando, aunque sí conserva la tasa de envejecimiento. Este efecto de histéresis se cuantifica en un orden de 10^{-8} .

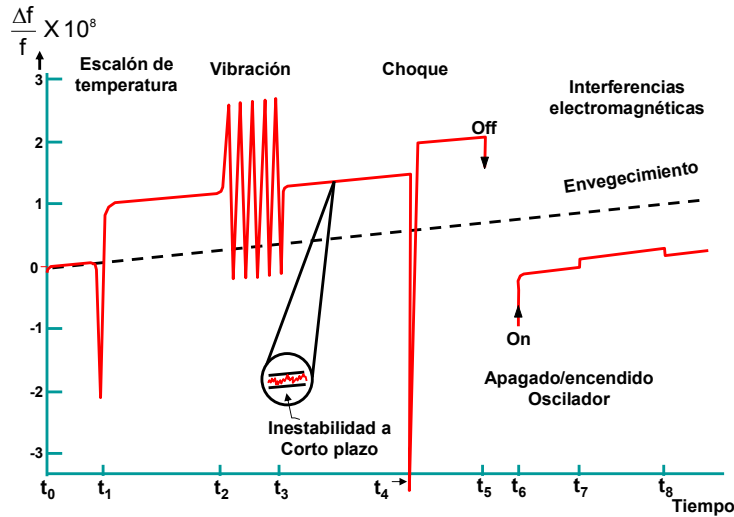


Figura 28: Resumen de todas las perturbaciones con efecto sobre osciladores

Osciladores atómicos

En un oscilador atómico los niveles discretos de energía de los átomos o moléculas que lo componen determinan su frecuencia de resonancia. Las leyes de la Mecánica Cuántica establecen que la energía de un sistema acotado, como un átomo o una molécula, posee ciertos valores discretos. Un campo electromagnético puede promocionar un átomo de un nivel energético a otro superior absorbiendo fotones o, por el contrario, un átomo puede emitir un fotón y caer a un nivel energético menor. La frecuencia de resonancia (f) de un oscilador atómico es la diferencia entre los dos niveles energéticos dividida por la constante de Planck (h):

$$f = \frac{E_1 - E_2}{h}$$

Los osciladores atómicos se denominan *estándares intrínsecos* o *primarios*, ya que su frecuencia deriva de un fenómeno natural. Existen tres tipos principales de osciladores atómicos: estándares de rubidio, estándares de cesio y máseres de hidrógeno. Los tres incorporan un oscilador de cuarzo interno que es “enganchado” a la frecuencia generada por el átomo de interés.

El proceso de enganche a una frecuencia atómica resulta muy ventajoso, ya que desaparece la influencia de los factores que degradan la estabilidad a largo plazo en un oscilador de cuarzo. Esto es así porque la frecuencia atómica es menos sensible al medio ambiente que la frecuencia de resonancia de un cristal. Sin embargo, la estabilidad a corto plazo (su variabilidad con el ruido interno) no mejora en estos osciladores.

Osciladores de Rubidio

Son los osciladores atómicos más económicos y ofrecen la mejor relación precio/calidad de entre los atómicos. Presentan mucho mejores prestaciones que los osciladores de cuarzo a un coste mucho menor que el de los osciladores de cesio.

Estos osciladores operan a la frecuencia de resonancia del átomo de rubidio (^{87}Rb), 6.834.682.608 Hz. Esta frecuencia se sintetiza a partir de una inferior, generada por un oscilador de cuarzo (típicamente de 5 MHz).

El resultado es una frecuencia muy estable, con la estabilidad a corto plazo del cuarzo pero con la estabilidad a largo plazo mejorada.

Debido a la mejora de la estabilidad a largo plazo, estos dispositivos requieren menos ajustes que los osciladores de cuarzo. El offset de frecuencia se mantiene entre $5 \cdot 10^{-10}$ y $5 \cdot 10^{-12}$, pudiéndose mantener en torno al valor $1 \cdot 10^{-11}$ durante mucho más tiempo que en un cristal de cuarzo.



Figura 29: Osciladores de Cesio

El “segundo” del Sistema Internacional de unidades se mide en base a la frecuencia de resonancia del átomo de cesio (^{133}Cs), que es de 9.192.631.770 Hz. Estos osciladores presentan una frecuencia muy próxima a su frecuencia nominal (*name plate*) y el deterioro por envejecimiento es inapreciable. La escala internacional de tiempo (UTC) se deriva de promediar un conjunto de osciladores de cesio especialmente coordinados. Presentan un offset de frecuencia de $5 \cdot 10^{-12}$.

El elemento más importante de un oscilador de cesio es el tubo de rayos, que produce la frecuencia de resonancia del oscilador que, a su vez, se engancha con la frecuencia de un oscilador de cuarzo. Este tubo necesita de monitorización continua, que asegure que entrega la frecuencia estipulada, y su vida oscila entre 3 y 10 años. El coste es una parte sustancial del oscilador y resulta elevado.

Másers de Hidrógeno

Es el más costoso de los estándares en frecuencia. Los pocos que existen están en laboratorios internacionales de calibración. “MASER” es el acrónimo de **M**icrowave **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation, y emplean la frecuencia de resonancia del átomo de hidrógeno, que es de 1.420.405.752 Hz.

Hay dos tipos de másers de hidrógeno, activos y pasivos. El máser activo oscila espontáneamente y un oscilador de cuarzo se engancha en fase a esta frecuencia de oscilación. El máser pasivo opera enganchando en frecuencia un oscilador de cuarzo.

Ambos tipos poseen mejor estabilidad a corto plazo que los osciladores de cesio. Sin embargo, ya que el comportamiento de un máser de hidrógeno depende de numerosos factores ambientales, posee una incertidumbre en frecuencia mayor que la de los osciladores de cesio.

La tabla se resume las características de los principales osciladores empleados en bases de tiempo, incluyendo parámetros de osciladores bien diseñados:

| Tipo | Envejecimiento típico | Deriva térmica (5°C de aumento) | Desviación en frecuencia permisible | Típico calentamiento | Estabilidad (varianza de Allan) |
|------|-----------------------------|---------------------------------|-------------------------------------|--------------------------|---------------------------------|
| RTXO | 3×10^{-7} /mes | 5×10^{-6} | 60 Hz | 30 minutos | 1×10^{-9} |
| TCXO | 1×10^{-7} /mes | 1×10^{-6} | 13 Hz | 3 horas | 1×10^{-10} |
| OCXO | 5×10^{-10} /día | 5×10^{-10} | 150 mHz | 3 días | 5×10^{-12} |
| Rb | 1×10^{-11} /mes | 5×10^{-12} | 400 μ Hz | 4 horas | 7×10^{-12} |
| Cs | Ninguno (estándar primario) | 3×10^{-12} | 6 μ Hz | 45 minutos (2,5 ns/hora) | 1×10^{-11} |

Tabla 3: Características de los principales osciladores.

Estándares transferibles. El GPS

El oscilador de referencia en un proceso de calibración en frecuencia es un dispositivo de superiores prestaciones al dispositivo bajo test o un estándar transferible, que recibe una señal de radio. Todos los estándares transferibles reciben una señal que tiene como fuente un oscilador de cesio, y esta señal proporciona al usuario una frecuencia que deriva de la del oscilador de cesio. Esto supone un beneficio ya que no todos los laboratorios pueden permitirse el lujo de mantener un oscilador de cesio.

Los estándares transferibles permiten la calibración trazable hacia un estándar remoto. La mayoría reciben señales trazables al estándar que mantiene NIST. Algunas señales son trazables porque son controladas de forma directa por NIST. Es este el caso de las transmitidas vía HF por estaciones WWV y WWVH y las de LF, producidas por la estación WWVB. Otras, como las producidas por los sistemas GPS y LORAN-C son trazables porque sus referencias se comparan regularmente con la de NIST por medio de señales de radio. Fuera de EE.UU también se da trazabilidad, debido a que los sistemas de referencia comparan su estándar de frecuencia con NIST.

El sistema de posicionamiento global (GPS) posee la ventaja de ofrecer un camino no interrumpido entre el transmisor y el receptor, y posee una incertidumbre de $\pm 5 \cdot 10^{-13}$ /día. La mayoría de los receptores GPS incorporan una salida de 1 pps (pulse per second) y algunos proporcionan 1 kHz y al menos una de las salidas estandarizadas (1, 5 ó 10 MHz).

Cuando el receptor GPS se enciende, realiza un barrido del cielo con el fin de localizar los 4 satélites que le permiten enganchar. Calcula sus coordenadas de latitud, longitud y altitud, y produce su frecuencia sincronizada.

La incertidumbre en frecuencia del receptor es menor debido que operan promediando la información proveniente de los satélites.

4.2 Características analíticas de los procesos de ruido

En general, se denomina ruido a toda señal no deseada que se superpone a las señales que portan la información, consideradas como señales de interés.

El ruido eléctrico se genera en componentes y circuitos electrónicos debido a las fluctuaciones aleatorias de la corriente y de la tensión en los procesos de conducción eléctrica. Otra causa de generación es la debida a las impurezas en los dopajes y a las imperfecciones en las interfaces semiconductoras.

En primera instancia, el tratamiento y la caracterización de las variables aleatorias se realizan mediante la función de autocorrelación.

4.2.1 Función de autocorrelación de una variable aleatoria continua

Dada una variable aleatoria continua $x(t)$, que representa un proceso estacionarios, se define su función de autocorrelación en el paso o *lag* τ como la siguiente integral:

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_{-\infty, -T/2}^{\infty, T/2} x(t) \cdot x(t - \tau) dt$$

Esta función permite deducir si existe relación o parecido (en término medio) entre cada muestra y la anterior, retrasada en un tiempo τ . Establece el parecido de la señal con ella misma cuando ha sido retardada τ segundos.

Un caso particular de la función de autocorrelación es el valor cuadrático medio de la señal, que resulta de evaluar la función de autocorrelación para el retraso $\tau = 0$. En efecto,

$$R_x(\tau = 0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_{-\infty, -T/2}^{\infty, T/2} x(t) \cdot x(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_{-\infty, -T/2}^{\infty, T/2} x(t)^2 dt = \overline{x^2}$$

Si la señal es completamente aleatoria, entonces:

$$R_x(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{si } \tau \neq 0 \\ \overline{x^2} \rightarrow \infty & \text{si } \tau = 0 \end{cases}$$

Esto significa que la señal no tiene parecido con otra señal que resulta de ella misma retardada, sea cual sea el retardo, y con ella misma sin retardar se parece “mucho”. Con el fin de cuantificar la dependencia estadística entre dos variables x e y se define la función de correlación mutua o función de correlación cruzada¹⁰ entre dos variables aleatorias continuas:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_{-\infty, -T/2}^{\infty, T/2} x(t) \cdot y(t - \tau) dt$$

Si las dos señales aleatorias son independientes, entonces no existe ningún parecido entre ellas, y se verifica que su correlación mutua es cero: $R_{xy}(\tau) = 0$

Como consecuencia, si la variable aleatoria x se puede expresar como suma de dos variables independientes x_1 y x_2 , entonces se verifican las relaciones:

$$R_x(\tau) = R_{x_1}(\tau) + R_{x_2}(\tau) \qquad \overline{x^2} = \overline{x_1^2} + \overline{x_2^2}$$

4.2.2 Estimadores de los estadísticos de un proceso aleatorio

En la práctica, los datos de una serie temporal de medidas se obtienen al muestrear la señal analógica real, proveniente de sensores. Tenemos pues variables aleatorias discretas, y se deben emplear estimadores para realizar su caracterización estadística.

Si “ ξ ” es un estadístico de la variable aleatoria “ $x(n)$ ” (que caracteriza estadísticamente a la variable), representaremos un estimador de “ ξ ” basado en “ N ” muestras de la forma $\hat{\xi}_N$.

Como el proceso $x(n)$ es aleatorio, el estimador $\hat{\xi}_N$ del estadístico “ ξ ” también es una variable aleatoria, y será tanto mejor estimador cuanto más cercano al estadístico que estima esté. Es en este punto donde juegan su papel las nociones de sesgo y consistencia de un estimador.

El sesgo de un estimador se define como la diferencia entre el valor esperado del estimador y su valor real:

$$E\left\{\hat{\xi}_N\right\} - \xi$$

El estimador se considera sin sesgo (“unbiased”) cuando el sesgo es cero, es decir, cuando el valor esperado del estimador coincide con el valor real del estimador:

$$E\left\{\hat{\xi}_N\right\} - \xi = 0$$

Generalmente, esto se cumple sólo cuando el número de muestras es muy elevado ($N \rightarrow \infty$), en cuyo caso se habla de un estimador asintóticamente sin sesgo (“asymptotically unbiased”).

Por sí mismo, el sesgo no caracteriza completamente un estimador. Si éste es bueno, se espera que tome valores en torno al valor verdadero del estimador. Con el fin de cuantificar esta desviación se define la cantidad promedio de la desviación cuadrática:

$$E\left\{\left|\hat{\xi}_N - \xi\right|^2\right\}$$

El estimador se denomina “asintóticamente consistente” si la desviación cuadrática media tiende a cero cuando $N \rightarrow \infty$. Esta condición recibe a menudo el nombre de “consistencia de valor cuadrático medio”.

A partir de este punto, en lo que sigue, se consideran estimadores, aunque por comodidad se prescinde del “gorro” sobre la variable.

Autocorrelación de una variable discreta

A continuación se define el coeficiente de autocorrelación para variables discretas, generalizándose la definición para variable de media no nula. El coeficiente de autocorrelación para el retraso τ y para un conjunto de N datos se define como:

$$r_x(\tau) = \frac{c_x(\tau)}{c_x(0)}$$

donde $c_x(\tau)$ es la función de autocovarianza o autocorrelación, y $c_x(0)$ es la varianza. En efecto:

$$c_x(\tau) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{l=1}^{N-\tau} [x(l) - \bar{x}] \cdot [x(l + \tau) - \bar{x}]$$

$$c_x(0) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{l=1}^N [x(l) - \bar{x}] \cdot [x(l) - \bar{x}] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{l=1}^N [x(l) - \bar{x}]^2 = \sigma_x^2$$

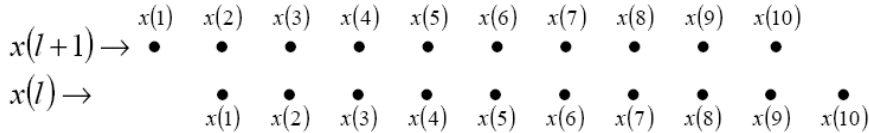
Por ejemplo, para $\tau=2$, se compara cada muestra con aquella tomada dos instantes antes. El periodo de muestreo del equipo electrónico de adquisición de datos es τ_0 y determina la resolución en el dominio del tiempo. Por tanto, el retraso τ es un múltiplo entero del periodo de muestreo, $\tau = n\tau_0$. Por otra parte, obsérvese que el coeficiente de autocorrelación está comprendido entre -1 y 1 .

El estimador considerado es un estimador con sesgo (“biased”). Así, se definen los dos estimadores, sesgado y no sesgado según:

$$c_{x,biased}(\tau) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{l=1}^{N-\tau} [x(l) - \bar{x}] \cdot [x(l + \tau) - \bar{x}]$$

$$c_{x,unbiased}(\tau) = \frac{1}{N - \tau} \cdot \sum_{l=1}^{N-\tau} [x(l) - \bar{x}] \cdot [x(l + \tau) - \bar{x}]$$

La autocovarianza es muy parecida a la convolución entre dos secuencias o series temporales. Gráficamente es muy sencillo de observar si consideramos esta función como la multiplicación punto a punto de la secuencia con ella misma retrasada un retraso τ . Por ejemplo, para $N=10$ y $\tau = 1$.



Y quedan 9 términos, productos en la sumatoria (se supone el proceso con media nula):

$$c_{x,unbiased}(\tau=1) = \frac{1}{10-1} \cdot \sum_{l=1}^{10-1} [x(l) - \bar{x}] \cdot [x(l+1) - \bar{x}] = \frac{1}{9} \cdot \sum_{l=1}^9 x(l) \cdot x(l+1) =$$

$$x(1) \cdot x(2) + x(2) \cdot x(3) + x(3) \cdot x(4) + x(4) \cdot x(5) + x(5) \cdot x(6) + x(6) \cdot x(7) + x(7) \cdot x(8) + x(8) \cdot x(9) + x(9) \cdot x(10)$$

Obsérvese que al emplear un estimador sin sesgo, se divide entre el número de términos considerados al evaluar la autocovarianza para ese periodo de muestreo, mientras que en el estimador sesgado se divide siempre entre el total de las muestras, N .

4.2.3 Densidades espectrales de ruido

El ruido en los circuitos electrónicos se manifiesta (y se modela) a través de fuentes de tensión, $v_n(t)$, o de intensidad, $i_n(t)$, y se cuantifica mediante sus valores eficaces (valor cuadrático medio), promediándose en un tiempo prefijado T . En efecto, si se consideran señales en el dominio del tiempo, sus valores eficaces de tensión y de corriente resultan:

$$V_n = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_n^2(t) dt} \quad I_n = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_n^2(t) dt}$$

En el dominio de la frecuencia, debe considerarse la contribución de cada una de las componentes espectrales (señales de un tono o frecuencia) al valor eficaz final. Como los espectros son continuos, se introduce el concepto de densidad espectral. Las densidades espectrales de tensión e intensidad de ruido se definen respectivamente según:

$$G_V(f) \equiv v_n^2(f) = \frac{dV_n^2}{df} \left(\frac{V^2}{Hz} \right); \quad G_I(f) \equiv i_n^2(f) = \frac{dI_n^2}{df} \left(\frac{A^2}{Hz} \right)$$

Las densidades espectrales permiten calcular los valores eficaces de potencia, tensión e intensidad dentro de una banda de frecuencias (lo propio para los circuitos electrónicos).

En todo el espectro se tienen las siguientes magnitudes:

$$\begin{aligned} G_I(f), \quad \overline{i_n^2} &= \int_{-\infty}^{+\infty} G_I(f) df = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} G_I(w) dw \quad (A^2) \\ G_V(f), \quad \overline{v_n^2} &= \int_{-\infty}^{+\infty} G_V(f) df = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} G_V(w) dw \quad (V^2) \\ G(f), \quad P_{media} &= \int_{-\infty}^{+\infty} G(f) df = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} G(w) dw \quad (W) \end{aligned}$$

El teorema de *Wiener-Khinchine* establece la relación entre la densidad espectral de potencia de una señal y su coeficiente de autocorrelación, mediante las transformadas de *Fourier* directa e inversa.

$$G(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) \cdot e^{-jw\tau} d\tau \quad r(\tau) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} G(w) \cdot e^{jw\tau} dw$$

Por ejemplo, en el caso de un ruido blanco, la densidad espectral es constante, y consiste en una curva plana, independiente de la frecuencia (variable f). Por tanto,

$$G(w) = k \quad \Rightarrow \quad r(\tau) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} k \cdot e^{jw\tau} dw = k \cdot \delta(\tau)$$

Esto significa que la función de autocorrelación sólo vale la unidad para el retraso inicial 0, es decir, cuando se correlaciona la señal con ella misma. Si correlacionamos la señal con ella misma, pero esta vez desplazada, el coeficiente de autocorrelación es nulo, indicando que no existe parecido alguno entre la señal de interés y ella misma desplazada. En efecto, la demostración es inmediata sin más que considerar la definición de la función delta de *Dirac*.

$$\begin{aligned} G(w) &= \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) \cdot e^{-jw\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} k \cdot \delta(\tau) \cdot e^{-jw\tau} d\tau = k \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau) \cdot e^{-jw\tau} d\tau = \\ &\text{como } \left\{ \begin{array}{l} \delta(\tau) = 1, \tau = 0, e^{-jw\tau} = 1 \\ \delta(\tau) = 0, \tau \neq 0 \end{array} \right\} \rightarrow G(w) = k \end{aligned}$$

La anulación de la función de autocorrelación para cualquier retardo indica que el proceso considerado es aleatorio.

Como consecuencia de lo anterior se concluye que la varianza de una señal es el valor medio de la densidad espectral de potencia. Es decir, la potencia media de una señal es su varianza. Por ejemplo, si el proceso o señal de interés (considerado con media nula) posee una densidad espectral $G(w)=G(\omega)$, y posee un ancho de banda $B=f_H-f_L$, entonces:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) d\omega = \frac{G}{2\pi} \cdot \int_{w_L}^{w_H} d\omega = \frac{G}{2\pi} \cdot [w_H - w_L] = G \cdot B$$

A continuación se estudia, mediante ejemplos, el modelado de las fuentes de ruido y su efecto en los circuitos electrónicos. Se comienza con una descripción de los tipos de ruido.

4.3 Desviación en frecuencia.

El propósito de la calibración consiste en establecer la desviación en frecuencia que experimenta un dispositivo bajo test respecto de la frecuencia que se supone debe entregar según especificaciones, o frecuencia nominal (*name plate*). Además, debe establecerse también la incertidumbre asociada a esta medida.

El dispositivo se compara con una referencia y se realiza una comparación de fases entre ambos. Los parámetros experimentales son la desviación de fase ($\Delta\phi$), y el periodo de medida (T) durante el cual se ha medido la desviación de la fase. Este último suele denominarse periodo de calibración.

El siguiente ejemplo ilustra el concepto de desfase y de su evolución. La figura 28 muestra la evolución del desfase entre dos señales sinusoidales. Ambas señales han sido muestreadas con una frecuencia de 10^4 Hz, y poseen frecuencia de 100 Hz, con valor medio nulo y $V_{pp} = 2$ V. Se han tomado 10001 muestras, de las que se trazan 200. Por tanto, se muestra en la figura un tiempo de $200 \cdot 10^{-4}$ s = 20 ms.

En la figura tenemos un desfase entre dos señales sinusoidales. La señal a tramos presenta un desfase que avanza una centésima de (π radianes cada 0,1 ms. Por tanto, al cabo de 20 ms las dos señales vuelven a estar en fase.

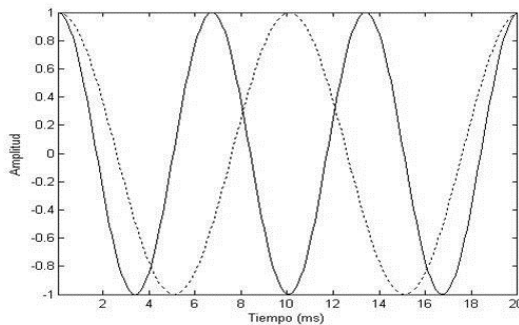


Figura 30: Desfase entre dos señales.

Una de las señales (la trazada discontinua) desfasa una centésima de (π radianes por cada 10^{-4} segundos. Es decir, que al cabo de 20 ms, el desfase transcurrido será de 2π , y las señales volverán a estar en fase. En efecto:

$$\frac{\pi}{100} \left(\frac{\text{rad}}{0,1 \text{ ms}} \right) \times 20(\text{ms}) = 2\pi$$

La desviación en frecuencia se estima según la siguiente expresión, que incluye los términos definidos con anterioridad:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T}$$

Con el fin de mostrar un ejemplo considérese que se obtiene una medida de $\Delta t = 1 \mu s$ durante un periodo de calibración $T = 24 \text{ horas} = 86.400.000.000 \mu s$. Este oscilador acumula por día una desviación de fase de $1 \mu s$. Entonces, la desviación en frecuencia viene dada por:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T} = \frac{-1 \mu s}{86.400.000.000 \mu s} \cong -1,1574074 \times 10^{-11} \approx -1,16 \times 10^{-11}$$

Cuanto menor sea la desviación en frecuencia, más cerca está la frecuencia que entrega el dispositivo bajo test de su frecuencia nominal.

La desviación en frecuencia (tanto por uno) puede convertirse a unidades de frecuencia si se conoce la frecuencia nominal del oscilador. En el caso del oscilador anterior, si la frecuencia nominal es de 5 MHz , la desviación de frecuencia en Hz , resulta ser de:

$$5.000.000(\text{Hz}) \times (1,16 \times 10^{-11}) = 5,80 \times 10^{-5} = 0,0000580 \text{ Hz}$$

Por consiguiente, la frecuencia que en realidad entrega el oscilador resulta:

$$5.000.000 \text{ Hz} + 0,0000580 \text{ Hz} = 5.000.000,0000580 \text{ Hz}$$

El periodo de calibración debe ser suficientemente elevado con el fin de garantizar que el ruido proveniente del equipo de medida y de la referencia no afecte a la medida de la desviación de frecuencia del oscilador bajo test. Un periodo de calibración suficientemente elevado puede garantizar la compensación de estas fuentes parásitas de ruido. Sin embargo, se suele adoptar una medida de seguridad, consiente en trabajar con un TUR de 10:1. En estas circunstancias, muchos equipos de calibración son capaces de medir desviaciones de frecuencia de 1×10^{-10} durante un segundo de tiempo de calibración.

Es evidente que no siempre es posible conseguir un TUR de 10:1, por lo que se suelen emplear periodos de calibración elevados. Por ejemplo, cuando se trabaja con estándares trasferibles, como por ejemplo los receptores GPS, las señales de radio son contaminadas por el ruido, contribuyendo a la desviación de la frecuencia medida. Esta desviación de frecuencia parásita se suprime empleando periodos de calibración de al menos 24 horas. Se escoge esta duración porque los retardos temporales entre la fuente y el receptor a menudo experimentan una variación cíclica de 24 horas.

4.3.1 Incertidumbre de la frecuencia

Una vez estudiado el concepto de desviación en frecuencia, es necesario estudiar la incertidumbre de esta desviación con el fin de estimar los límites de la desviación de la frecuencia.

La incertidumbre asociada a la desviación de la frecuencia indica los límites superior e inferior entre los que oscila la medida. De acuerdo con la ISO, la incertidumbre se define como:

Parámetro, asociado al resultado de una medida, que caracteriza la dispersión de valores que podrían razonablemente atribuirse al dispositivo bajo test.

Es práctica habitual emplear un test de incertidumbre 2σ (el doble de la desviación típica de la serie de medidas). Esto significa que cuando establecemos el posible rango de valores para la desviación en frecuencia, hay una probabilidad del 95,4 % de que la desviación en frecuencia permanezca dentro de ese rango durante el periodo de medida. El intervalo de valores en el que oscila la desviación en frecuencia se obtiene calculando la media de la de la desviación en frecuencia durante el periodo de medida y, sumando y restando la incertidumbre estipulada.

La incertidumbre asociada a la desviación en frecuencia se produce debido a que las magnitudes físicas, y en concreto la frecuencia no son absolutamente estables. A continuación se analiza el concepto de estabilidad.

4.3.2 Estabilidad en frecuencia. Características

La desviación en frecuencia establece la cercanía de la frecuencia de un oscilador bajo test respecto de su frecuencia nominal. Es decir, establece si la medida es o no correcta. Por el contrario, la estabilidad indica la capacidad de mantenimiento de la desviación en frecuencia, tanto si ésta es o no elevada. Es decir, podemos tener frecuencias estables pero no precisas, y viceversa (y también frecuencias que ni son estables ni son precisas). En este apartado sólo nos preocuparemos por si esa frecuencia, correcta o no, se mantiene o no con el tiempo. Un oscilador con un gran offset puede ser muy estable. Offset y estabilidad son parámetros independientes.

La figura.29 muestra cómo una señal de frecuencia que es estable hasta el instante t_2 , se hace inestable a partir de este instante, fluctúa. La salida de los osciladores ideales sería un seno perfecto si no fuera por los procesos de ruido que poseen acoplados.

La figura-28 establece los distintos casos que pueden presentarse en la medida de la frecuencia. Obsérvese en la gráfica de la izquierda que un oscilador puede ser estable pero no preciso. Así por ejemplo, un oscilador con un offset de $1 \cdot 10^{-8}$ puede alcanzar una estabilidad de $1 \cdot 10^{-12}$ en un intervalo de 1000 s. Esto significa que entrega una frecuencia estable, aunque no esté cerca de la frecuencia nominal o “name plate”.

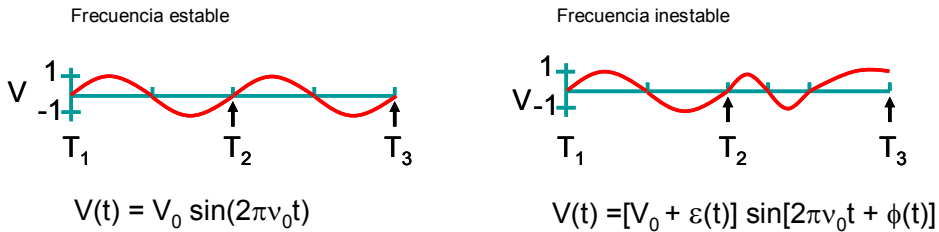


Figura 31: Diferencia entre frecuencias estable e inestable

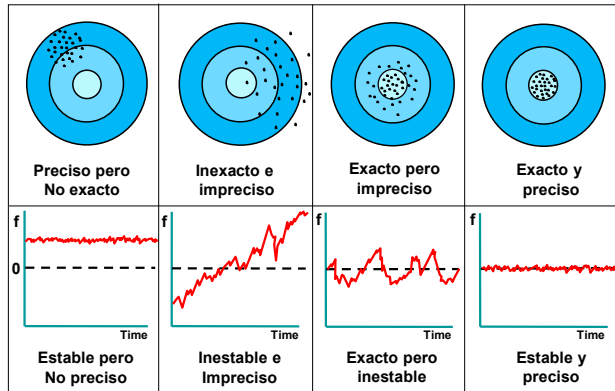


Figura 32: Diferencia entre las magnitudes “offset”, o desviación en frecuencia, y la estabilidad de la frecuencia medida.

Por tanto, se debe tener presente que el offset o desviación representa la precisión de la medida, mientras que la estabilidad representa su incertidumbre asociada.

La figura 3.4.6 muestra una simulación de la tensión instantánea que entrega un oscilador. A la señal se ha superpuesto un proceso de ruido con densidad espectral inversamente

proporcional a la frecuencia. En general esta magnitud puede expresarse mediante la expresión:

$$v(t) = [V_o + \varepsilon(t)] \times \text{sen}[\Phi(t)] = [V_o + \varepsilon(t)] \times \text{sen}[2\pi f_o t + \phi(t)],$$

donde se observan las perturbaciones asociadas a la amplitud, a la frecuencia y a la fase de la señal, con respecto a las magnitudes nominales.

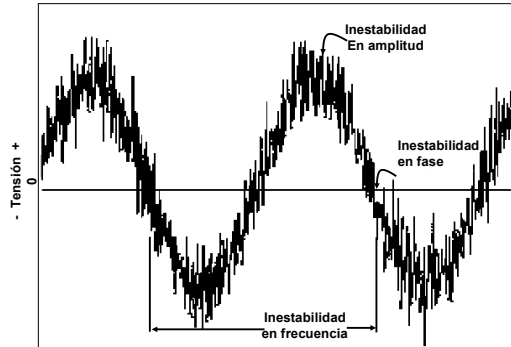


Figura 33: Tipos de inestabilidad en una señal sinusoidal contaminada por un ruido de frecuencia superior a ella.

En la señal de la figura 31, las componentes en frecuencia del ruido son mayores que los de la frecuencia fundamental o portadora (*carrier frequency*).

Si la frecuencia bajo test es estable la fase total \sqrt{t} crece linealmente con el tiempo; en caso contrario realiza oscilaciones en torno a la recta de comportamiento ideal. La situación se indica en la figura 32.

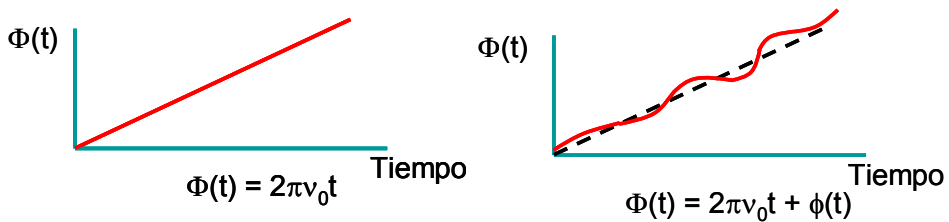


Figura 34: Evolución de la fase de un oscilador ideal (superior) vs. oscilador real.

Ya que la frecuencia viene dada por la tasa de variación de la fase, la variación en frecuencia viene dada por:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d\Phi(t)}{dt} \right] = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d(2\pi f_o t + \phi(t))}{dt} \right] \rightarrow f(t) - f_o = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d\phi(t)}{dt} \right]$$

La inestabilidad se define formalmente como la estimación estadística de las fluctuaciones de la frecuencia de una señal durante un intervalo de medida (tiempo de promediado). Estas fluctuaciones de la frecuencia representan generalmente la mayor contribución a la incertidumbre asociada a la medida de la frecuencia.

La estabilidad a corto plazo hace referencia a las mediciones durante periodos de tiempo inferiores a 100s. La estabilidad a largo plazo se evalúa sobre tiempos de medida superiores a 100s.

Las estimaciones de la estabilidad pueden realizarse en los dominios del tiempo y de la frecuencia. El primero de ellos se usa más comúnmente. Ambos permiten establecer el tipo o proceso de ruido acoplado al oscilador.

Impacto del ruido acoplado a un oscilador

A continuación se exponen los principales efectos del ruido sobre osciladores electrónicos.

- Limitación de la capacidad de predecir la deriva en frecuencia.
- Degradación de la precisión de la sintonización.
- Limitación del rango dinámico útil de recepción, espaciado entre canales, y selectividad.
- Limitación del rendimiento de los sistemas de radar (especialmente los radares Doppler).
- Provoca errores de temporización [proporcionales al tiempo de promediado y a la varianza de las fluctuaciones de la frecuencia instantánea.
- Errores de bit en sistemas de comunicaciones electrónicas.
- Limitación del número de usuarios en sistemas de comunicaciones electrónicas, cuando el ruido proveniente de los transmisores interfiere con receptores en canales cercanos.
- Limitación de la precisión de la navegación.
- Provoca pérdidas de enganche en sistemas basados en el lazo de enganche de fase (PLL; Phase Locked Loop).

A continuación, comienza el estudio cuantitativo de la estabilidad que conducirá en última instancia a inferir el proceso de ruido acoplado.

Desviaciones en fase, tiempo y frecuencia

Sean los osciladores 1 y 2 cuya frecuencia nominal es f_0 (V_0), y que entregan, respectivamente, las señales:

$$\text{sen}[2\pi f_0 t + \phi_1(t)] \quad \text{sen}[2\pi f_0 t + \phi_2(t)]$$

donde $\phi_1(t)$ y $\phi_2(t)$ son las desviaciones de fase relativas a f_0 . Supongamos que ambos osciladores se emplean para propósitos de temporización. En el instante absoluto t , los tiempos correspondientes a los osciladores son:

$$\begin{aligned} 2\pi f_0 t_1 &= 2\pi f_0 t + \phi_1(t); & 2\pi f_0 t_2 &= 2\pi f_0 t + \phi_2(t) \\ \rightarrow t_1 &= t + \frac{\phi_1(t)}{2\pi f_0}; & t_2 &= t + \frac{\phi_2(t)}{2\pi f_0} \end{aligned}$$

Es decir, t_i es el instante en el que la salida del oscilador perfecto de frecuencia f_0 , tendría la misma fase total que el oscilador i -ésimo en el instante t . La desviación temporal relativa entre los dos osciladores se convierte en nuestra variable de interés $x(t)$:

$$x(t) \equiv \frac{\phi_1(t) - \phi_2(t)}{2\pi f_0} = \frac{\phi(t)}{2\pi f_0}$$

Generalmente dispondremos de estas medidas en series temporales para realizar el análisis exploratorio de datos instrumentales.

La desviación porcentual o fraccional en frecuencia¹¹ establece la variación temporal de la fase relativa de los osciladores y se define:

$$y(t) \equiv \frac{d[x(t)]}{dt} = \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \frac{d[\phi(t)]}{dt}$$

Esta magnitud puede interpretarse como la variación instantánea del desfase, dado por la variable $x(t)$, entre los dos osciladores. Es decir, cómo varía la variación de tiempo en cada instante. Es la velocidad a la que cambia el desfase. A partir de esta definición se introduce la magnitud promedio, que conducirá a la desviación de *Allan*.

Frecuencia fraccional media

La desviación en frecuencia media u offset de frecuencia durante un periodo de medida o tiempo de promediado τ en el intervalo $(t-\tau, t)$ queda descrita mediante:

$$\bar{y}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \int_{t-\tau}^t y(s) \cdot ds = \frac{x(t) - x(t - \tau)}{\tau} = \frac{\Delta_{\tau} x(t)}{\tau},$$

donde Δ_{τ} es el operador primera diferencia. Este parámetro establece el desfase temporal entre los dos osciladores cuando éste se evalúa cada τ segundos. Se obtiene así una serie temporal de primeras diferencias, que se emplea en la computación del estimador de la estabilidad.

Medidas de la Inestabilidad a Corto Plazo

El estándar IEEE 1139 caracteriza las mediciones de inestabilidad en frecuencia, fase y amplitud. La medida estándar para la caracterización de la inestabilidad de la frecuencia y de la fase en el dominio de la frecuencia es $L(f)$, que se define como la mitad de la doble banda lateral de la densidad espectral de las fluctuaciones de fase. Cuando se expresa en decibelios, las unidades de $L(f)$ son dBc/Hz (decibelios debajo de la portadora en un ancho de banda de 1 Hz) La caracterización de un dispositivo se efectúa mediante una gráfica de $L(f)$ frente a la variable f (frecuencia de *Fourier* o frecuencia offset). Esta magnitud se interpreta en la práctica como una densidad espectral de ruido de fase.

Otras magnitudes en el dominio de la frecuencia y que se usan principalmente en esta obra son:

- $S_y(f)$: Densidad espectral de las fluctuaciones de la frecuencia fraccional (Onesided spectral density of the fractional frequency fluctuations).
- $S_{\phi}(f)$: Densidad espectral de las fluctuaciones de la fase (One-sided spectral density of the fractional frequency fluctuations).

Las relaciones entre estas magnitudes vienen dada por:

$$S_{\phi}(f) = \frac{V_0^2}{f^2} \cdot S_y(f) \quad L(f) = \frac{1}{2} S_{\phi}(f)$$

En el dominio del tiempo la desviación de *Allan*, $\sigma_y(\tau)$ (two-sample deviation). Un dispositivo quedará caracterizado por una gráfica de la desviación de *Allan* frente al tiempo de medida o periodo de promediado. Acompañando al resultado figurarán el ancho de banda del sistema de medida y el tiempo total de medida.

La relación entre las caracterizaciones en los dominios del tiempo y de la frecuencia viene dada por.

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{2}{(\pi\nu\tau)^2} \int_0^{\infty} S_{\phi}(f) \text{sen}^4(\pi f\tau) df$$

A continuación se analiza la caracterización de la estabilidad en el dominio del tiempo.

La varianza o desviación de *Allan*

La varianza o desviación de *Allan* se introdujo con el fin de caracterizar la desviación promedio del desfase entre dos osciladores.

Para estimar la estabilidad en el dominio del tiempo comenzamos con un conjunto de medidas del offset de frecuencia (y_j). La dispersión de estos puntos está asociada al ruido que está acoplado al oscilador. Cuanto mayor sea la dispersión de estas medidas mayor es la inestabilidad de la señal que entrega el oscilador.

Normalmente, la desviación típica o estándar, σ , (o la varianza, σ^2) es la magnitud estadística empleada para cuantificar la dispersión de un conjunto de medidas. La varianza es la medida numérica de la desviación de los datos respecto de su valor medio. Es decir, indica en término medio cómo se aleja cada dato que compone la serie temporal de medidas respecto de la media.

Sin embargo, la varianza clásica sólo se puede calcular a partir de datos estacionarios, es decir, para procesos en los que la media y la desviación típica no cambien con el tiempo; así los resultados son independientes del tiempo. Esto lleva consigo la idea de que el ruido es blanco, es decir, su densidad espectral de potencia es constante (la potencia asociada a cada componente espectral de ruido está uniformemente distribuida en todo el ancho de banda de medida).

Para datos estacionarios, la media y la varianza convergen a valores concretos cuando el número de medidas aumenta considerablemente. Con datos no estacionarios (como los que se manejan con los osciladores) tenemos una media que cambia cada vez que se añade una nueva medida a la serie temporal.

Por esta razón se emplea un estadístico no clásico para estimar la estabilidad en el dominio del tiempo. Siguiendo la recomendación del IEEE, se emplea la desviación de *Allan* para caracterizar la estabilidad de los estándares en frecuencia.

Dada una serie temporal de $m+1$ muestras, correspondiente cada una de ellas a la desviación temporal de fase entre dos osciladores, $x(0), x(\sigma), x(2\sigma), \dots, x(m\sigma)$; la varianza de *Allan* para una serie temporal compuesta por estas muestras se define según:

$$\sigma_y^2(\tau) = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m (\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1})^2$$

donde la magnitud

$$\bar{y}_j = \frac{x(j\tau) - x(j\tau - \tau)}{j\tau - j\tau + \tau} = \frac{x(j\tau) - x(j\tau - \tau)}{\tau}$$

representa el cambio promedio que experimenta el desfase temporal en cada intervalo de promediado, que constituye la unidad elemental (resolución) del tiempo de calibración total $T = m\tau$. En consecuencia, si el límite anterior existe, la varianza de *Allan* representa el valor eficaz de la magnitud:

$$\frac{\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1}}{\sqrt{2}}$$

El estimador usual de la varianza de *Allan* es la desviación de *Allan*, definida según:

$$S_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m (\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1})^2 = \frac{1}{2\tau^2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m [\Delta_\tau^2 x(j\tau)]^2$$

donde $\Delta_\tau^2 x(j\tau)$ es el operador segunda diferencia; $x(j\tau)$ es el valor de la diferencia de fase entre la fuente bajo test y la referencia. Cada uno de los m valores están espaciados $\tau=n\tau_0$ segundos, y τ_0 representa la resolución del instrumento electrónico empleado en el dominio del tiempo; las medidas se toman a intervalos de τ_0 segundos.

Obsérvese que, con respecto al estimador clásico, la diferencia radica en que ahora se le resta a cada dato su anterior. Esto se debe a que este parámetro establece una medida de la estabilidad en frecuencia, es decir, de las fluctuaciones de la frecuencia de un oscilador. En consecuencia, se consigue eliminar de esta forma el offset de frecuencia constante de la serie de medidas.

Conviene expandir el operador segunda diferencia con el fin de facilitar la resolución de los ejemplos del siguiente apartado:

$$\begin{aligned} \bar{y}_j - \bar{y}_{j-1} &= \frac{1}{\tau} [\Delta_\tau x(j\tau) - \Delta_\tau x((j-1)\tau)] = \frac{1}{\tau} \Delta_\tau^2 x(j\tau) \\ &= \frac{1}{\tau} [x(j\tau) - x(j\tau - \tau) - x(j\tau - \tau) + x(j\tau - \tau - \tau)] \\ &= \frac{1}{\tau} [x(j\tau) - 2x(j\tau - \tau) + x(j\tau - 2\tau)] \\ &= \frac{1}{\tau} [x(j\tau) - 2x((j-1)\tau) + x((j-2)\tau)] \end{aligned}$$

Test de máser de hidrógeno (C. A. GreenHall, 1988)

Como primer ejemplo se resuelve la evaluación de la estabilidad para dos máseres de hidrógeno (se está comparando la estabilidad del rayo). Se propone este ejemplo en primer lugar con el fin de mostrar la mecánica operatoria con simplicidad.

La tabla 2 muestra los datos originales para los distintos instantes de tiempo. La segunda columna ofrece las diferencias temporales, que constituyen la serie de partida, $x(t)$, cuyos valores vienen dados en unidades de 10^{-14} s, y el tiempo viene dado en unidades de $\tau_0=256$ s (resolución del muestreador, o mínimo periodo de muestreo).

Los distintos tiempos de promediado se establecen como múltiplos del periodo de muestreo. Para $n=1$, se consideran todos los datos de la serie y se tiene:

$$S_y^2(\tau_0, 8) = \frac{1}{2\tau_0^2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m [\Delta_\tau^2 x(j\tau)]^2 = \frac{1}{2 \cdot 256^2(8-1)} \cdot \left[\begin{aligned} &(-87)^2 + (-99)^2 + (160)^2 + (26)^2 + \\ &(-156)^2 + (100)^2 + (-7)^2 \end{aligned} \right]$$

$$\cong 2,9162825766179 \cdot 10^{-15} \approx 2,92 \cdot 10^{-15}$$

| t=nτ0 | x(jτ) | Δτ=1 x(jτ) | Δ2τ=1 x(jτ) | Δτ=2 x(jτ) | Δ2τ=2 x(jτ) | Δτ=3 x(jτ) | Δ2τ=3 x(jτ) |
|-------|-------|---------------|----------------|---------------|----------------|---------------|----------------|
| 0 | 0 | | | | | | |
| 1 | 658 | 658 | | | | | |
| 2 | 1229 | 571 | -87 | 1229 | | | |
| 3 | 1701 | 472 | -99 | | | 1701 | |
| 4 | 2333 | 632 | 160 | 1104 | -125 | 1675 | |
| 5 | 2991 | 658 | 26 | | | 1762 | |
| 6 | 3493 | 502 | -156 | 1160 | 56 | 1792 | 91 |
| 7 | 4095 | 602 | 100 | | | 1762 | 87 |
| 8 | 4690 | 595 | -7 | 1197 | 37 | 1699 | -63 |

Tabla 4: Diferencias de fase para los máseres de hidrógeno, desfases en unidades de 10^{-14} s.

Para el resto de los múltiplos del periodo de muestreo se tiene:

$$S_y^2(2\tau_0, 4) \cong 0,11312961294980 \cdot 10^{-15} \approx 1,13 \cdot 10^{-15}$$

$$S_y^2(3\tau_0, 2) \cong 0,08378478787497 \cdot 10^{-15} \approx 8,37 \cdot 10^{-16}$$

4.3.3 Procesos aleatorios. Modelos en el dominio de la frecuencia.

Los usuarios de los estándares de frecuencia vieron pronto la necesidad de efectuar una calibración según dos enfoques, en los dominios del tiempo y de la frecuencia. En el primero de ellos, como hemos visto, se estudian las varianzas de las fluctuaciones de frecuencia promediadas; mientras que en el segundo se estudian las densidades espectrales de las fluctuaciones de frecuencia y de fase.

En este apartado se estudian los cinco procesos de ruido clásicos que suelen encontrarse acoplados a los osciladores y sus curvas de estabilidad en el dominio del tiempo.

El modelo de ruido clásico está compuesto por la suma de los cinco tipos de ruido que comúnmente se consideran en los osciladores de precisión. Este modelo se caracteriza por la densidad espectral de potencia de fase $S_\phi(f)$, espectro de potencia de la desviación de fase de la señal bajo estudio) que, a su vez se obtiene a partir de la densidad espectral de potencia de la señal de desviación en frecuencia ($S_y(f)$, espectro de potencia de la desviación en frecuencia), según ([1]-[7]):

$$S_\phi(f) = \frac{V_0^2}{f^2} \cdot S_y(f) = \frac{V_0^2}{f^2} \cdot \sum_{\alpha=-2}^2 h_\alpha \cdot f^\alpha = V_0^2 \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_\beta \cdot f^\beta$$

para $0 \leq f \leq f_h$. Donde f_h es la frecuencia superior de corte del equipo de medida. Cada término la ecuación está asociado a un tipo de ruido básico de los que existen en la naturaleza y en particular se acoplan a los osciladores electrónicos.

La tabla 3 muestra para los distintos tipos o procesos de ruido, las densidades espectrales de desviación de frecuencia y de fase, y las curvas en el dominio del tiempo que relacionan las desviaciones de *Allan* con el tiempo de promediado.

Las densidades espectrales de fase o frecuencia se miden con un analizador de espectros (analógico o FFT), y en función de la pendiente del espectro se determina el ruido acoplado al oscilador que se quiere caracterizar. Según la tabla 3, la calibración también es posible en el dominio del tiempo.

| | $S_{\phi}(f)$ | $\sigma_y(\tau) \approx \tau ^{\mu/2}$ | $Mod.\sigma(\tau) \approx \tau ^{\mu'}$ | |
|--|---------------|---|--|--------------|
| | β | $\mu/2$ | $\mu'_{[9]}$ | $\mu'_{[3]}$ |
| Random walk Frequency modulation | -4 | 1/2 | 1 | 1/2 |
| Flicker frequency modulation | -3 | 0 | 0 | 0 |
| White frequency modulation | -2 | -1/2 | -1 | -1/2 |
| Flicker phase modulation | -1 | -1 | -2 | -1 |
| White phase modulation | 0 | -1 | -3 | -1.5 |

Tabla 5: Distintos tipos de ruido caracterizados por las pendientes en los dominios de la frecuencia y el tiempo.

A continuación se muestran los cinco procesos de ruido y sus curvas de varianzas de *Allan* (AVAR). Los procesos aleatorios han sido generados con las rutinas que se estudiarán ampliamente en la sección de resultados experimentales.

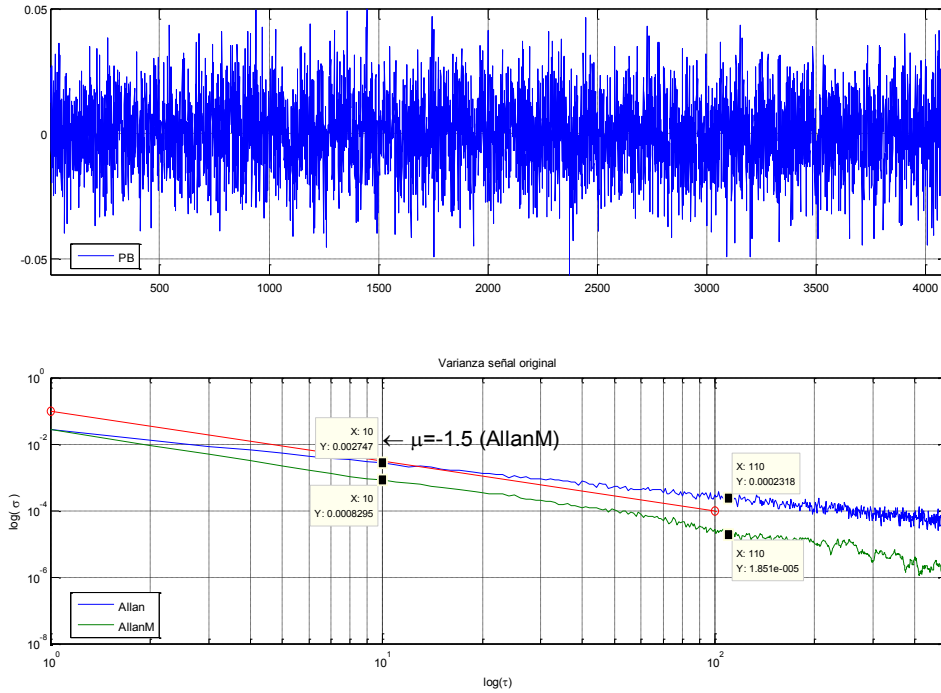


Figura 35: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=0$.

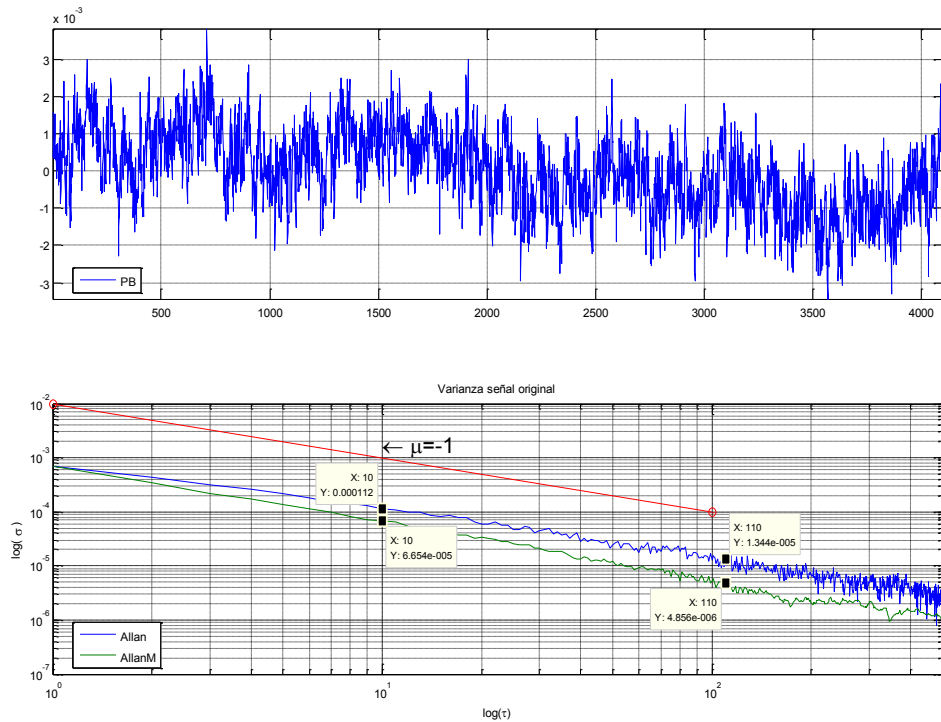


Figura 36: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-1$.

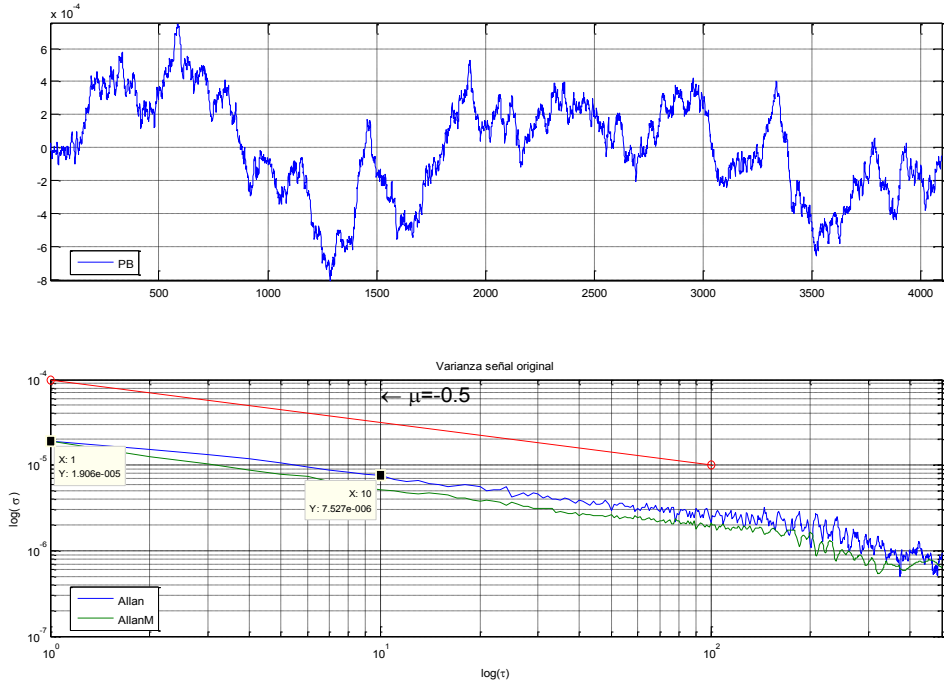


Figura 37: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-2$.

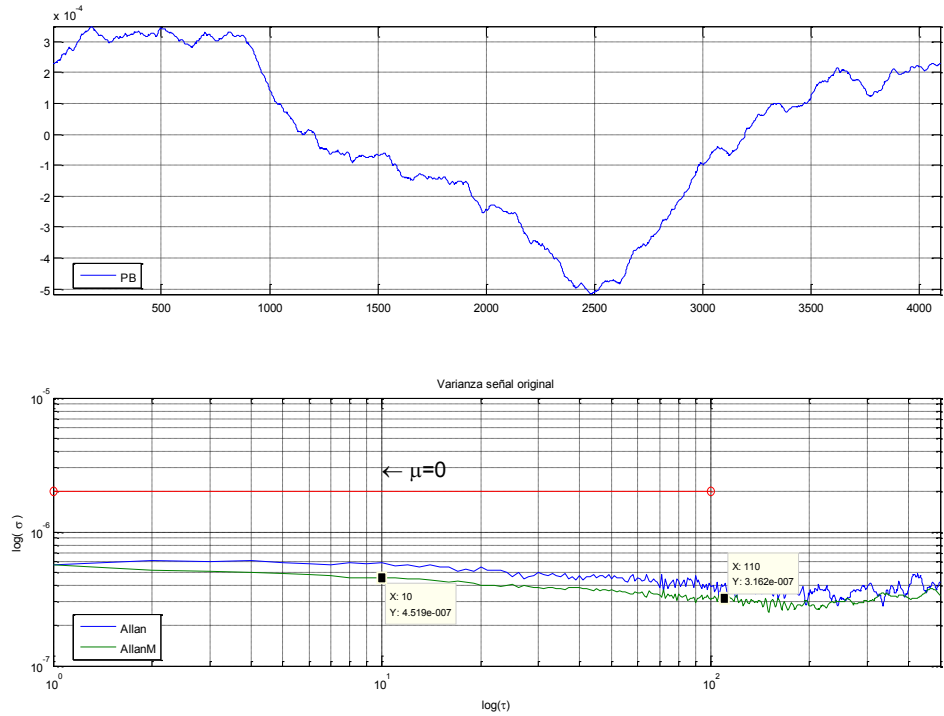


Figura 38: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-3$.

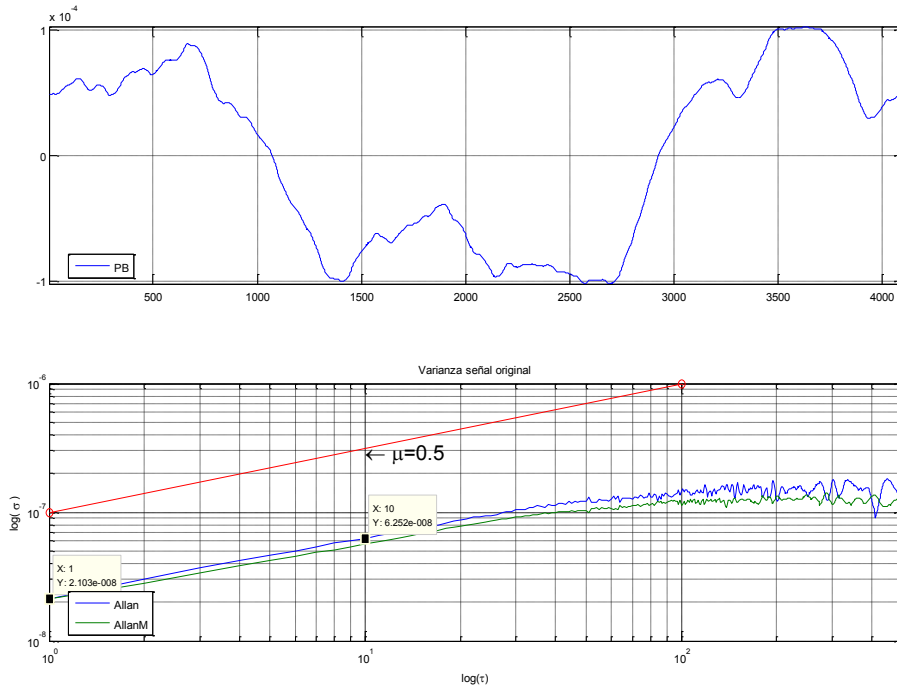


Figura 39: Caracterización del proceso de ruido correspondiente a $\beta=-4$.

Empleando los resultados de la tabla 3, correspondientes a las desviaciones de *Allan* clásica y modificada, se puede comprobar la coincidencia de los resultados correspondientes a las pendientes de las curvas de estabilidad.

Ejemplos de evaluación del ruido acoplado y conversión entre dominios t y f

A partir de las medidas de $S_{\phi}(f)$ y $S_y(f)$ para un par de osciladores, en esta sección se estudia cómo trasladar la información del dominio de la frecuencia al del tiempo. Estas gráficas permiten estudiar la relación entre la magnitud $\sigma_y^2(\tau)$ y el tiempo de promediado τ , y determinan la caracterización de la estabilidad en el dominio del tiempo.

Este procedimiento de caracterización está muy extendido en laboratorios y centros de calibración, ya que permite establecer el valor de la desviación de las medidas para un determinado tiempo de promediado. La tabla 4 relaciona las magnitudes de ambos dominios a través de las constantes A y B , según el proceso de ruido considerado.

Con el fin de ilustrar el procedimiento de traslación de la información del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo se considera, a título de ejemplo, la curva de densidad espectral de fase dada por la figura 3.2.8, correspondiente a la caracterización de la estabilidad de un oscilador con frecuencia nominal $V_0=1$ MHz. El ancho de banda a considerar es 10^4 Hz.

| | | | |
|--|----------------------|---|--|
| $S_y(f) = \sum_{\alpha=-2}^2 h_{\alpha} \cdot f^{\alpha}$ $S_{\phi}(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \cdot S_y(f)$ $S_{\phi}(f) = v_0^2 \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_{\beta} \cdot f^{\beta}$ | | $S_y(f) = A \times \sigma_y^2(\tau)$ | $\sigma_y^2(\tau) = B \times S_{\phi}(f)$ $\sigma_y^2(\tau) = \frac{S_y(f)}{A} = \frac{f^2}{\underbrace{A \cdot v_0^2}_B} \cdot S_{\phi}(f)$ |
| α | $\beta = \alpha - 2$ | A | B = $\frac{f^2}{A \cdot v_0^2}$ |
| 2 (white phase) | 0 | $\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{3f_h}$ | $\frac{3f_h}{(2\pi)^2 \tau^2 v_0^2}$ |
| 1 (flicker phase) | -1 | $\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{1.038 + 3 \ln(w_h \tau)}$ | $\frac{1.038 + 3 \ln(w_h \tau)}{(2\pi)^2 \tau^2 v_0^2}$ |
| 0 (white frequency) | -2 | 2τ | $\frac{f^2}{2\tau \cdot v_0^2}$ |
| -1 (flicker frequency) | -3 | $\frac{1}{2 \ln(2) \times f}$ | $\frac{2 \ln(2) \times f^3}{v_0^2}$ |
| -2 (random walk frequency) | -4 | $\frac{6}{(2\pi)^2 \cdot \tau \cdot f^2}$ | $\frac{(2\pi)^2 \cdot \tau \cdot f^4}{6 \cdot v_0^2}$ |

Tabla 6: Relación entre las magnitudes que caracterizan la estabilidad en los dominios del tiempo y de la frecuencia.

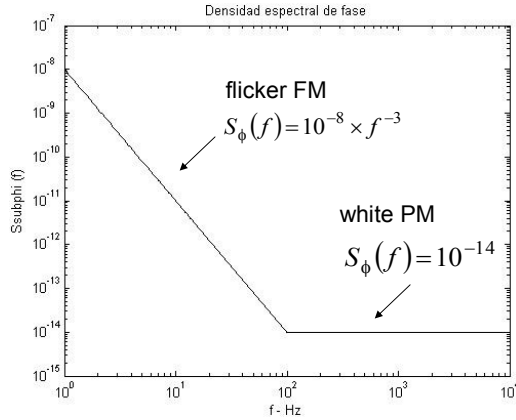


Figura 40: Curva doble-logarítmica de densidad espectral de fase que muestra la presencia de dos tipos de procesos de ruido, al apreciarse un cambio en su pendiente.

Por observación de la figura-38, se distinguen dos regiones, [1-100] Hz y [100, 10000] Hz. En la primera, la densidad espectral de fase disminuye 3 décadas cuando la frecuencia lo hace una. Por ejemplo, desde 10^{-8} hasta 10^{-11} al moverse la frecuencia desde 1 Hz a 10 Hz. Por tanto, podemos establecer que la densidad espectral va en esta zona como: $S_{\phi}(f) = f^{-3}$. De hecho, cuantitativamente la recta queda determinada por:

$$S_{\phi}(f) = 10^{-8} \times f^{-3}$$

En consecuencia, en esta primera zona, el proceso de ruido es un “flicker FM” inversamente proporcional a la frecuencia y modulador de ésta). En efecto, para $\beta = -3$, es $\alpha =$

1; por lo que desde el punto de vista de la densidad espectral de desviación de frecuencia se trata de un ruido inversamente proporcional a la frecuencia, es decir, un ruido “flicker”.

Es posible incluso calcular el coeficiente del desarrollo en serie de potencias, ya que tenemos la frecuencia nominal del oscilador. En efecto:

$$S_{\phi}(f) = v_0^2 \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_{\beta} \cdot f^{\beta} = 10^{-6} \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_{\beta} \cdot f^{\beta} = 10^{-6} \times h_{\beta=-3} \cdot f^{-3} = 10^{-8} \times f^{-3} \rightarrow h_{\beta=-3} = 10^{-2}$$

Con el fin de obtener la curva de estabilidad en el dominio del tiempo, recurrimos a la tabla 4 para obtener la expresión de la varianza según el proceso de ruido identificado:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{S_y(f)}{A} = \frac{f^2}{\underbrace{A \cdot v_0^2}_B} \cdot S_{\phi}(f) = B \cdot S_{\phi}(f) = \frac{2 \ln(2) \times f^3}{v_0^2} \cdot S_{\phi}(f)$$

Teniendo en cuenta ahora lo ya calculado, se obtiene un valor constante de la varianza para esta primera región. En efecto:

$$\underline{\underline{\sigma_y^2(\tau)}} = \frac{2 \ln(2) \times f^3}{v_0^2} \cdot S_{\phi}(f) = \frac{2 \ln(2) \times f^3}{(10^6)^2} \times 10^{-8} \cdot f^{-3} = 2 \ln(2) \times 10^{-20} \cong \underline{\underline{1,39 \times 10^{-20}}}$$

La desviación típica es:

$$\underline{\underline{\sigma_y(\tau)}} = \sqrt{\sigma_y^2(\tau)} \cong \sqrt{1,39 \times 10^{-20}} \approx \underline{\underline{1,18 \times 10^{-10}}}$$

En la segunda zona a considerar, la densidad espectral de fase es constante y vale.

$$S_{\phi}(f) = 10^{-14}$$

Por ello, el proceso de ruido es “white PM” (ruido blanco de fase). En efecto, un ruido blanco se caracteriza por poseer una densidad espectral constante; en este caso de fase.

Considerando de nuevo la tabla 4 se obtiene la varianza para este proceso de ruido:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{S_y(f)}{A} = \frac{f^2}{\underbrace{A \cdot v_0^2}_B} \cdot S_{\phi}(f) = B \cdot S_{\phi}(f) = \frac{3f_h}{(2\pi)^2 \tau^2 v_0^2} \cdot S_{\phi}(f)$$

Al sustituir los valores ya conocidos se obtiene la expresión de la varianza en función del tiempo de promediado:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{3f_h}{(2\pi)^2 \tau^2 v_0^2} \cdot S_{\phi}(f) = \frac{3 \times 10^4}{(2\pi)^2 \tau^2 (10^6)^2} \cdot 10^{-14} \cong 0,075990887 \times 10^{-22} \times \left(\frac{1}{\tau^2}\right)$$

$$\underline{\underline{\sigma_y^2(\tau)}} \approx \underline{\underline{2,76 \times 10^{-24} \times \left(\frac{1}{\tau^2}\right)}}$$

Y la desviación típica resulta:

$$\underline{\underline{\sigma_y(\tau)}} = \sqrt{\sigma_y^2(\tau)} \cong \sqrt{2,76 \times 10^{-24}} \times \left(\frac{1}{\tau}\right) \cong 2,7568097 \times 10^{-12} \times \left(\frac{1}{\tau}\right) \approx \underline{\underline{2,76 \times 10^{-12} \times \left(\frac{1}{\tau}\right)}}$$

Estas curvas vienen representadas en la figura 3.2.9 para los distintos tiempos de promediado. Las representaciones de la figura 3.2.9 han sido consideradas desde un punto de vista aislado.

En la práctica, la envolvente superior es la curva representativa de la estabilidad del oscilador. En nuestro caso, se observa el predominio del ruido blanco de fase para tiempos de promediados bajos, mientras que para tiempos de medida altos predomina el ruido “flicker FM”. Intuitivamente esto es fácil de razonar, ya que a bajas frecuencias el ruido “flicker” es el que da problemas. Por tanto, para tiempos de promediado elevados debe descubrirse por observación de la pendiente de la curva de la desviación de *Allan*.

Por otra parte, en situaciones de tiempos pequeños de promediado no se va a descubrir un ruido “flicker” ya que sus componentes de alta frecuencia son pequeñas. El ruido blanco ya estará muy compensado para tiempos de promediado elevados y tendrá relevancia sólo para tiempos de promediado bajos.

El tiempo de promediado que separa ambos procesos de ruido se obtiene a partir de igualar las desviaciones típicas:

$$\sigma_y(\tau^*)_{flicker\,fm} = 1,18 \times 10^{-10} = 2,76 \times 10^{-12} \times \left(\frac{1}{\tau^*}\right) = \sigma_y(\tau^*)_{white\,phase}$$

$$\tau^* = \frac{2,76 \times 10^{-12}}{1,18 \times 10^{-10}} = 0,02338983 = 0,0234s$$

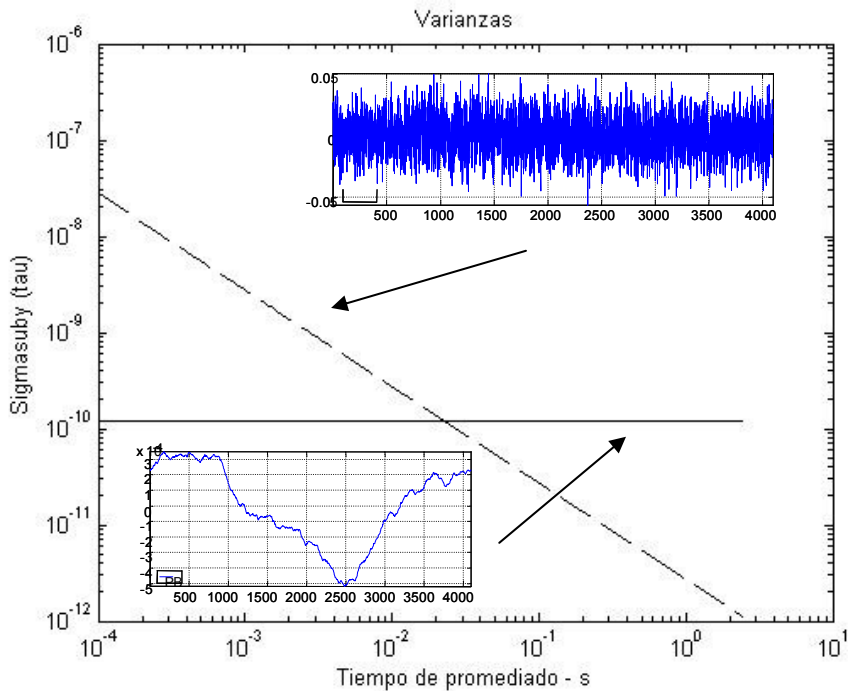


Figura 41: Curva doble-logarítmica de las varianzas asociadas a los procesos de ruido.

4.3.4 Resumen del estudio preliminar de la estabilidad.

A continuación se profundiza un poco más en las posibles causas del ruido acoplado a un oscilador y se analiza la influencia de forma combinada sobre los osciladores, definiendo la frontera entre la estabilidad a corto plazo y a largo plazo.

Causas del ruido acoplado a los osciladores

En este apartado se realizan observaciones acerca de los cinco procesos de ruido caracterizados en el dominio de la frecuencia por el desarrollo en serie de potencia espectral de fase.

El ruido “**random walk**” ($1/f^4$) es difícil de medir, ya que generalmente está muy cerca de la portadora. Generalmente este tipo de ruido tiene su origen en el medio ambiente o entorno del oscilador bajo test. Si es este el tipo de ruido predominante debemos entonces pensar que los desplazamientos en la portadora pueden ser provocados por “choques mecánicos”, vibraciones, temperatura, u otros efectos medioambientales.

El origen del ruido “**flicker FM**” ($1/f^3$) no ha llegado a ser comprendido en su totalidad, pero típicamente se relaciona con tres posibles causas: el mecanismo de resonancia física de un oscilador activo, la elección de determinados componentes electrónicos o propiedades ambientales. Este ruido es típico de osciladores de alta calidad, pero puede quedar enmascarado por el ruido “white FM ($1/f^2$)” o por el ruido “flicker PM ($1/f$)” en osciladores de menor calidad.

El ruido “**white FM**” ($1/f^2$) se encuentra muy comúnmente en resonadores pasivos estándares de frecuencia. Éstos contienen un oscilador esclavo, a menudo de cuarzo, que se “engancha” a algún rasgo resonante de otro dispositivo, el cual a su vez se comporta como un filtro de alto factor de calidad. Los estándares de cesio y rubidio poseen este ruido.

El proceso de ruido “**flicker PM**” ($1/f$) puede relacionarse con el mecanismo de resonancia física de un oscilador, pero generalmente su origen se encuentra en dispositivos electrónicos ruidosos. Este tipo de ruido es común incluso en osciladores de muy alta calidad, ya que se emplean amplificadores (después de la fuente de señal) con el fin de elevar la amplitud de la señal hasta el nivel deseado. Además de introducirse en el amplificador, puede introducirse en multiplicadores de frecuencia.

Para reducir este ruido debe emplearse realimentación negativa y circuitos integrados de bajo ruido.

Finalmente, el ruido “**white PM**” (f_0) es un proceso de banda ancha y tiene poco que ver con los mecanismos de resonancia. Probablemente esté producido por un fenómeno similar al que produce el ruido “flicker PM ($1/f$)”, como por ejemplo las etapas amplificadoras. Este tipo de ruido puede mantenerse a unos niveles muy bajas realizando un buen diseño de amplificadores, realizando una cuidadosa elección de componentes, filtrando con banda estrecha la salida o elevando, si fuera posible, la potencia de la fuente primaria.

En esta gráfica tenemos una representación del efecto de los 5 tipos de ruido y su zona de influencia en relación a la inestabilidad de los osciladores.

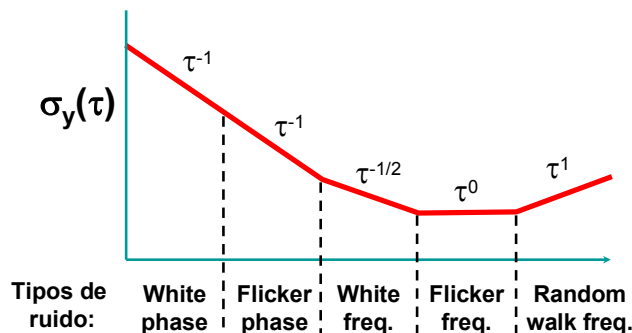


Figura 42: Efecto de los cinco tipos de ruido.

En resumen el convenio según los estándares del IEEE para la caracterización de las fluctuaciones en el dominio del tiempo es la varianza de Allan definida como $\sigma_y(\tau)$. Si se representa sobre una gráfica logarítmica donde en el eje ‘y’ representamos ‘ $\log \sigma_y^2(\tau)$ ’ y sobre el eje de ordenadas ‘ $\log \tau$ ’ se podrá observar en determinadas regiones unas pendientes ‘denominadas μ ’ que tienen una correspondencia con la ley espectral y por tanto con coeficientes $h\alpha$. En particular para, $\mu = -\alpha - 1$ desde $-3 < \alpha < 1$ y $\mu = -\alpha - 2$ desde $1 > \alpha$.

A partir de esta curva es posible obtener la mejor estabilidad del oscilador detectando el punto umbral de influencia del ruido (“flicker floor”). En un oscilador de cristal se puede localizar en la zona τ^{-1} (white phase noise). En un estándar atómico se localiza en $\tau^{-1/2}$ (white frequency noise).

Un valor típico del “flicker floor” para un oscilador de cristal es 1s, 103s para uno de Rubidio y 105 para uno de Cesio. Este punto coincide con el valor a partir del cual el ruido se comporta como no estacionario.

Podemos decir que la estabilidad a corto plazo se ve afectada esencialmente por los tipos de ruido que tengan una influencia importante hasta el minuto aproximadamente. Eso incluye hasta la zona de influencia del Flicker FM y a partir de esa línea comienza el efecto del ruido a largo plazo. Esta barrera coincide con el punto a partir del cual el ruido es muy difícil de medir.

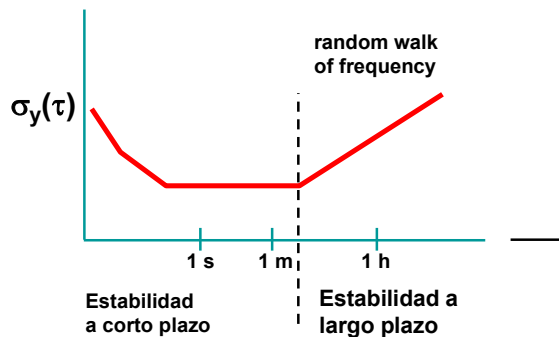


Figura 43: División en función del grado de estacionaridad

Ejemplos de curva de estabilidad para relojes

En la siguiente gráfica se observa de forma comparativa la estabilidad de un reloj de cuarzo del tipo VCXO y uno de rubidio. En cuanto a la estabilidad a corto plazo es mejor el de cuarzo pero a partir de un 1s comienza el efecto del ruido con $\beta=-4$. Transcurrido unos 40 segundos empieza a ser más estable el de Rubidio permaneciendo esa situación de forma indefinida. En definitiva el reloj de cuarzo es más estable a corto plazo y el de rubidio lo es más a largo plazo.

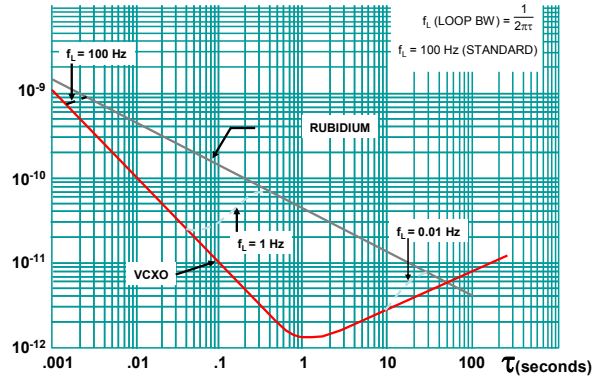


Figura 44: Relación entre osciladores.

En esta gráfica de estabilidad podemos observar también de forma comparativa las diferencias de estabilidad a corto y largo plazo de los distintos tipos de osciladores. Cuanto más baja es la curva mayor estabilidad. Es evidente que el Maser de Hidrógeno es de mayor grado de estabilidad. Sólo compiten con él en la estabilidad a corto plazo algunos osciladores de cuarzo con compensación.

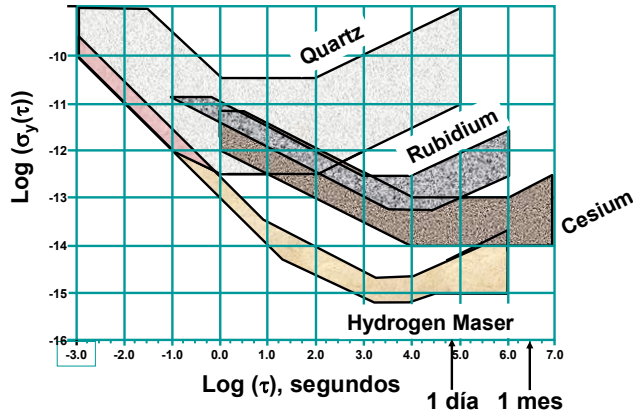


Figura 45: Estabilidad corto y medio plazo entre osciladores.

A largo plazo solo lo mejora su respuesta algunos relojes de cesio pero para una estabilidad cercana al mes.

En esta siguiente gráfica podemos observar la representación del ruido de fase en el dominio de la frecuencia ‘Densidad espectral de potencia’ de los distintos tipos de osciladores hasta una frecuencia de 10.000Hz. En este dominio no queda tan claro como con la varianza de Allan pero podemos observar como el ruido de baja frecuencia afecta más a los osciladores de Rubidio que a los de Cuarzo. A partir de los 10Hz el comportamiento cambia.

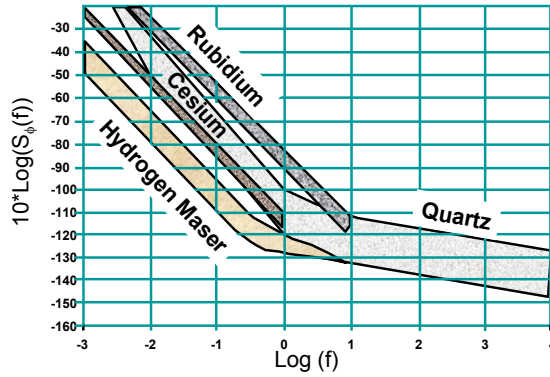


Figura 46: Estabilidad a corto plazo

4.4 Metodología para los estudios de estabilidad

Los osciladores están sometidos a la acción de distintos tipos de ruido producidos a partir de fenómenos tales como cambios de temperatura, choques, vibraciones y campos electromagnéticos. El propósito de este estudio es exponer las ventajas de un sistema para el estudio de las consecuencias que pueden tener estos tipos de ruido sobre la estabilidad de los osciladores de precisión sin tener que reproducir los fenómenos originarios. Basándonos en la distribución Espectral de Potencia del ruido y utilizando estimación paramétrica obtenemos los coeficientes de un modelo autorregresivo que nos permita reproducir fácilmente el ruido de fase de una señal de reloj.

4.4.1 Estudio de la acción conjunta de diversos tipos de ruido

En la Figura-47 se puede ver la distribución espectral de potencia de *random walk* ($1/f^4$) con una atenuación característica de 40dB por década y en la Figura-48 el *flicker PM* ($1/f$) con 10dB por década. Utilizamos el periodograma para la representación de la densidad espectral de potencia.

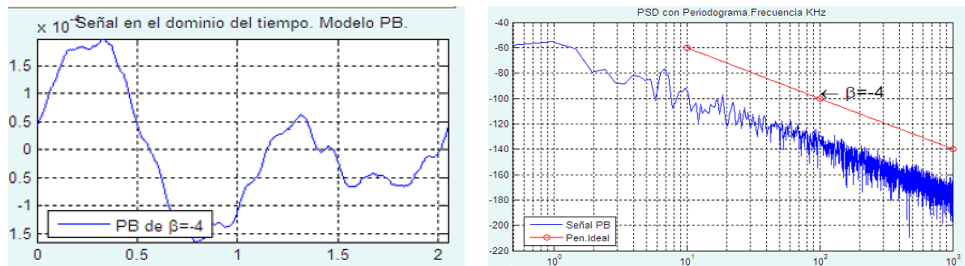


Figura 47: Distribución *random walk* ($1/f^4$)

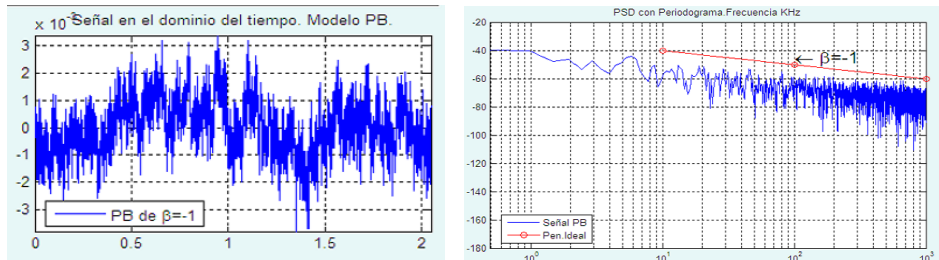


Figura 48: Distribución *flicker PM* ($1/f$)

Por otra parte el NIST establece un método estandarizado para analizar el efecto combinado de más de uno de estos fenómenos con la denominada varianza de Allan [34]. El origen no estacionario del ruido como consecuencia de la acción combinada de varios fenómenos hace que la varianza clásica no sea la herramienta adecuada para el análisis.

En la Figura-49 tenemos la representación gráfica individual de la varianza de Allan y Allan modificada para el *random walk* ($1/f^4$) y del *flicker PM* ($1/f^1$). Existe una relación exacta entre la pendiente y el tipo de ruido.

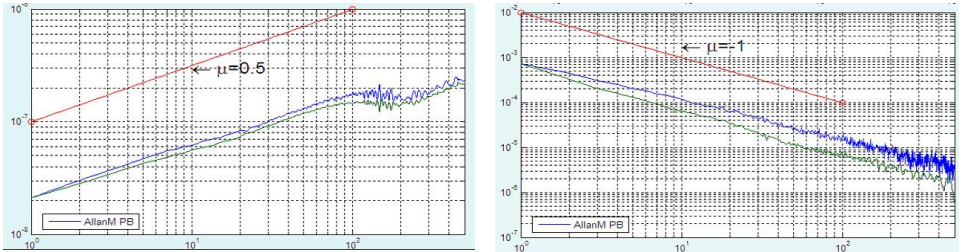


Figura 49: Distribución Random Walk y Flicker PM

En el primer caso *random walk* ($1/f^4$) tiene menos influencia en la estabilidad a corto plazo pero la pendiente positiva nos indica que a largo plazo se percibirá cada vez más. Para el segundo caso *flicker PM* ($1/f^1$) tiene una mayor influencia a corto plazo y disminuye con el transcurso del tiempo.

Si combinamos ambos ruidos y observamos su evolución con la varianza de Allan, podemos apreciar perfectamente los intervalos de máxima influencia de cada tipo de ruido. Las pendientes coinciden con las pendientes individuales, sin embargo en el dominio de la frecuencia no se puede distinguir claramente la zona de influencia de cada ruido.

En definitiva, se puede observar la acción simultánea de un ruido que afecta a la estabilidad a corto plazo como ($1/f^4$) junto con un ruido que afecta a la estabilidad a largo plazo como ($1/f^1$) [6]

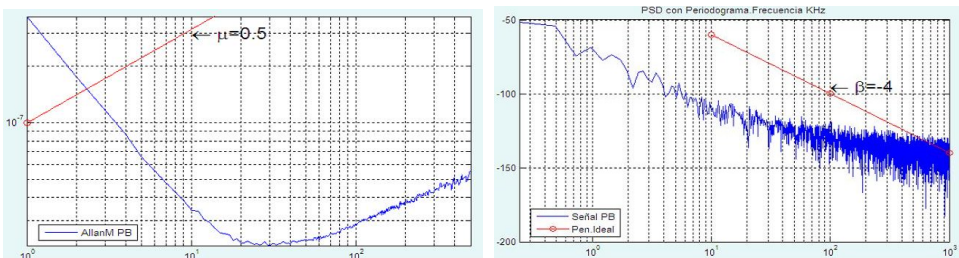


Figura 50: Efecto coninado del ruido ($1/f^4$) Y($1/f^1$)

Como conclusión final podemos decir que el análisis con la varianza de Allan permite detectar el efecto combinado de diferentes tipos de ruido actuando sobre la estabilidad de los osciladores. Se observa el efecto del ruido sobre la estabilidad a corto plazo y el momento en el que predomina el efecto del ruido a largo plazo. El análisis convencional con la Densidad espectral de potencia no permite detectar el efecto a corto y largo plazo sobre la estabilidad.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD CON PTP V1 2002 PARA SINCRÓFASORES

En este capítulo he incluido los ensayos para determinar la calidad del sistema de sincronismo y su efecto en el proceso de estimación fasorial. Estos ensayos han sido posibles gracias a un estudio preciso de la norma de sincrofases y a una selección de las tecnologías adecuadas para definir una PMU experimental. En las conclusiones finales se analizan los aspectos técnicos que me han permitido alcanzar los objetivos y se analizan las carencias que me impiden cumplir con todas las especificaciones.

Para desarrollar un prototipo de PMU experimental es necesario cumplir con tres especificaciones esenciales. La estimación de la fase con un error TVE máximo del 1% , una estimación de la frecuencia en intervalos de tiempo muy definidos y una transferencia de los paquetes con los datos fasorial a una velocidad especificada en la norma.

Para evaluar y avalar experimentalmente la nueva técnica de sincronismo desarrollé un conjunto de herramientas en el proyecto denominado “*Sistemas Empotrados para Infraestructuras Crítica*”, con expediente TSI-020100-2008-258.

Por tanto, he incluido la metodología, la descripción del sistema experimental y los resultados de cada uno de los ensayos. Es importante destacar que la estabilidad de la fuente de sincronismo repercute de forma directa en la captura y el procesamiento de los datos fasoriales. Como he indicado anteriormente, la norma IEEE Std C37.118-2005 [30] es muy restrictiva y establece un umbral muy definido como límite para la estimación fasorial. La norma IEEE Std C37.118.1™-2011 [16] es una actualización de la anterior exclusivamente dedicada a las especificaciones de medida y la IEEE Std C37.118.2™-2011 [17] está dedicada exclusivamente a las comunicaciones.

5.1 Metodología y procedimientos.

Para el sincronismo, he definido un procedimiento para poder estimar el error de sincronización de las PMU con el protocolo PTP v1. La estimación es posible porque contamos con una fuente de referencia (XLI GRANDMASTER IEEE1588) de alta precisión y que incorpora un TIC “*Time Interval Counter*” para medir las desviaciones de fase entre los PPS de los dispositivos que actúan como esclavos de sincronismo y la fuente de referencia. El instrumento ha sido calibrado y los resultados se encuentran en el ANEXO-1.

Para el procesamiento, he localizado una librería de Texas Instruments especialmente optimizada para la arquitectura y que permiten aplicar la FFT y la función de autocorrelación. Se aplican respectivamente para el procesamiento fasorial y para la estimación de la frecuencia.

Para las comunicaciones, aplico un método especialmente desarrollado para reproducir un flujo de datos muy similar al flujo de datos generado por las PMU cuando trabajan en tiempo real. Se trata de establecer un procedimiento para transmitir y recibir las tramas según las especificaciones de la norma. Las PMUs actúan como emisores y un PC actúa como equipo concentrador de datos fasoriales.

5.1.1 Objetivos y Método para la sincronización de PMUs con PTP v1.

Para el sistema de sincronismo he planteado la sustitución en cada unidad remota del dispositivo GPS por un esclavo PTP. Cada esclavo se sincroniza con un único sistema central denominado Maestro PTP. Una topología de red Ethernet convencional a 100Mbit actúa como intermediaria del sistema de sincronismo global. Nuestro objetivo era lograr un nivel de sincronismo cercano a los requisitos impuestos por la norma de sincrofases. Con este cambio de estrategia logramos alcanzar los siguientes objetivos:

- Reducir el coste final de cada uno de los puntos de medida incorporando un transceptor con el protocolo PTP que actuarán como sistema de sincronismo. El maestro se encargará de mantener el sincronismo en una zona muy amplia utilizando como soporte de comunicación una red Ethernet convencional o una red específica utilizando como gestores Boundary Clock o Transparent Clock.
- Permitir la ubicación de remotas en cualquier lugar y no exclusivamente en localizaciones donde no hay espacios abiertos. No en todas las ocasiones es posible situar fácilmente la antena para el sistema GPS y por tanto no es posible disponer de la adecuada visibilidad para la captura del número de satélites necesarios.

He tenido en cuenta las siguientes **cualidades** según el requisito funcional de la norma:

- a) El equipo central cuenta con un GPS denominado GrandMaster con un oscilador de cuarzo o Rubidio de muy buena estabilidad normalmente con compensación de temperatura que se encargará de mantener el sincronismo de un número muy elevado de esclavos. Esta fuente puede ser de muy buena calidad para garantizar el sincronismo entorno a un microsegundo. La inversión se rentabiliza. Un solo Maestro puede sincronizar cientos de esclavos.
- b) Es un protocolo estándar para sincronizar equipos conectados a una red con capacidad de transferencia en modo multicast como sucede con la red Ethernet. Preferentemente con el protocolo UDP.
- c) Fue desarrollado para proporcionar sincronización con tolerancia a fallos entre relojes en redes heterogéneas. Una red heterogénea está compuesta por relojes con diferentes tipos de osciladores y por tanto con diferentes grados de estabilidad en frecuencia. El protocolo PTP proporciona un método de tolerancia a fallos sincronizando los relojes de todos los dispositivos participantes con respecto al reloj de mayor calidad de la red.
- d) La calidad de un oscilador debe definirse en función de su estabilidad a corto plazo. Para el caso particular de la captura de fasores tenemos que utilizar una señal de 1PPS procedente de la fuente de sincronismo del GrandMaster. Por tanto, es necesario conocer la estabilidad a corto plazo del reloj del maestro y del esclavo. Este dato nos permitirá determinar la calidad del sincronismo de los fasores capturados entre pulso y pulso. Este tipo de estabilidad se consigue con relojes de cuarzo que incorporen técnicas de compensación de temperatura.

El principal inconveniente es el efecto que tiene la falta de simetría de la red. En una red ethernet convencional la ruta seguida por los paquetes entre el maestro y esclavo no tienen por qué seguir la misma ruta en la transmisión de los paquetes de sincronismo. En cambio si la red es simétrica el estándar PTP compensa el error de latencia asociado a la ruta entre el maestro y los esclavos “Automatic correction for latency” [35, 36]. La calidad del sincronismo depende de varios factores: La calidad del oscilador local y el control del PLL, de los equipos gestores de la red, del nivel de tráfico y de la topología de la red.

Por tanto para integrar PTP en el medidor fasorial hemos tenido que estimar:

- El efecto global de la red Ethernet experimental que es inherentemente asimétrica. El protocolo IEEE 1588 necesita simetría para alcanzar los máximos niveles de exactitud. Es un factor negativo que tenemos que analizar para determinar la exactitud asociada a cada topología.

- El efecto de los switches, Hub y router convencionales. Dispositivos degradan el sincronismo de forma diferente y también en base a la topología. Es conveniente recomendar la configuración más adecuada basándonos en estudios experimentales y de forma particular para los medidores fasoriales.
- El efecto del tráfico ajeno al sincronismo pero que estará presente en una subestación con la presencias de los propios sincrofasores y de los sistemas de protección conectados a la red para mantener las comunicaciones. Por tanto nuestros estudios se han centrado en el análisis de la degradación como consecuencia del propio tráfico generado por las tramas de los sincrofasores.

5.1.2 Metodología para el procesamiento fasorial.

La transformada de Fourier discreta (DFT) se utiliza habitualmente en el análisis de la componente fundamental y de los armónicos de las tensiones y de las corrientes de la red eléctrica [37] pero la aplicación de una DFT recursiva permite obtener un fasor cada N muestras. Es decir calculamos la magnitud de forma instantánea y por tanto conocemos la evolución de este parámetro cada N instante de muestreo.

Procesamiento de la DFT

Dada una señal senoidal x(t), muestreada N veces por ciclo, representada por los valores xi (i=0,...,N-1). La DFT permite obtener la parte real e imaginaria del fasor X1, correspondiente a la componente fundamental de la onda, de acuerdo a las siguientes fórmulas :

$$ReX_1 = \frac{2}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \quad (2) ; \quad ImX_1 = -\frac{2}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot \sen\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \quad (3)$$

En la figura-51 está representa la forma de onda muestreada, y las formas de ondas seno y coseno empleadas en el cálculo de la DFT, $\sen(2\pi i/N)$ y $\cos(2\pi i/N)$, con $i=0,\dots,N-1$. La ventana de cálculo corresponde exactamente con un ciclo de la fundamental.

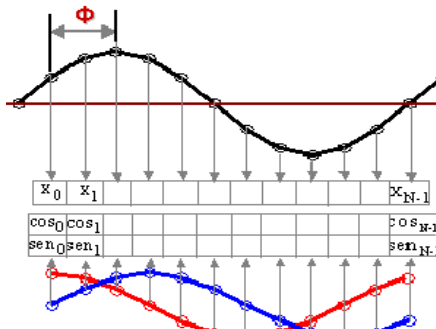


Figura 51: Función seno y coseno para el cálculo de la DFT

La fase del fasor calculado en la muestra N-1 que es la última muestra de la ventana, Φ , coincide con el desfase entre la onda coseno empleada por la DFT que a partir de ahora llamaremos onda coseno de la DFT y la onda muestreada. Esta relación se cumple siempre que estas dos ondas tengan igual frecuencia.

DFT no recursiva.

Cada vez que se desliza la ventana de cálculo un tiempo igual al tiempo entre muestras, por llegar una muestra nueva, también se deslizan, ese mismo tiempo, las ondas seno y coseno de referencia (ver figura 4).

De esa forma la muestra i (i=0,...,N-1) de la ventana de tiempo siempre se multiplica por el coeficiente seno y coseno i. Esta forma de cálculo requiere, para cada muestra que llega

nueva, tener guardado el valor de las N-1 últimas muestras e implica realizar de nuevo todos los cálculos (suma de productos de muestras por coeficientes seno y coseno). El fasor calculado con la DFT no recursiva girará, para cada muestra nueva, un ángulo igual al existente entre dos muestras consecutivas (en la figura 4, el ángulo calculado por la DFT no recursiva al llegar la muestra X_N vale: $\Phi_{2DFT1} = \Phi_1 + \Delta$, donde Δ es el ángulo entre muestras.

DFT recursiva.

Con la DFT recursiva, las ondas seno y coseno de referencia no deslizan con la ventana de cálculo, sino que permanecen inmóviles como se puede ver en la Figura-52. En este caso, cada vez que llega una muestra nueva, ésta se multiplica por los coeficientes seno y coseno asociados a la muestra más antigua. Las N-1 muestras restantes se siguen multiplicando por los mismos coeficientes. Esta operación requiere, para cada muestra que llega nueva, tener guardado el valor de las N muestras anteriores, junto con el resultado de la operación anterior (la suma de los productos de las N muestras por los coeficientes seno y coseno correspondientes). Con esos datos no es necesario volver a realizar todas las operaciones sino que, al resultado de la operación anterior, se le restará el producto de la muestra más antigua por los coeficientes seno y coseno correspondientes y se le sumará el producto de la muestra más nueva por dichos coeficientes. La DFT recursiva reduce el número de cálculos a realizar y da lugar a un fasor de fase constante en la Figura-52, el ángulo calculado por la DFT recursiva al llegar la muestra X_N vale: $\Phi_{2DFT2} = \Phi_1$.

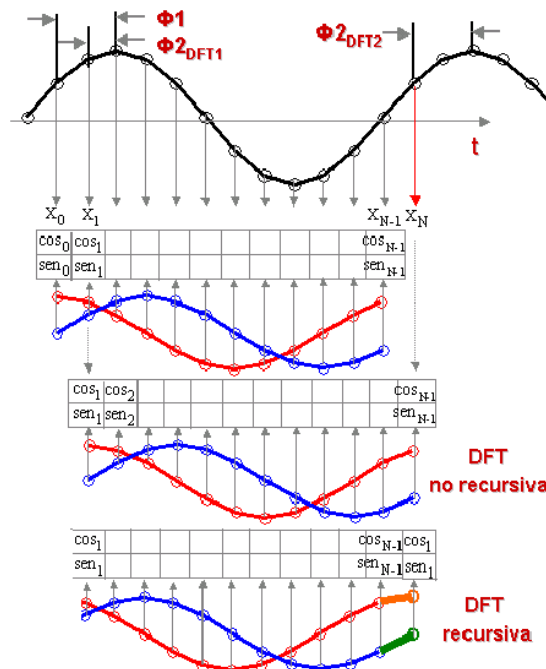


Figura 52: DFT recursiva y no recursiva.

Estimador de un Sincrofasor.

Los fasores calculados con la DFT tienen una fase relativa a la onda coseno empleada en dicha transformada, dichos fasores se convertirán en sincrofasores si hacemos coincidir esta última onda con la onda coseno universal. Para ello es necesario hacer coincidir las muestras multiplicadas por los coeficientes seno y coseno $n^{\circ} 0$, $\text{sen}(2\pi 0/N)$ y $\text{cos}(2\pi 0/N)$ · · , máximos de la onda coseno de la DFT, con los segmentos de segundo, máximos de la onda coseno universal. La muestra multiplicada por los coeficientes cero la llamaremos, a partir de ahora muestra cero.

Hay que tener en cuenta que la coincidencia entre las dos ondas coseno de referencia de la DFT y universal no solamente requiere capturar la muestra cero en el instante de recepción del PPS. De esa forma solamente estaríamos haciendo coincidir los máximos de ambas ondas en la segmento de segundo cero. Para que esos máximos también coincidan en el resto de segmento de segundo, es necesario que las dos ondas coseno de referencia mantengan la misma frecuencia. Para ello se debe adaptar el tiempo entre muestras medido por el reloj interno de la PMU para que la ventana de cálculo abarque exactamente el tiempo entre segmentos de segundo. El tiempo entre muestras se obtendrá dividiendo el tiempo entre segmentos de segundo por N (número de muestras por ciclo). El cálculo del tiempo entre segmentos de segundo requiere, normalmente, la recepción de varios PPS, por lo que la estimación precisa de un sincrofasor no se dará en el primer PPS.

Optimización de la DFT recursiva

Además la DFT recursiva se puede aplicar con un algoritmo óptimo [37]. Las ondas seno y coseno de referencia no deslizan con la ventana de cálculo, sino que permanecen inmóviles. En este caso, cada vez que llega una muestra nueva, ésta se multiplica por los coeficientes seno y coseno asociados a la muestra más antigua. Las $N-1$ muestras restantes se siguen multiplicando por los mismos coeficientes. Con esos datos no es necesario volver a realizar todas las operaciones sino que, al resultado de la operación anterior, se le restará el producto de la muestra más antigua por los coeficientes seno y coseno correspondientes y se le sumará el producto de la muestra más nueva por dichos coeficientes. La DFT recursiva reduce el número de cálculos a realizar y da lugar a un fasor de fase constante siempre que no varíe la amplitud de la fundamental.

Este procedimiento nos permitiría observar de forma instantánea las variaciones de la magnitud y del valor RMS. Además tiene la virtud de ser un procedimiento selectivo en frecuencia. Es posible calcular los fasores de los armónicos de forma independiente.

En caso de variaciones de la frecuencia de entrada hay un desplazamiento de fase entre las señales de entrada y salida que se traduce en un error en el cálculo de la amplitud y de la fase de la frecuencia original. Cuando aparece un transitorio o una perturbación la tensión de la red se caracteriza por ser no periódica y contiene oscilaciones rápidas o componentes armónicos entre otros posibles perturbaciones. La extracción de la componente fundamental por DFT convencional se ve afectada por un de error importante debido a la limitada resolución temporal de la ventana de análisis.

La diferencia de fase resultante como consecuencia de la variación de la frecuencia se puede compensar de diferentes maneras: con el ajuste de la frecuencia de muestreo para que el intervalo de análisis sea equivalente al período de la red, [], o mediante una técnica de compensación de la variación de fase. El segundo método es mejor porque no implica un cambio en periodo de ejecución del algoritmo digital manteniendo su compatibilidad con otros algoritmos que necesariamente se van a ejecutar antes o después para completar el procesamiento. El llamado “*Smart Discrete Fourier Transform*” [], las medidas de la señal de entrada y la estimación fasorial de la frecuencia se efectúan con una precisión muy alta, superior a la DFT convencional, manteniendo una gran solidez para su aplicación de forma recursiva. La estimación es robusta en presencia de ruido y es más alta si se consideran armónicos de orden superior, pero lo que implica un algoritmo más complejo y con pre-filtrado, [].

Actualmente se han desarrollado diferentes métodos para una correcta aplicación del algoritmo de la DFT frente a una señal con frecuencia variable y frente a un nivel de ruido. De los principales métodos desarrollados actualmente para aumentar el rendimiento algoritmo DFT, podemos destacar el ajuste de forma adaptativa de la ventana temporal, el ajuste de la frecuencia de muestreo y la corrección de fase y amplitud después del cálculo.

5.1.3 Metodología para las comunicaciones fasorial.

Según la norma IEEE Std C37.118.2™-2011 [17] dedicada exclusivamente a las comunicaciones de las PMUs, especifica que tiene que transferir un número de tramas equivalente a un sub-múltiplo de la frecuencia nominal(F_n) de línea. Tenemos dos categorías diferentes en función de la F_n . Para 50 Hz y 60 Hz. Se puede observar en la tabla.

| System frequency | 50 Hz | | | 60 Hz | | | | | |
|--|-------|----|----|-------|----|----|----|----|----|
| Reporting rates (F_r —frames per second) | 10 | 25 | 50 | 10 | 12 | 15 | 20 | 30 | 60 |

Tabla 7: Numero de Tramas en función de la frecuencia fundamental.

En función de las especificaciones de la norma tome las siguientes decisiones con respecto a la transferencia de las Tramas:

- Estudias la posibilidad de enviar al Equipo Concentrador de Datos de los frames con los datos fasoriales a razón de 10, 25 o 50 paquetes por segundo. La PMU experimental tiene que contar con suficiente capacidad computacional para capturar, procesar y transmitir los 6 fasores cada ciclo o cada 2 ciclos. Este nivel de transferencia corresponde al envío cada 100ms, 40ms o 20ms para un red eléctrica con frecuencia nominal $F=50\text{Hz}$.
- Permitir establecer un medio para reconfigurar rápidamente cada una de las unidades remotas desde el sistema central o desde uno auxiliar. La mejor alternativa para este proceso es crear un grupo con un socket UDP Multicast para envío de tramas de configuración. Todas las PMU se mantiene a la escucha y solo una responde al identificar su ID en la trama. Este mecanismo permite una reconfiguración dinámica de la PMU. La principal función de este sistema va encaminado a la activación de tareas que permanecen inactivas hasta que se produce una solicitud.
- Permitir Integrar otro tipo de medidas de calidad de suministro junto con las medidas fasoriales. He analizado la posibilidad de integrar estas medidas ampliando el tamaño de las tramas definidas en la norma de sincrofasores. Esta norma si permite extender el formato de la trama para incluir nuevos tipos de medidas analógicas y digitales. Inicialmente el tamaño de los frames es de 88bytes e incluye 3 campos adicionales para tres señales analógicas y un campo de 32bit para señales digitales.

En definitiva, las comunicaciones son tan importantes como la propia calidad en el proceso de estimación fasorial. Por tanto, para esta tesis decidí crear una herramienta que me permitiera recibir las tramas procedentes de dos PMU simultáneamente y que me permitiera estimar el retraso acumulado durante periodos de tiempo superiores a un minuto.

Por otra parte otra herramienta me permite generar las tramas en tiempo real a la velocidad de transferencia especificada por la norma. Es imprescindible generar en la red Ethernet un volumen de tráfico similar al originado por una o varias PMU cuando están trabajando en tiempo real. En esta arquitectura para la gestión del flujo de información, un equipo actúa como Concentrador de Datos Fasoriales

Para la gestión de este sistema en el ECL-MaestroPTP tenemos que ejecutar dos tipos de aplicaciones. Un Gestor para las comunicaciones que hemos denominado “Emisor Fasorial UDP Unicast”. Su tarea fundamental es la de transmitir tramas equivalentes a las que transmite una PMUs.

garantizar que la tarjeta trabaja en modo Maestro aunque permanezca conectado a una red de área extensa.

Puede trabajar como Esclava PTP o como Maestra PTP. Si conectamos en la red local al XLI GrandMaster PTP detecta su presencia y un parámetro del equipo le indica que su precisión es inferior y cambia su Modo IEEE 1588 a Esclavo.

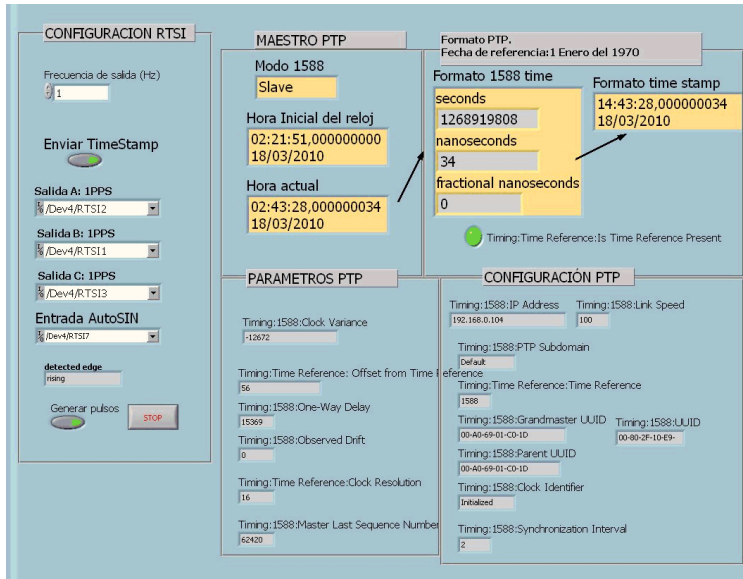


Figura 55: Gestor del Maestro PTP y del BUS RTIS

5.2 Definición del sistema experimental Basado en IEEE 1588 v1.

Como se puede ver en la figura la tarjeta NI PCI1588 actuando como Maestra para la sincronización de todos los esclavos PTP presentes en la red Ethernet. Esta tarjeta utiliza como referencia el pulso por segundo (PPS) procedente de un GPS externo. Por tanto, el oscilador local de la tarjeta PCI1588 se sincroniza con dicho pulso para mantener la estabilidad a largo plazo. En el otro extremo de la red Ethernet los esclavos desarrollados con el micro LM3S8962 tratan de mantener la estabilidad de sus osciladores locales. El proceso consiste en el intercambio periódico de los paquetes de sincronismo con el maestro para estabilizar la señal. Experimentalmente he comprobado que esta configuración funciona de forma estable. Es importante destacar que la tarjeta PCI actúa como Maestra desde el instante que no detecta la presencia de un sistema de mayor precisión trabajando como Maestro PTP [6].

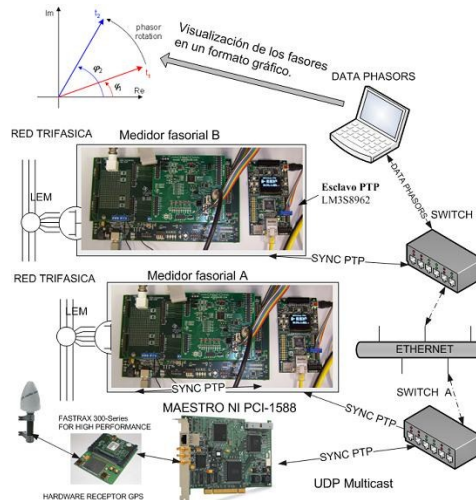


Figura 56: Modelo Experimental con dos PMUs

En definitiva utilizamos tres tecnologías, una tarjeta conectada en el bus PCI que actúa como Maestra-PTP con el software NI-Sync, dos tarjetas autónomas ejecutando permanentemente los algoritmos para el sincronismo de los osciladores locales en dos microcontroladores LM3S8962. Finalmente las dos tarjetas con los DSP TMS320C6713 actúan de forma autónoma para la captura y el procesamiento fasorial.

5.3 Arquitectura para la PMU.

He utilizado como elemento central el procesador DSP TMS320C6713 y una arquitectura software DSP/BIOS especialmente desarrollada para garantizar la compatibilidad de los algoritmos desarrollados con otras arquitecturas DSP. Se trata de una plataforma con elevada capacidad de procesamiento en tiempo real en coma flotante con 32 bit. La plataforma incorpora un bus de expansión para añadir nuevas funcionalidades. Concretamente uno de los módulos incorporados es una tarjeta con 6 canales para la adquisición simultánea con una resolución de 16 bit y un máximo de 50K muestras por segundo.

5.3.1 Principales características del procesador.

Concretamente la plataforma es la “TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK)” de Spectrum Digital. En la Figura 58, se puede ver la tarjeta y el modulo con el convertidor ADS8364.

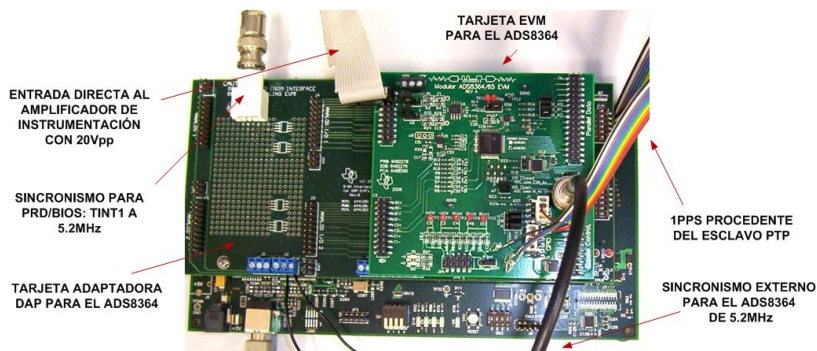


Figura 57: Arquitectura de la PMU Experimental.

Figura 58: Adaptación al proyecto del TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK) de Spectrum Digital. Algunas de las características más destacadas son:

- DSP de 32 bits en coma flotante y frecuencia máxima de 225 MHz.
- Almacenamiento: 8 Mbytes de SDRAM y 512 Kbytes de memoria Flash no volátil (sólo 256 Kbytes útiles en la configuración por defecto).
- Conector de expansión estándar para tarjetas Daughter Card. En este conector hemos incorporado una tarjeta adaptadora DAP ‘Figura-1’ para la conexión de convertidores externos. Concretamente el ADS8365. Aunque este conector admite multitud de tarjetas de expansión disponibles para diversas funcionalidades como conectividad Ethernet, conectividad serie-paralelo-usb, alimentación, almacenamiento.

5.3.2 Sincronismo con la tarjeta NI PCI1588.

Durante toda la primera fase para los ensayos preliminares he trabajado con la tarjeta NI PCI1588. El objetivo que nos planteamos fue desarrollar una herramienta flexible para todos los ensayos de sincronismo. La tarjeta puede actuar como Maestra-PTP o como Esclava-PTP. En cualquier caso es imprescindible que esté conectada a una red Ethernet con una correcta asignación de dirección IP. Si no detecta ningún maestro con un reloj de mayor estabilidad que su propio reloj local comienza a trabajar en ese modo como Maestro-PTP. Cuando detecta un equipo como el XLIIIEE1588 comienza a trabajar en modo Esclavo-PTP. El protocolo IEEE1588 se puede activar desde el gestor de dispositivos MAX de LabView, siempre que previamente se haya instalado la librería NI-Sync. Una vez activado el modo PTP la tarjeta comienza a trabajar de fondo en nuestro ordenador. Posteriormente podemos desarrollar algún tipo de aplicación para visualizar la actividad de la tarjeta en la red y además podemos desarrollar con LabView una aplicación para aumentar la funcionalidad de la tarjeta. En la figura se pueden ver algunas prestaciones del sistema. Mostramos información de: Modo 1588, hora en el formato TimeStamp y en formato IEEE1588, parámetros PTP y configuración PTP.

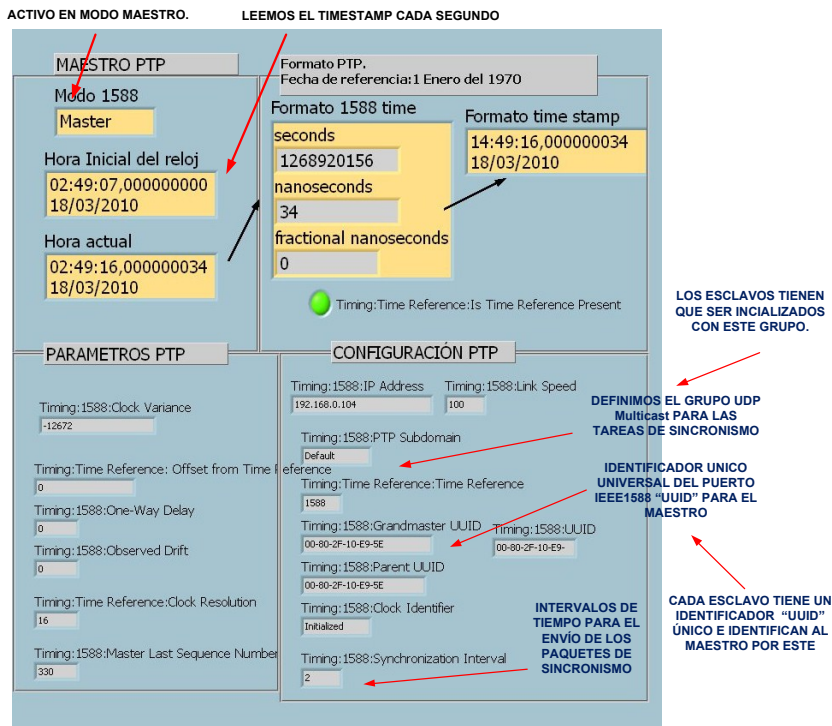


Figura 59: Parámetros de identificación del Maestro PTP

Este tipo de funcionalidades las explicaremos detenidamente en el documento dedicado al desarrollo. Podemos destacar la posibilidad de configurar los terminales de salida del bus

RTSI para generar los correspondiente PPS con 8 líneas diferentes. Se pueden generar frecuencias de salida de hasta 1MHz. La importancia radica en que estas señales se generan a partir del oscilador IEEE1588 actuando como maestro o como esclavo. Esta generación de pulsos externos es fundamental para que al medidor fasorial desarrollado con el DSK6713 sincronice la captura con una interrupción de alta prioridad.

Características técnicas más destacadas de la tarjeta:

- Se trata de una tarjeta que integra el protocolo para PTP y que puede ser reprogramada a bajo o a alto nivel con la librería NI-Sync. Podemos intervenir en la reprogramación del algoritmo encargado de ajustar el reloj local. El protocolo PTP no incluye una implementación estándar para ajustar un reloj, únicamente proporciona un estándar para el intercambio de los paquetes encargados de determinar el retraso asociado a la topología de la red, permitiendo que dispositivos de diferentes fabricantes y con diferentes implementaciones operen simultáneamente. Por defecto lleva una implementación que le permite trabajar con desfases en torno a 150ns.
- Las especificaciones del fabricante se adaptan a las necesidades de sincronismo del proyecto:

| TIPO DE CONEXIÓN | EXACTITUD |
|------------------------------|---|
| Con un cable Ethernet de 3 m | ± 230 ns pico, 33 ns de desviación estándar |
| Con un hub | ± 268 ns pico, 48 ns de desviación estándar |
| Con un switch | ± 10 μ s peak, 75 ns de desviación estándar |

Tabla 8: Grado de exactitud para sincronismo, según tipo de conexión.

- Para las funciones que tiene que ejercer como esclavo incorpora un reloj TCXO con compensación en temperatura que cumple con los requisitos del proyecto. La exactitud alcanzada es:

| RELOJ TCXO 10MHz | ESTABILIDAD |
|----------------------------------|--|
| Exactitud Inicial | ± 1.5 ppm. Equivale a 1.5×10^{-6} |
| Acumulado por año | ± 1 ppm. Equivale a 1×10^{-6} |
| Deriva de temperatura (0 a 55°C) | ± 2 ppm. Equivale a 2×10^{-6} |

Tabla 9: Especificaciones de estabilidad del reloj TCXO.

Es ideal para los ensayos de laboratorio porque:

- Se trata una tarjeta que va alojada en el bus PCI de un ordenador de sobremesa. La remota recibe los paquetes de sincronismo por la misma conexión Ethernet del equipo. Por tanto, puede estar integrado en cualquier topología y puede ser reprogramada de forma directa.
- El bus RSTI puede ser expandido hacia el exterior. Las señales de sincronismo pueden llegar a varias PMU simultáneamente.
- Trabaja con redes a 100Mbps para reducir la latencia en la transmisión de paquetes.

Conexión externa del Módulo RTSI.

Se trata de un bus internos desarrollado para las actividades de sincronismo externo de las tarjetas de adquisición de datos. Se desarrolla para poder capturar con un sincronismo procedente de osciladores externos a las propias tarjetas de captura. En esta tesis he optado por utilizarlas estas líneas como fuente de sincronismo para algunos de los ensayos con las PMU. En la figura se puede observar el tipo de conector de salida y las señales que tenemos disponibles.

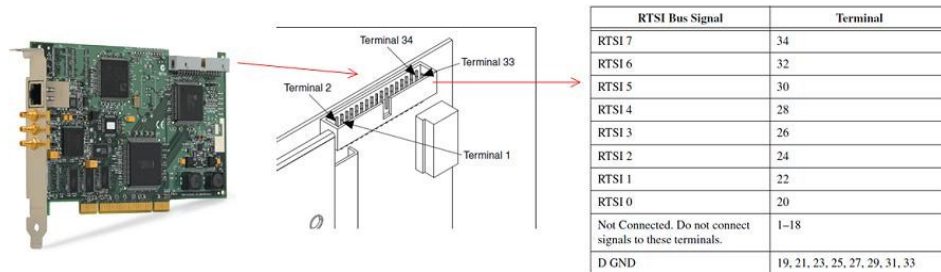


Figura 60: Configuración del Bus RTSI

Para poder prolongar el bus RTSI hacia el exterior he optado por un cable plano y un cable con conectores tipo D de 25 pines. El cable se conecta a una de las entradas de un slot PCI libre. En la figura se puede ver como se puede conectar a una PMU desde la caja de distribución con conectores BNC. En la caja de conexión están disponibles las 8 señales RTSI.

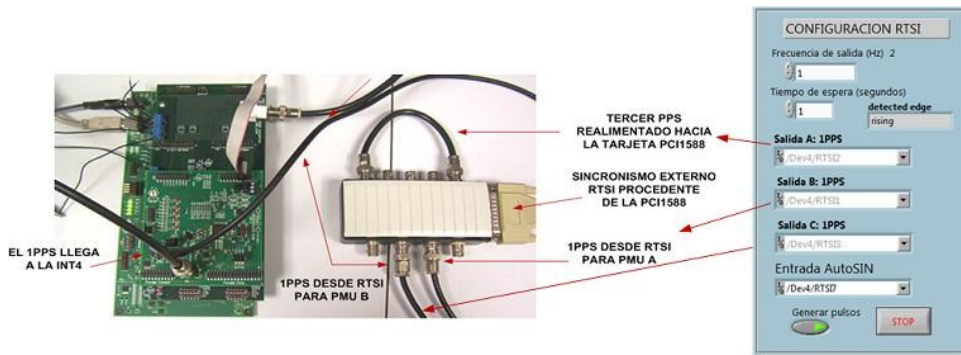


Figura 61: Gestión del BUS RTSI para los ensayos.

Todas las señales RTSI de salida se pueden sincronizar con oscilador local IEEE1588 de la tarjeta. Los errores de fase entre los pulsos RTSI son del orden de 5ns. Con este método garantizamos la simultaneidad de los pulsos para varias PMUs. En uno de los tipos de ensayos nos interesa determinar los errores exclusivamente debidos a la captura y el procesamiento de dos PMU. Con este método garantizamos que los errores atribuibles a la falta de alineación de los pulsos por segundo son despreciables. Para las entradas analógicas podemos utilizar dos señales sinusoidales de 20Vpp y 50Hz procedentes de un Generador de señal profesional con errores de fase entre canales de ppm. En estas condiciones los errores son casi exclusivamente atribuibles a la arquitectura de las PMUs.

5.3.3 Sincronismo con el Esclavo PTP con ARM LM3S8962.

Este esclavo ha sido desarrollado con una tarjeta que incluye el Stellaris LM3S8962. El LM3S8962 microcontrolador está basado en el núcleo de un ARM® Cortex™-M3 y trabaja a 50 MHz. El LM3S8962 incorpora en su hardware parte del soporte para el sincronismo especialmente desarrollado para redes industriales utilizando el IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP). Este método garantiza una mayor precisión porque elimina parte de los errores atribuibles a la latencia de la capa física de la red. En la figura se observa el kit de Stellaris trabajando con el software PTPd. El dispositivo negocia con un router una dirección IP por DNS. Una vez establecido los parámetros básicos para las comunicaciones, inicia la



Figura 62: Esclavo ARM

secuencia para trabajar como Esclavo-PTP. Si detecta un Maestro-PTP comienza el proceso de convergencia con el reloj del esclavo. Intercambia los paquetes cada 2 segundos. En la pantalla aparecen los datos de la fecha y la hora según el formato TimeStamp.

Definición de la especificación. Esclavo PTP con Micro ARM y soft PTPd.

El software integra el PTPd. El Precision Time Protocol daemon (PTPd) es una implementación completa de la especificación IEEE 1588 para un reloj estándar non-boundary. El PTPd fue desarrollado para sistemas de Test y medida. Por esta razón ha sido seleccionado para el medidor fasorial. Las necesidades de los sistemas T&M ha tenido una influencia notable en el diseño del servosistema del PTPd. El servo está optimizado para una topología de red típica actuando sobre sistemas de medida. Para este proyecto resulta idóneo.

Nuestra labor se ha centrado en analizar el nivel de sincronismo alcanzado y el efecto que puede tener el error para la correlación de las medidas de los fasores durante el proceso de captura. Nuestra meta inicial era trabajar con errores de fase de varios microsegundos. Aunque la norma permite un error máximo de 36uS.

En la siguiente figura se muestra el camino seguido por el mensaje cuando se ejecuta el PTPd. Para las aplicaciones que necesitan una precisión muy alta, el controlador Ethernet proporciona un medio para generar TimeSamp muy precisos. Esta característica se puede habilitar con la activación del bit TSEN en el registro (MATCS) con el soporte MAC Ethernet. Un Timer de propósito general se dedica al controlador Ethernet para enviar y recibir los TimeSamp.

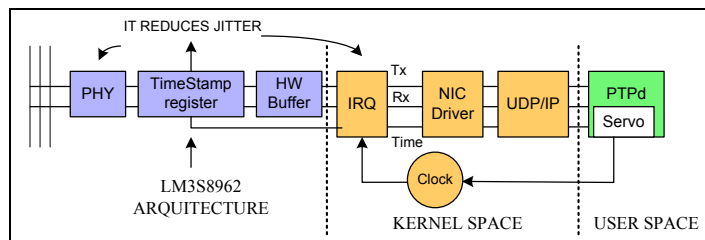


Figura 63: Arquitectura LM3S8962 para IEEE1588.

Integración del Esclavo.

Actualmente el nivel de integración del esclavo no es completo. Algunas de las etapas correspondientes a la F3 no han sido desarrolladas. El esclavo se sincroniza con el maestro PTP y genera 1PPS. Esta señal se conecta a la entrada de la interrupción INT4 del DSP. Este pulso se utiliza como base para la sincronización de las capturas y del procesamiento. En la figura se observa la conexión externa procedente de un generador de señal para el reloj del convertor ADS8365 y para las tareas PRD/BIOS del procesamiento. Para el desarrollo definitivo estas señales deben proceder del esclavo PTP.

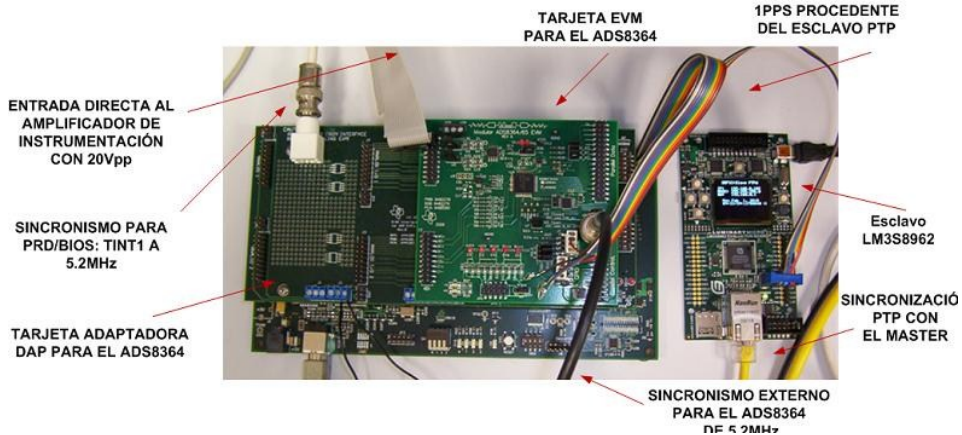


Figura 64: Conexión del Esclavo PTP con la PMU Experimental.

En la figura podemos observar el nivel de sincronismo alcanzado por dos esclavos cuando transcurre un minuto. El XLI 1588 ejerce de Maestro para el sincronismo. El osciloscopio TPS2012 se ha configurado con una señal de sincronismo externo procedente del Maestro XLI(1PPS). Podemos observar el error. Se estabiliza entorno a los 12 μ s

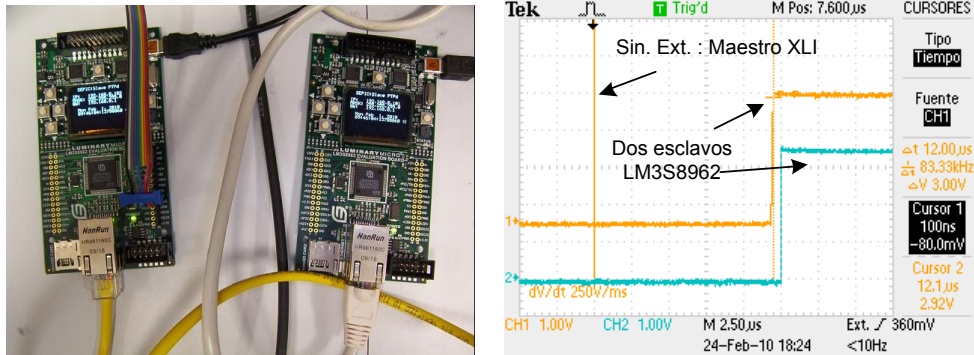


Figura 65: Dos esclavos LM3S8962 sincronizados con PTP.

5.4 Metodología para los ensayos.

Para los ensayos he seguido al pie de la letra las especificaciones de la Norma para sincrofasores IEEE C37.118-2005. La norma incluye los detalles para la captura, procesamiento, sincronismo y comunicación de los fasores. Por otra parte define los campos y los Frames que debemos generar. Los ensayos preliminares han sido desarrollados en cada una de esas categorías siguiendo unos procedimientos que vamos a definir.

Para el correcto desarrollo de los ensayos he definido tres modelos experimentales:

1.- Para ensayos en condiciones reales: Con un Maestro-PCI1588 y dos PMU incorporando en su arquitectura un Esclavo-LM3S8962 para sincronismo y comunicaciones. Es interesante destacar que con esta modalidad se pueden efectuar ensayos de laboratorio emulando el comportamiento de una red trifásica sometida a perturbaciones.

2.- Para ensayos exclusivamente de procesamiento: Un Esclavo-PCI1588 y dos PMU conectadas a este dispositivo. El XLI IEEE1588 hace la labor de GrandMaster de sincronismo.

3.- Para ensayos exclusivamente de sincronismo: Un GrandMaster XLI con uno de los esclavos bajo prueba, con una de las topologías bajo prueba o con ambos sistemas bajo prueba. En esta categoría podemos definir los siguientes subtipos:

1.- Ensayos exclusivamente de sincronismo independientemente de la topología. Se trata de determinar el tiempo de convergencia y la estabilidad a corto y largo plazo. En los ensayos podemos comprobar el efecto sobre su estabilidad cuando existe un nivel de tráfico en la red. Es interesante destacar que podemos simular el comportamiento con un nivel de tráfico equivalente al generado por la misma PMU.

2.- Ensayos para determinar específicamente la influencia de diferentes topologías sobre la estabilidad de un esclavo. En este caso se ensaya con el mismo esclavo en todos los casos. El XLI IEEE1588 incluye un Esclavo que es idóneo para estas tareas. Podemos simular tráfico para determinar la influencia de la topología con distintos niveles de carga.

Hemos establecido un orden cronológico para los ensayos. En esta tabla están clasificados:

| CATEGORIA | TIPO DE ENSAYO |
|--------------------------|---|
| Sincronismo | Técnicas para determinar la estabilidad de los Esclavos |
| Captura y procesamiento | Ensayos para las rutinas de captura y procesamiento |
| Medidas y Comunicaciones | Técnicas de procesamiento, sincronismo y comunicación |

Tabla 10: Tipos de ensayos.

5.5 Método 1: Equipo experimental para los ensayos completos.

Como se explica en el documento de especificaciones definitivas, este sistema es una propuesta completa para poder experimentar con las PMUs en el exterior (ensayos a nivel de campo) en una subestación o a nivel de laboratorio conectado las PMUs a una red trifásica experimental con generación de perturbaciones.

5.5.1 Equipos y software de apoyo.

Como se puede ver en la figura la tarjeta NI PCI1588 actúa como un Maestro PTP. Utiliza como fuente primaria un GPS de elevadas prestaciones de la serie Fastrax-300. El oscilador local de la tarjeta PCI1588 puede recibir el sincronismo externo del PPS del GPS en una de las tres entradas PFI de la tarjeta.

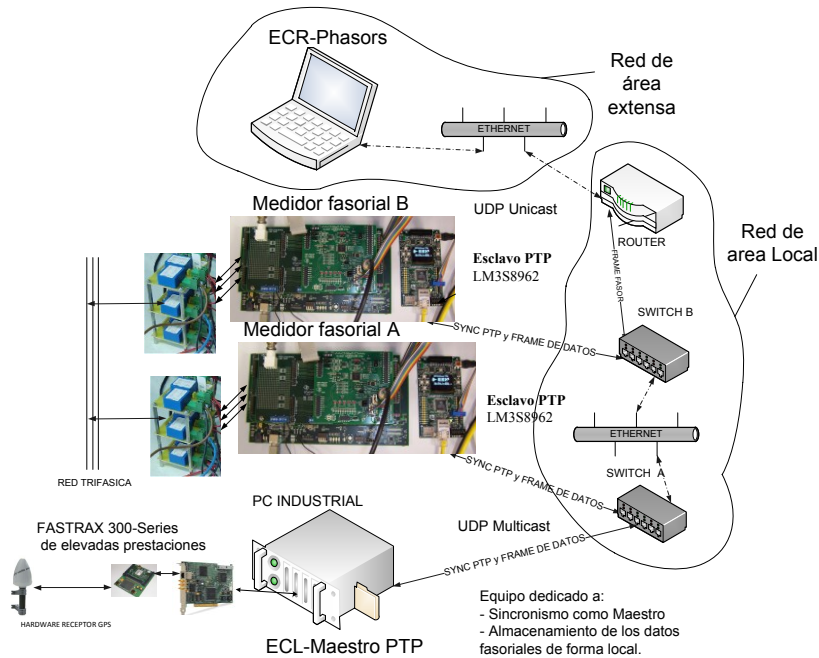


Figura 66: Arquitectura para los ensayos.

El conjunto se completa con las PMU que incorporan los esclavos desarrollados con el micro LM3S8962. Experimentalmente hemos comprobado que esta configuración funciona de forma estable con el reloj local de la tarjeta. No hemos adquirido el receptor GPS externo. Este dispositivo ha sido seleccionado en función de sus dimensiones, bajo consumo y alta sensibilidad.

Para medidas en el laboratorio o a nivel de campo se puede utilizar el módulo con los transductores especialmente diseñado para ese fin y que ha sido ampliamente justificado en el documento de especificaciones.

La tarjeta PCI actúa como Maestra desde el momento que no detecta un dispositivo de mayor nivel en la red Ethernet. Este modo se activa en el momento que desconectamos el GrandMaster XLI de la red local. Se puede seleccionar un ordenador industrial para su ubicación en una instalación a nivel de campo. El equipo que pasamos a denominas ECL-MaestroPTP “Equipo Concentrador Local y Maestro de sincronismo”.

Esta configuración es idónea para una fase de ensayos definitiva como se propuso en F3 pero ahora también a nivel de campo. El sistema podría trabajar de forma autónoma en una subestación con una gestión y diagnóstico in situ. Un segundo equipo denominado ECR-Phasors “Equipo Concentrador Remoto de datos fasoriales” que se comunicaría de forma permanente con el ECL-MaestroPTP.

5.5.2 Condiciones de ensayo y objetivos

En primer lugar es un sistema robusto y estable. Ha sido especialmente desarrollado para Instrumentación industrial en condiciones de máxima operatividad y en condiciones de ejecución continua. El desarrollo y gestión de entornos para ensayos es relativamente fácil para un programador avanzado. Con estas premisas el ECL-Maestro actuaría como Equipo gestor de todo el sistema con las siguientes tareas:

- Mantendría toda la actividad y gestión del sincronismo PTP en una red de área local y nos puede informar de forma continua de su estado. Canal UDP Multicast estándar según la norma. De este modo trabajamos con una topología especialmente diseñada para minimizar los errores de latencia.
- Actuaría como un equipo concentrador de datos de área local. De esta forma podemos garantizar una recepción completa de todos los datos procedentes de las PMUs de la zona.
- Integraría un WEB-Server que nos permitiría tener acceso a toda la configuración y a los datos almacenados en este equipo.

5.6 Método 2: Ensayos parciales de laboratorio.

Uno de los retos más importante al que nos hemos enfrentado ha sido el de definir unas condiciones de ensayo para poder estimar los errores atribuibles a las etapas de captura y procesamiento. Este sistema nos permite medir los fasores en tiempo real con independencia del sincronismo y por tanto con la misma base de tiempos. Podemos medir simultáneamente con dos o más PMUs con errores inferiores a los 50ns.

5.6.1 Equipos y software de apoyo.

El sistema requiere generador arbitrario de señales avanzado AFG3022B, una tarjeta NI PCI1588, un adaptador externo para el bus RTSI y dos PMU conectadas a este dispositivo. El XLI IEEE1588 hace la labor de GrandMaster de sincronismo para garantizar la tasación de los TimeStamp en UTC.

5.6.2 Condiciones de ensayo y objetivos

Todas las señales RTSI de salida se generan a partir del oscilador IEEE1588 de la tarjeta NI PCI1588. Los errores de fase entre los pulsos RTSI son mínimos del orden de 5ns. Con este método garantizamos la simultaneidad de los pulsos para dos PMU diferentes. En una de las fases del análisis nos interesa determinar los errores exclusivamente debidos a la captura y el procesamiento de dos PMU trabajando simultáneamente. Con este método anulamos los errores atribuibles al sincronismo con PPS diferentes y para las entradas analógicas dos señales sinusoidales de 20Vpp y 50Hz procedentes de un mismo Generador arbitrario de señales con errores de fase entre canales de 0.01°. En estas condiciones los errores son casi exclusivamente atribuibles a la arquitectura de la PMU.

Para completar el desarrollo cada una de las PMU transfiere la información con los datos fasoriales por USB a cada uno de los ordenadores. Se utilizan canales RTDX para no alterar el procesamiento en tiempo real. El procedimiento seguido para sincronizar las tareas:

- El DSP recibe el PPS procedente del Esclavo-PTP y desencadena las siguientes acciones: se marca la muestra más cercana al pulso, se calcula la diferencia entre la muestra y el pulso con el Timer de alta resolución, se desencadenan todas las tareas de procesamiento correspondientes a las 1024 muestras del pre-trigger, se actualiza un canal RTDX informando de la llegada del PPS. La captura se mantiene continuamente de fondo.
- El ordenador conectado al DSK6713 sustituye al procesador en las tareas de comunicaciones. La aplicación en Visual Studio recibe la notificación del PPS por un canal RTDX y lee el TimeStamp transmitido por el Esclavo-PIC1588 con un socket UDP Multicast.
- La aplicación envía el TimeStamp al DSP por RTDX y genera el Frame con el TimeStamp, los datos fasoriales procedentes y la frecuencia de la señal recibidos por los canales RTDX del DSP. Una vez empaquetada la información los datos son transmitidos por un canal UDP Unicast al equipo concentrador de datos.

5.7 Método 3: Ensayos específicos de sincronismo.

El GrandMaster XLI IEEE1588 además de actuar como una fuente de sincronismo de altas prestaciones incorpora un medidor de variación de fase o de frecuencia gestionado con el software TimeMonitor XLI. Los detalles con respecto a las características del equipo se encuentran en el documento de Especificaciones detalladas.

Como Grandmaster, la tarjeta IEEE 1588 sincroniza diversos esclavos en la red con el Tiempo Atómico Internacional (TAI). El XLI IEEE 1588 genera el tiempo TAI con un GPS. Además, Symmetricom ha diseñado el XLI IEEE 1588 para que los usuarios puedan seleccionar el (UTC). El reloj XLI IEEE 1588 está caracterizado por las siguientes especificaciones:

- Exactitud de la frecuencia de salida: $< 2 \times 10^{-12}$.
- Frecuencia/Tiempo: Desviación de Allan, Estabilidad: $- 1 \times 10^{-9}$ @ cada segundo, $- 2 \times 10^{-10}$ @ cada 1000 segundos y $- 1 \times 10^{-12}$ @ cada día.

El XLI incorpora un oscilador TCVCXO con las siguientes especificaciones. La estabilidad del oscilador depende del (GPS). El GPS se caracteriza por la localización de 12 satélites con TRAIM, La exactitud de posición es $< 10\text{m}$ con la localización de (4) satélites, TRAIM Mask 1 μS , exactitud del 1 PPS UTC-USNO $\pm 30\text{ns}$, RMS 100ns pico, un PPS exactitud con 15ns a GPS/UTC.

5.7.1 Ensayos de sincronismo para diferentes esclavos con una misma topología.

Son necesarios incluir dos estudios, uno para determinar el tiempo de convergencia de la señal del esclavo con respecto a la señal del maestro y en segundo estudio para analizar la estabilidad a corto y largo plazo. Este segundo estudio consiste en medir de forma continua y durante intervalos de tiempo muy largos la diferencia de fase entre la señal del maestro y la del esclavo bajo prueba.

En una segunda fase analizamos de nuevo la estabilidad pero cuando existe un nivel de tráfico en la red. Es interesante destacar que podemos simular el comportamiento con un nivel de tráfico equivalente al generado por una o varias PMUs. Con este método tratamos de reproducir en el laboratorio las mismas condiciones de tráfico que las existentes en una subestación eléctrica.

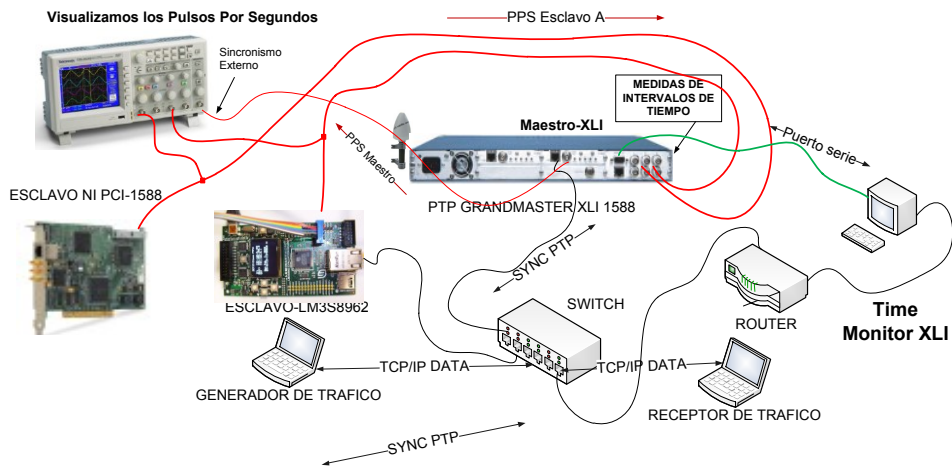


Figura 69: Arquitectura para los ensayos de sincronismo.

En la fig.1 se representan el método para sincronizar los medidores fasoriales. Como hemos indicado el GrandMaster actúa como fuente de sincronismo en una red Ethernet convencional. Mantiene la estabilidad de la señal de reloj de una de las tarjetas alojadas en uno de sus cuatro slot. Su función es ejercer de Maestra-PTP. El GPS está alojado en otro slot y se encarga de actuar como origen de sincronismo de todo el sistema.

El osciloscopio TPS2012 nos permitirá visualizar y medir el nivel de convergencia de la fase de cada esclavo con un sincronismo externo procedente de la fuente de mayor calidad que en nuestro caso es el Maestro-XLI.

Los ensayos están definidos manteniendo una topología base con un solo router y con un solo switch. Con estas mismas condiciones hemos aplicado varios tipos Test para los dos esclavos implicados en nuestro desarrollo. En el apartado correspondiente los ensayos preliminares analizaremos todas las condiciones.

5.7.2 Ensayos de sincronismo para diferentes topologías con un mismo esclavo.

Ensayos para determinar específicamente la influencia de diferentes topologías sobre la estabilidad de un esclavo. En este caso se ensaya con el mismo esclavo en todos los casos. Podemos simular tráfico para determinar la influencia de la topología con distintos niveles de carga.

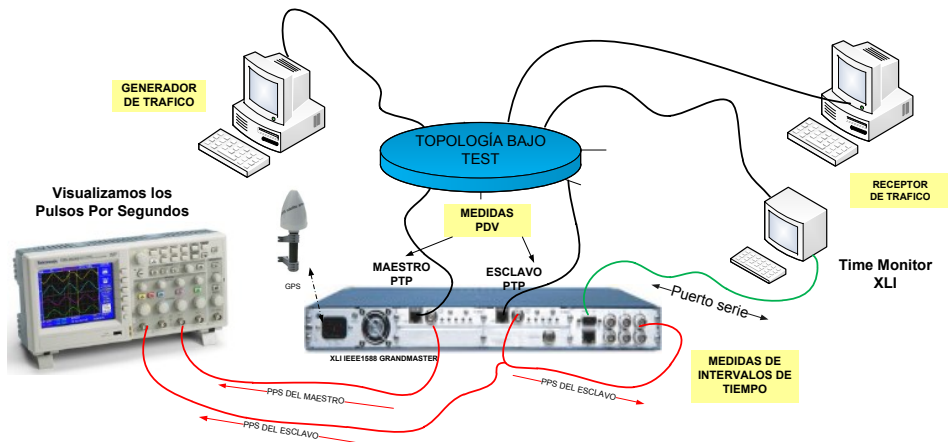


Figura 70: Modelo para las medidas de estabilidad de los Esclavos.

Además como se puede ver en la figura del Maestro PTP incluye una segunda tarjeta IEEE1588 alojada en un segundo slot. Esta tarjeta se puede configurar para trabajar como esclava PTP. Es idónea para el estudio de la incidencia de diversas topologías sobre la red minimizando el efecto del esclavo.

En este caso los análisis se pueden ampliar con la medida de un segundo parámetro el PDV. En este caso no se mide externamente las diferencias de fase, sino la diferencia estimada por la lógica de la tarjeta Esclava en relación a la diferencia estimada entre los paquetes de sincronismo recibidos y el tiempo registrado en el TimeStamp por el maestro en el origen.

Este segundo parámetro es importante porque es una estimación permanente entre el nivel de convergencia alcanzado por el esclavo con respecto al maestro y por tanto una estimación del offset permanente. Con este conocimiento el esclavo puede repercutirlo en el TimeStamp transmitido a la PMU.

5.8 Resultados experimentales

Utilizamos el Modelo-C experimental para los test de sincronismo de los dos tipos de esclavos. En este caso los análisis los realizamos en primer lugar sin tráfico y en segundo lugar simulando un nivel de tráfico equivalente al generado por una o varias PMUs.

5.8.1 Definición y procedimiento: Test para cada uno de los esclavos.

La arquitectura del Modelo-C es idónea para analizar el nivel de convergencia alcanzado por cada esclavo. Este nivel queda representado por el valor promedio. Cuanto mayor es el número de muestras mejor es la aproximación para la estimación de la estabilidad a medio y largo plazo. En base a este requisito hemos ampliado el intervalo de análisis hasta 2 horas. Por otra parte hemos estimado el error equivalente cuando el esclavo actúa como fuente de sincronismo para las medidores fasoriales.

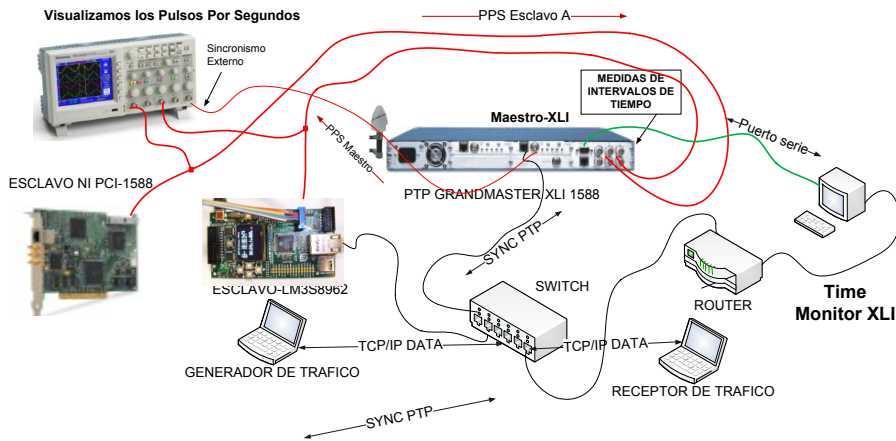


Figura 71: Ensayo con dos Esclavos PTP

Hemos aplicado el mismo procedimiento en ambos casos. El objetivo es poder comparar el rendimiento de los dos dispositivos bajo las mismas condiciones de trabajo. Para los ensayos con tráfico hemos optado por generar un flujo equivalente a las tramas de la norma para sincrofases. El nivel de transferencia es continuo de 100bytes cada 10ms. Equivale a dos PMU transmitiendo los fasores ciclo a ciclo de la fundamental.

En definitiva las condiciones son:

- Iniciamos el proceso de medida 3 minutos después de la inicialización
- El test dura 2 horas.
- El intervalo de sincronismo es de 2 segundos.
- Conectado a la topología de la red para los ensayos.
- Con tráfico y sin tráfico.

5.8.2 Resultado y conclusiones: Estabilidad del Esclavo-PCI1588

En la siguiente figura se puede visualizar los resultados de los primero 16 minutos. Este intervalo ha sido seleccionado para que se visualice mejor la diferencia en la respuesta con tráfico y sin tráfico. Los cálculos de los parámetros básicos se han obtenido con la totalidad de las medidas que corresponden con las 2 horas.

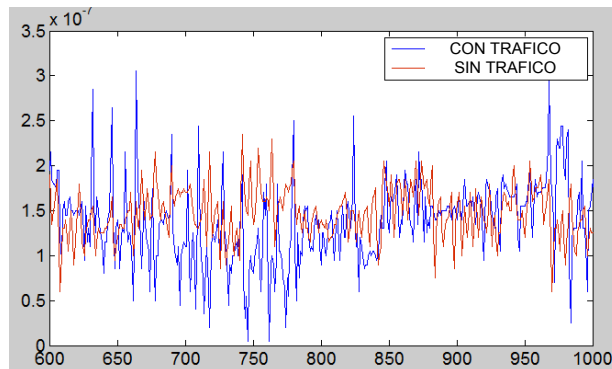


Figura 72: Respuesta del esclavo PCI1588 con y sin tráfico.

5.8.3 Resultado y conclusiones: Estabilidad del Esclavo-LM3S8962.

En la siguiente figura se puede visualizar los resultados de los primero 50 minutos. Este intervalo ha sido seleccionado para que se visualice correctamente el tipo de convergencia y los intervalos en los que se produce. Además se aprecie mejor la diferencia en la respuesta

con tráfico y sin tráfico. Los cálculos de los parámetros básicos se han obtenido con la totalidad de las medidas que corresponden con las 2 horas.

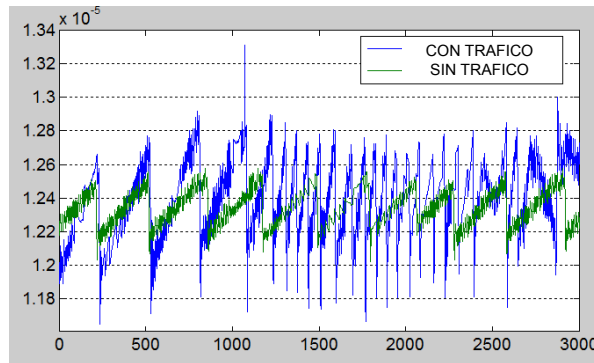


Figura 73: Respuesta del Esclavo-LM3S8962 con y sin tráfico

Conclusiones parciales: Se puede observar que hay una tendencia progresiva cada 300 segundos a un aumento en el desfase de 0,3uS. Finalizado cada uno de estos intervalos recupera la estabilidad aproximándose a su valor promedio. Cuando existe un nivel de tráfico, la pérdida de convergencia se acentúa e incluso se repite a intervalos más cortos, aproximadamente de 100s.

Los resultados quedan reflejados en la siguiente tabla. Podemos compara los resultados para los dos tipos de esclavos:

| Test A y B | 1PPS error: Desviación de fase | | Desviación de fase equivalentes (grados) | |
|-------------|-----------------------------------|-----------|--|-------------------|
| | Media | Desv.Típ. | Media | Desviación Típica |
| E2.Metodo-1 | 145E-9 | 27E-9 | 0.003° | 0.5m° |
| E2.Metodo-2 | 148E-9 | 39E-9 | 0.003° | 0.7m° |
| E1.Metodo-1 | 12.3E-6 | 0.11E-6 | 0.222° | 1.9m° |
| E1.Metodo-2 | 12.4E-6 | 0.22E-6 | 0.223° | 4.0m° |

Tabla 11: Resultado para los dos esclavos con y sin tráfico.

Conclusiones generales: El Esclavo Experimental con la tarjeta PCI1588 es idóneo para los ensayos a nivel de laboratorio con el Modelo-B. La incertidumbre que introduce en el proceso es mínima. Podemos estimar un error equivalente de fase de 0.003° en correspondencia con los 150nS. Recordamos que la norma para sincrofasores establece un error máximo de 0.57° que equivale a un TVE=1% cumpliendo con el Nivel-0 de calidad. Por otra parte, el esclavo desarrollado con la arquitectura LM3S8962 cumple con lo establecido por la norma e incluso es inferior al 50%.

El nivel de estabilidad alcanzado por los dos esclavos se pueden apreciar en las siguientes dos capturas correspondientes a la pantalla del osciloscopio TDS con las siguientes condiciones:

- La fuente de sincronismo del osciloscopio se configura para una señal externa y se conecta el PPS del Maestro-XLI.
- La base de tiempos se amplía para poder visualizar los pulsos generador por los esclavos en dos escalas diferentes. En la primera para poder observar los pulsos completos y en la segunda para poder medir el desfase con respecto al origen de sincronismo.
- Esperamos los 3 minutos para capturar la señal.

- Colocamos uno de los cursores cerca de la posición de convergencia del Esclavo-LM3S8962

Los pulsos del Esclavo-PCI1588 en azul se mantienen durante 100ms y los del Esclavo-LM3S8962 en naranja durante 10ms. En la primera gráfica se puede apreciar la posición en la que se estabiliza el Esclavo- LM3S8962, aproximadamente entorno a los 12uS. La escala no permite ver la posición de estabilización del primer esclavo. Está en torno a los 150ns.

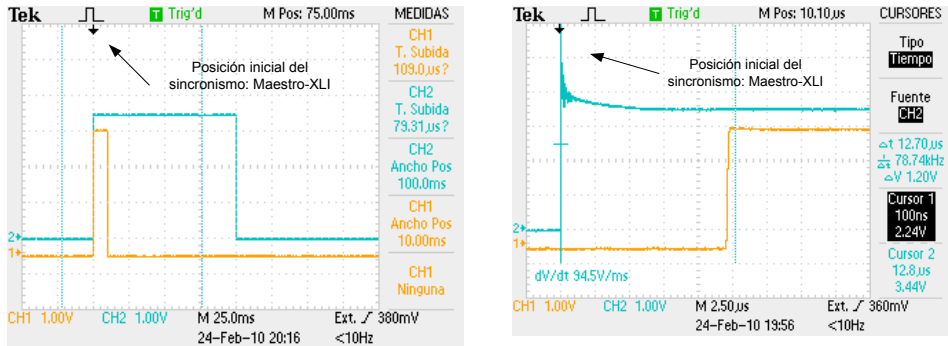


Figura 74: Respuesta de los dos esclavos con relación al Maestro XLI.

Como conclusión final creemos que es mejorable el algoritmo encargado de la convergencia. Se puede mejorar el PI encargado de la convergencia. Puede ser objeto de una de las fases de desarrollo de un nuevo proyecto. Recordemos que se trata de un método incluido en la librería de funciones PTPd. Sus características se analizaron en el documento de especificaciones definitivas.

Para comprobar que el nivel de convergencia para dos esclavos idénticos en las mismas condiciones de trabajo hemos conectado dos Esclavos-LM3S8962 simultáneamente y después de un tiempo de espera de 3 minutos, hemos obtenido los siguientes resultados:

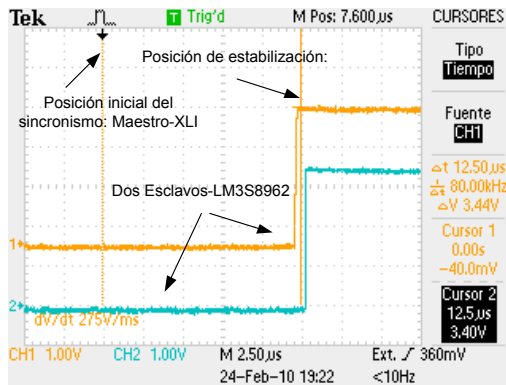


Figura 75: Convergencia de dos esclavos ARM.

5.9 Ensayos para las rutinas de captura y procesamiento

Básicamente hemos trabajado con dos técnicas de procesamiento de los fasores y una técnica para la estimación de la frecuencia:

- La DFT con procesamiento muestra a muestra. Esta función y la técnica de procesamiento ha sido desarrollada para este proyecto.
- La FFT con procesamiento ciclo a ciclo. Esta función pertenece a la librería de procesamiento optimizada por Texas Instruments. La técnica de procesamiento ha sido desarrollada para este proyecto.

Para poder estimar la exactitud de estos métodos es fundamental que la señal de entrada proceda de un generador arbitrario de señales de gran precisión. El modelo experimental más adecuado para esta tarea es el Modelo-B con el que garantizamos la señal de entrada para dos PMUs. La idea es que los errores sean atribuibles exclusivamente al procesamiento de la DFT, de la FFT o de la función de autocorrelación.

Podemos comparar los datos capturados con el convertidor ADS8365 y procesados con el DSP con los resultados obtenidos en Matlab a partir de los modelos que simulan una señal de entrada con el mismo muestreo. La técnica aplicada para el cálculo de la DFT o de la FFT en el DSP es la misma que la técnica aplicada en Matlab pero sólo con la FFT. Los resultados son idénticos. La ventaja radica en la facilidad que tenemos para descomponer la DFT. En el DSP se calculan los términos seno y coseno en los intervalos de tiempo existentes entre captura y captura. El procesamiento se aplica para los 6 canales simultáneamente en tiempo real. Al final de cada ciclo se calcula la magnitud y la fase del fasor con los datos acumulados durante la captura del ciclo.

Existe un equivalente en DSP con la función: “void DSPF_sp_cfft4_dif (float* x, float* w, short n)” pero esta función se tiene que calcular al final de cada ciclo. Este método es menos óptimo porque no repartimos el tiempo necesario para procesar cada fasor.

5.9.1 Procedimiento de ensayo: Función FFT en Matlab.

Esta función se puede descomponer para el cálculo exclusivamente del fasor fundamental o para el cálculo selectivo de los fasores de cada uno de los armónicos que nos resulten de interés. El método es muy sensible a las oscilaciones de la frecuencia fundamental. En este trabajo nos hemos dedicado a observar la calidad en el cálculo de los fasores en función de la presencia de otros armónico y no en función de la variación de la frecuencia fundamental. Existe la posibilidad de corregir el error con la estimación de la frecuencia real. Para este fin hemos incluido un algoritmo para el cálculo de la frecuencia. Utilizamos la función de autocorrelación.

La siguiente rutina en Matlab nos permite simular las mismas condiciones para el procesamiento con el DSP. Podemos comprobar los errores cometidos al obtener los fasores en función de las muestras por ciclo. Los cálculos se efectúan con variables en coma flotante tipo “single” que son de 32bit.

```

%Cálculo de los fasores por ciclos con FFT.
%El número de muestras utilizadas depende de CiclosCFasor.
%
%Variables de entrada:
%
% Fo-> Frecuencia fundamental
% Fase-> Fase de la señal simulada en grados
% Mag-> Magnitud de la señal simulada.
% Fs-> Frecuencia d muestreo
% CiclosTotales-> número de ciclos generados
% CiclosCFasor--> Corresponde a el numero de ciclos para el
cálculo de un fasor.
%
%Variables de salida:
%
% MFase-> Vector con la fase de los fasores calculados con la
FFT.
% Mmag-> Vector con la magnitud de los fasores calculados con
la FFT.
% DifFas-> Diferencias parciales entre los fasores. Dos a dos.
% DifMag-> Diferencias parciales entre las magnitudes.
% ErrorF-> Error absoluto de fase del primer fasor.
% ErrorM-> Error absoluto de magnitud del primer fasor.
%
function [MFase,MMag]=SincrofasorFFT(Fo, Fase ,Mag, Fs, CiclosTotales,
CiclosCFasor);
int MuestrasCiclo;
int N;
single Zi;
single Zr;
single Omega;
single Mmag;
single Mfase;
%
%Generamos una función coseno con la Fs de entrada Angulo en radianes
%
Omega=Fase*(pi/180);
MuestrasCiclo=Fs/Fo;
t=0:1/Fs:CiclosTotales*1/Fo;
MC=MuestrasCiclo;
CT=CiclosTotales;
x=single (Mag*cos (2*pi*Fo*t+Omega));
N=MuestrasCiclo;
for C=0:1:CiclosTotales-CiclosCFasor
    Zi=0;
    Zr=0;
    Inicio=1+C*MuestrasCiclo;
    Fin=CiclosCFasor*MuestrasCiclo+C*MuestrasCiclo;
    %Cálculo de la FFT
    %-----
    Y=fft (x (Inicio:Fin),N);
    VecZii=single (imag (Y (1:N/2)));
    VecZrr=single (real (Y (1:N/2)));
    Zil=single (sum (VecZii));
    Zr1=single (sum (VecZrr));
    MMag (C+1)=single (sqrt ((Zil)^2+(Zr1)^2)/N);
    MFase (C+1)=single (abs (atan (Zil/Zr1))*180/pi);
end
%Cálculo de los errores relativos
%-----
ErrorF=Fase-MFase
ErrorM=Mag-MMag
for i=1:1:CiclosTotales-CiclosCFasor
    DifMag (i)=MMag (i)-MMag (i+1);
    DifFas (i)=MFase (i)-MFase (i+1);
end

```

La FFT devuelve un vector complejo con simetría conjugada, es decir, para el cálculo del fasor sólo necesitamos la mitad de los valores $N/2$.

El proceso seguido es el siguiente:

- Creamos dos vector imaginario y real:

$$\text{VecZii}=\text{imag}(Y(1:N/2)); \quad \text{VecZrr}=\text{real}(Y(1:N/2));$$

- Sumo todos los valores reales e imaginario por separado:

$$Zi1=\text{sum}(\text{VecZii}); \quad Zr1=\text{sum}(\text{VecZrr});$$

- Calculamos la magnitud y la fase:

$$\text{MMag}(C+1)=\text{sqrt}((Zi1)^2+(Zr1)^2)/N;$$

$$\text{MFase}(C+1)=\text{abs}(\text{atan}(Zi1/Zr1))*180/\text{pi};$$

Ejemplo para el análisis. Método de ejecución;

$$[\text{MFase}, \text{MMag}]=\text{SincrofasorFFT}(50, 40.001, 10.002, 200, 2, 1);$$

Resultado:

$$\text{MFase} = (50.1110992 \quad 50.1110992); \quad \text{MMag} = (10.0002003 \quad 10.0002003)$$

$$\text{ErrorF} = (0.7568360 \quad 0.7568360) \cdot 1.0\text{E}-006$$

$$\text{ErrorM} = (-0.2716064 \quad -0.2716064) \cdot 1.0\text{E}-006$$

Conclusiones: Los resultados con este método son más satisfactorios. Los errores en el cálculo son del orden de $1.0\text{E}-6$. Tanto en fase como en magnitud y solo hemos utilizado 4 muestras por ciclo o lo que es lo mismo una $F_s=200$ Muestras/seg. El ejemplo corresponde con el cálculo de la fundamental 50Hz. Con un número de muestras tan reducidas y utilizando una frecuencia de muestreo de 1024 Muestras/Ciclo. Podemos llegar a calcular hasta el armónico 256. Esto sólo en teoría en la práctica y con el DSP es mucho más complejo. La idea básica es muestrear siempre a razón de 1024M/Ciclo y con técnicas de decimación reducir el número de muestras para disminuir la carga computacional. Para calcular el fasor correspondiente a cada uno de los armónicos elegimos el índice de decimación apropiado. Este método nos permite calcular con una precisión bastante elevada los fasores hasta el armónico 50.

5.10 Medidas y Comunicaciones: Técnicas de procesamiento, sincronismo y comunicación.

Hemos utilizado el Modelo-B experimental para completar las tareas de sincronismo y comunicaciones. El DSP recibe el PPS procedente del Esclavo-PCI1588 y desencadena las siguientes acciones: se marca la muestra más cercana al pulso como se puede ver en la figura, se calcula la diferencia entre la muestra y el pulso con el Timer de alta resolución, se desencadenan las tareas de procesamiento correspondientes a un ciclo con las 1024 muestras del pretrigger. Tenemos que recordar que el proceso de captura y procesamiento de cada muestra trabaja de forma independiente. Con el método de captura y procesamiento continuo y con el uso de un buffer circular de 1 segundo, garantizamos el cálculo previo a la recepción del pulso. De esta forma, después de la marcación procedemos con el procesamiento final y con el empaquetado de los datos en Frames.

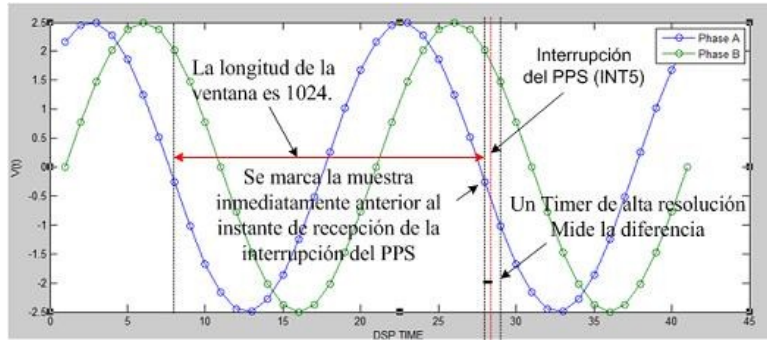


Figura 76: Método para la sincronización del muestreo.

Después se actualiza un canal RTDX informando a la aplicación desarrollada en Visual Studio de la llegada del PPS. Con este método el ordenador conectado al DSK6713 sustituye al procesador en las tareas de comunicaciones. La aplicación en Visual Studio una vez recibida la notificación del PPS lee el TimeStamp transmitido por el Esclavo-PIC1588 con un socket UDP Multicast.

La aplicación envía el TimeStamp al DSP por RTDX y genera el Frame con el TimeStamp y los datos fasoriales procedentes de los canales RTDX del DSP. Una vez empaquetada la información, los datos son transmitidos por un canal UDP Unicast al equipo concentrador de datos.

5.10.1 Definición: Los medidores transfieren los Frames a diferentes velocidades.

La técnica experimental consiste en comprobar el rendimiento de una sola PMU trabajando con el equipo ECL-EsclavoPTP, que actúa según el Modelos experimental intermedio como sistema de sincronismo para las dos PMUs y como equipo central para las comunicaciones. Posteriormente ponemos a trabajar dos PMUs recibiendo los PPS y transfiriendo los paquetes simultáneamente al ECL-EsclavoPTP.

En base a las especificaciones anteriores hemos experimentado con dos métodos:

- Método.-1: Transferencia al equipo ECL-EsclavoPTP cada 2 ciclos (40ms).
- Método.-2: Transferencia al equipo ECL-MaestroPTP cada 5 ciclos (100ms).

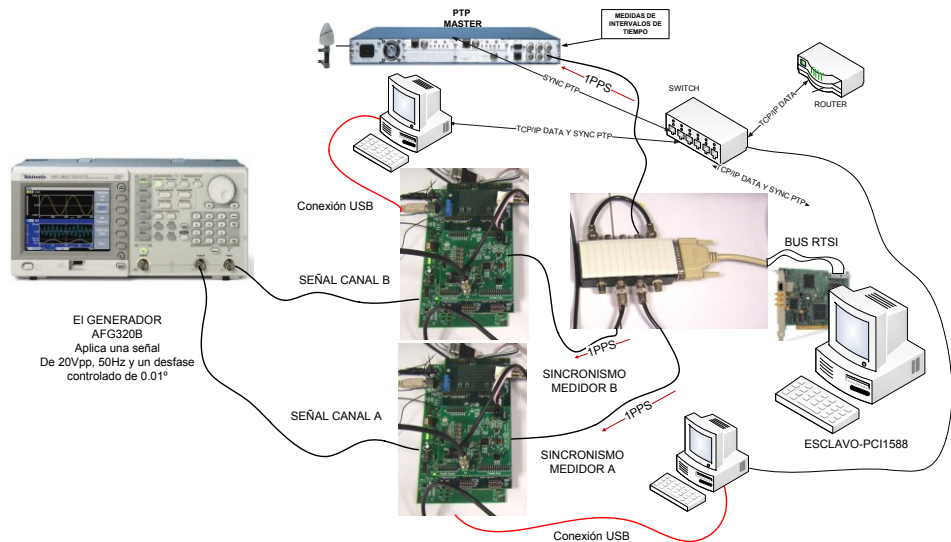


Figura 77: Método de ensayo parcial.

El primer método ha sido seleccionado porque cumplen las especificaciones de la norma. En este caso el procesador logra realizar todas las tareas de captura, procesamiento y sincronización pero los procesos reservados a la aplicación en Visual Studio como son los procesos de intercambio de información con los canales RTDX, la gestión de los socket UDP Multicast y Unicast retrasa el proceso. El equipo ECL-EsclavoPTP recibe sin pérdida todos los paquetes pero empieza acumular retraso. Cuando transcurre unos minutos acumula un retraso de 10 segundos. Por tanto no podemos garantizar el proceso completo en tiempo real.

Sin embargo con el segundo método correspondiente a la transferencia de 10 Frames por segundo si se cumple con los tiempos de recepción. Después de un tiempo de ejecución de aproximadamente una hora se acumula en retraso de 1 segundo y medio o dos segundos. Este retraso se mantiene pero no de forma acumulativa.

Si hacemos trabajar a las dos PMUs en las mismas condiciones de procesamiento y transferencia, el equipo ECL-EsclavoPTP recibe los datos de las dos PMUs sin problema y sin una mayor acumulación de retraso. Este resultado tiene cierta lógica. El volumen de datos transferidos por la red es pequeño y no repercute negativamente en el método. Las dos PMUs trabajan de forma autónoma y reciben el mismo PPS sin retraso. El único problema podría estar asociado a la recepción simultánea del TimeStamp por el mismo canal UDP Multicast pero no tiene incidencia negativa. Muchos equipos pueden estar a la escucha en el mismo Grupo.

Como conclusión final me gustaría destacar que el conjunto de ensayos realizados me ha permitido detectar todos los problemas relacionados con la adaptación de la arquitectura para que trabaje como una PMU. Lo idóneo es integrar las comunicaciones Ethernet en la propia PMU y el recurso técnico más adecuado es el delegar esta tarea al Esclavo-PTP desarrollado para labores de sincronismo. En esta fase no ha podido solucionar este problema técnico.

Estos resultados me permiten tomar una decisión importante y que justifico ampliamente en los próximos capítulos.

CAPITULO 6

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD CON PTP V2 2008 PARA SINCR OFASORES.

Todos los ensayos incluidos en el capítulo anterior están basados en una arquitectura con DSP. Parte de mi actividad investigadora ha consistido en la modificación de la arquitectura para que trabaje como una PMU experimental [5, 6]. En esa línea de trabajo tuve que tomar varias decisiones para cumplir con las especificaciones de la norma de sincrofases. En primer lugar selecciono una tarjeta adaptadora DAP con el conversor ADS8365 (6 canales simultáneos) con suficiente resolución y velocidad de muestreo. En segundo lugar selecciono un kit con el micro LM3S8962 trabajando de forma independiente para las tareas de sincronismo con el protocolo PTP. Los resultados obtenidos han sido bastante satisfactorios pero creo que para reducir el tiempo dedicado al prototipado es preferible trabajar con una arquitectura que integre todas las funcionalidades en un mismo dispositivo y que un único Sistema Operativo se encargue de su gestión. Este sistema debe coordinar las tareas sincronización, captura, procesamiento y comunicaciones en tiempo real. Si cumple con estas especificaciones, el sistema permitirá alcanzar un alto grado de determinismo en cualquier tipo de aplicación industrial.

En este capítulo incluyo los ensayos para determinar el nivel de sincronismo alcanzado por varios sistemas embebidos que integran la norma IEEE 1588 V2. Esta norma se revisó en el 2008 y es la norma vigente actualmente.

He sustituido la arquitectura DSP por un sistema embebido con FPGA y con un sistema operativo en tiempo real. Esta nueva tecnología integra todas las funcionalidades necesarias para trabajar de forma autónoma y de forma coordinada con otros sistemas.

6.1 Nuevas especificaciones para los ensayos con la IEEE 1588-2008

Para los nuevos ensayos he seguido con la norma para sincrofases por varios motivos. El estándar IEEE C37.118 (2005) representa el caso más restrictivo en cuanto a exigencias de sincronismo, captura, procesamiento y comunicaciones. Por tanto me ha permitido definir las especificaciones más rigurosas para las tareas consideradas más críticas. Los desarrollos llevados a cabo con la plataforma que incluye como núcleo central un DSP, son trabajos que me han servido para adoptar las decisiones definitivas para la selección de la plataforma.

Con relación a la nueva norma PTP V2 mejora la exactitud, precisión y robustez pero es incompatible con la original versión de 2002.. Los dispositivos no pueden coexistir en la misma red Ethernet. Los ensayos incluidos en este capítulo han sido realizados únicamente con dispositivos integrando la PTP V2.

Por otra parte, he tenido que seguir analizando IEEE 1588-2008 los nuevos estándares. En esta línea puedo destacar que se encuentra en fase de desarrollo la norma IEC61850-90-5. Esta norma establece una clasificación fundamentada en las exigencias de sincronismo y basadas en el nivel crítico en cuanto a la respuesta para cada aplicación. Los comités correspondientes apuntan la posibilidad de utilizar la norma IEEE Std. 1588 para aplicaciones de sistemas EID. Su posible uso está supedita a un mayor desarrollo tecnológico con el objetivo de garantizar los niveles de sincronismo de las normas más restrictivas. Concretamente esta tendencia se describe claramente en la norma PC37.238 que se está desarrollando para la aplicación del IEEE 1588 a los sistemas de control de la Energía Eléctrica. Esto justifica que trabaje con la posibilidad de integrar esta norma en las especificaciones de nuestro sistema.

6.2 Definición del sistema experimental.

Como he dicho anteriormente los sistemas embebidos han sido especialmente desarrollados para aplicaciones industriales que necesitan trabajar en tiempo real con un alto grado de determinismo. Dos componentes de este sistema son los que he considerado primordiales para optimizar los desarrollados en función de la aplicación, un Sistema Operativo en Tiempo Real (RTOS) “Real Time Operating system” para la gestión y coordinación de forma determinista de todas las tareas y una FPGA para rediseñar parte de la arquitectura en función de cada tipo de aplicación. En la FPGA podemos definir una arquitectura específica para la sincronización, captura y procesamiento crítico.

Uno de los RTOS más ampliamente utilizados en sistemas embebidos [38] es el VxWorks basado en Unix y desarrollado por Wind River Systems.

La arquitectura que he seleccionado está basada en los CompaqRIO de National Instruments y se basa en las siguientes necesidades:

- Diseño de una arquitectura a medida para las tareas de sincronismo, captura y pre-procesamiento que garanticen la precisión necesaria en la detección de los eventos más críticos. Esto es posible con la arquitectura NI-RIO porque incorpora una FPGA completamente reprogramable y con acceso directo a diversos módulos de entrada y salida. La conexión directa con los módulos de entrada/salida es muy flexible. Un bus con comunicaciones SPI de alta velocidad permite conectar múltiples módulos.
- La ejecución de varios lazos críticos con diferentes niveles de prioridad para todas las tareas de procesamiento. La arquitectura NI-RIO ejecuta un sistema operativo en tiempo real denominado “VxWorks”. Este sistema se ejecuta en un procesador PowerPC y garantiza el procesamiento en tiempo real de múltiples hilos. Esta posibilidad es imprescindible para la gestión simultánea de diversos eventos.
- La flexibilidad que le exigimos para adaptarlo a diversas aplicaciones en SmartGrid. Por ejemplo, los Chasis cRIO-9074 tienen 8 conexiones y son de uso industrial. Esto quiere decir que cumple con todas las normas para su integración en un cuadro eléctrico y puede trabajar a nivel de campo. En cuanto a la escalabilidad para adaptarla a los requisitos de diversos tipos de aplicaciones contamos con una amplia variedad de chasis.

6.2.1 Modelo y especificaciones definitivas del sistema embebido

En definitiva, el estudio de las nuevas normativas me ha llevado a definir unas características técnicas para el nuevo sistema experimental:

- El sistema debe admitir diferentes niveles de escalabilidad con referencia a su capacidad computacional. Se trata de adaptarlo a cada tipo de aplicación pero manteniendo la misma base tecnológica. Esto se sustancia, en el manteniendo un alto grado de compatibilidad en cuanto a la técnica de sincronismo seleccionada, la tecnología de captura y procesamiento y la gestión y transmisión del flujo de información.
- El subsistema de sincronismo debe garantizar la sincronización de varios dispositivos simultáneamente con una precisión muy alta ($\leq 1\mu s$) para las situaciones más críticas. Además, la dificultad aumenta porque en muchas ocasiones tienen que estar situados a una distancia considerable, incluso de varios Km.
- La etapa de captura de cada tipo de evento tiene que garantizar una capacidad de respuesta en función de la norma de protección, sobre todo cuando se trata de analizar fenómenos transitorios muy rápidos. Definimos una resolución mínima de 16 bit y un muestro máximo de 1024 muestras por ciclo.
- Debe tener una capacidad computacional para que las tareas de procesamiento puedan garantizar los tiempos de actuación de los sistemas de protección.

- y es imprescindible garantizar un nivel de comunicación en tiempo real entre los dispositivos. Los equipos cooperan entre sí y canalizan la información con sistemas centralizados. Es imprescindible utilizar una tecnología que nos permita establecer una comunicación segura y con un alto grado de determinismo.

Estas especificaciones se pueden concretar en las siguientes necesidades:

- Definir una arquitectura de captura, sincronismo y procesamiento para sistemas distribuidos con sincronismo PTP. La arquitectura desarrollada en la FPGA como se ejecuta en paralelo garantiza un alto nivel de determinismo y cómo podemos definir el tamaño de los gestores que actúan de intermediarios entre de las señales de entrada y el procesador que se encarga de ejecutar los lazos más críticos.
- Definimos el tamaño óptimo de los bloques de RAM para el almacenamiento temporal de muestras procesadas y los Buffer DMA para la transferencia posterior de los resultados.
- Podemos realizar un pre-procesamiento en la FPGA con varios canales en paralelo y liberar de esta forma al procesador principal para que concentre su actividad en otras tareas críticas que requieren una respuesta rápida.
- Para la marcación de tiempo “TimeStamp” externa o interna con PTP podemos definir una arquitectura en la FPGA que sincronice las muestras adquiridas con el pulso por segundo del reloj universal UTC.
- Podemos escalonar el procesamiento de los algoritmos para calcular valores eficaces, armónicos, medidas de potencia y energía, en los denominados lazos de tiempo que se ejecutan con una periodicidad definida gracias al sistema operativo en tiempo real.
- Podemos sincronizar e intercambiar información entre lazos críticos con variables o buffer definidas para esa actividad.
- Podemos controlar de forma remota una aplicación con variables tipo comando de red desde una aplicación situada en una dirección remota.

6.3 Sistema experimental basado IEEE 1588-2008.

En la figura están representados todos los recursos técnicos que necesito para los ensayos en base a la norma de sincrofasores. Las especificaciones definidas en el apartado anterior han determinado la elección de algunos componentes. He seleccionado las características que he considerado indispensables para que podamos experimentar con todo tipo de algoritmos. No exclusivamente con Sincrofasores.

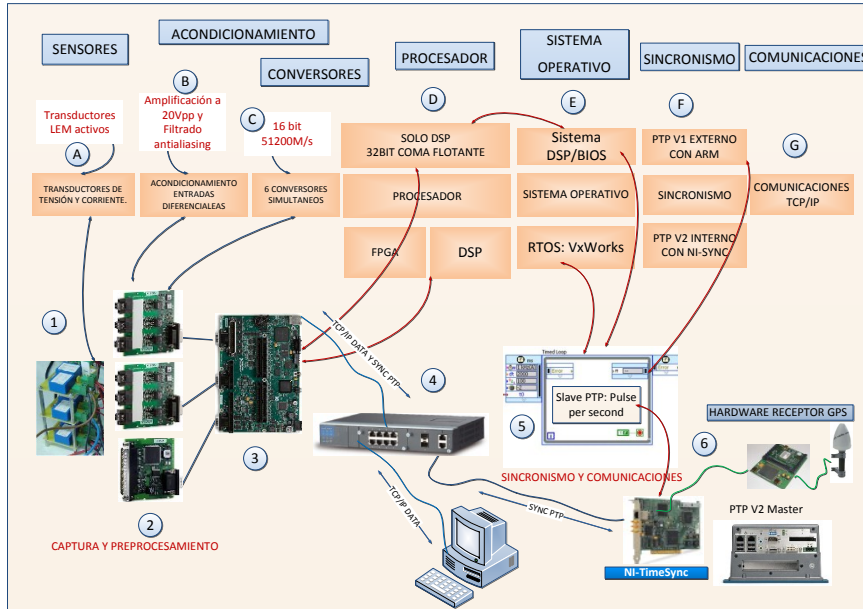


Figura 78: Sistema Experimental para los ensayos.

En definitiva, en el esquema aparecen unas especificaciones para poder investigar con las técnicas de procesamiento:

- Los Transductores de entrada (A). En base a alguna de las tecnologías activas que garantizan una respuesta frecuencial mínimo 100k para evitar cualquier nivel de distorsión en el análisis espectral de la tensión y de la corriente. Además un aislamiento galvánico nos garantiza una menor influencia de las interferencias.
- El *Acondicionamiento* (B) debe garantizar una mínima influencia del ruido o de las interferencias externas.
- El *sistema de conversión* (C) tiene que trabajar con una velocidad de muestreo suficiente para la estimación de la frecuencia. Elegimos 16 bit para trabajar con una resolución que nos garantice la suficiente precisión en las medidas fasoriales. Elegimos 1024 muestras por ciclo para poder experimentar con resoluciones en el tiempo comprendidas entre las 256 y 1024 muestras por ciclo. Es decisivo verificar la frecuencia de muestreo óptima para la detección con cada tipo de algoritmo.

Para el conjunto formado por los transductores, el acondicionamiento y la conversión es necesario contar con instrumental para una adecuada calibración:

- Cuento con dos Instrumentos modulares el NI-9225 para medidas de 3 tensiones hasta 400Vrms y el módulo NI-9227 para la medida de 4 corrientes de hasta 5Arms con una resolución de 24 bit y con un muestreo máximo de 50K muestras por segundo. (Con certificado de calibración y de conformidad).
- La *arquitectura para el procesamiento* (D) y (E) nos debe permitir procesar múltiples lazos en tiempo real para detectar todo tipo de perturbaciones. Los lazos deben trabajar para las etapas de pre-procesamiento y procesamiento de los algoritmos

especializados. Debe tener una capacidad computacional para que las tareas de procesamiento puedan garantizar los tiempos de respuesta. Si es posible la arquitectura para el procesamiento debe ser escalable y modular. Podemos utilizar como núcleo central un RTOS con una FPGA para diseñar una arquitectura de captura y sincronismo adaptada al pre-procesamiento. En este segundo caso un sistema operativo en tiempo real se encargará de la gestión de los lazos críticos de forma determinista.

Para los ensayos preliminares recomendamos utilizar dos sistemas embebidos con dos niveles de procesamiento:

- Uno con capacidades de procesamiento más básica. Incorpora con un procesador PowerPC a 200MHz (3).
- Un segundo procesador con capacidades más avanzadas con un procesador trabajando a 400MHz.

Ambos sistemas son compatibles con los módulos para la calibración NI 9225 y NI 9227. El sistema trabaja con uno de los sistemas operativo en tiempo real más extendido el “Vxworks” y podemos elegir una amplia gama de procesadores con diferentes capacidades computacionales. De este modo cumplimos con la especificación inicial orientada a una arquitectura escalable.

- El *sistema de marcación* (F) debe garantizar la sincronización del proceso de captura para la marcación de cada segmento básico de medida fasorial. Esta especificación la garantizamos al Elegir el estándar IEEE 1588-2008 [22] como base para la marcación de las muestras en relación a un tiempo de referencia universal.
- Para *las comunicaciones* (G), seguimos las especificaciones de la norma de sincrofasores que exige la transferencia de las tramas de forma permanente por un canal UDP/IP para completar el proceso en tiempo real y con un equipo actuando como concentrador de datos. Por tanto, necesitamos utilizar una tecnología que nos permita establecer una comunicación segura y en tiempo real. Habitualmente, los sistemas embebidos incorporar un web server y un mecanismo para trabajar con variables o buffer compartidos. El módulo real time (5) permite crear variables o bloques de memorias en la remota que pueden ser compartidos en tiempo real con una aplicación ejecutándose en otro equipo. Una respuesta rápida es esencial para una gestión global ante situaciones muy críticas. La red Ethernet es el medio con el que se establecemos la conectividad entre los sistemas.

Una especificación importante, consiste en la utilización como intermediario un equipo especializado en comunicaciones en entornos industriales como el Switch de Moxa PT7710. Este equipo es compatible con IEEE 1588-2008 actuando como Maestro o como esclavo en función de la configuración deseada.

6.4 Método para los ensayos

He desarrollado un procedimiento general para verificar el nivel de sincronismo alcanzado por cualquier tipo de sistema embebido NI-RIO. Como la plataforma integra el NI-LabVIEW Real-Time, esta librería garantiza un alto grado de determinismo en las tareas ejecutadas por la CPU con el Sistema Operativo en Tiempo Real. Puede garantizar la sincronización, captura, procesamiento y transferencia de los fasores. Especialmente para la sincronización, necesitamos además instalar dos librerías la NI-Sync y la NI-TimeSync para integrar el protocolo IEEE 1588 v2.

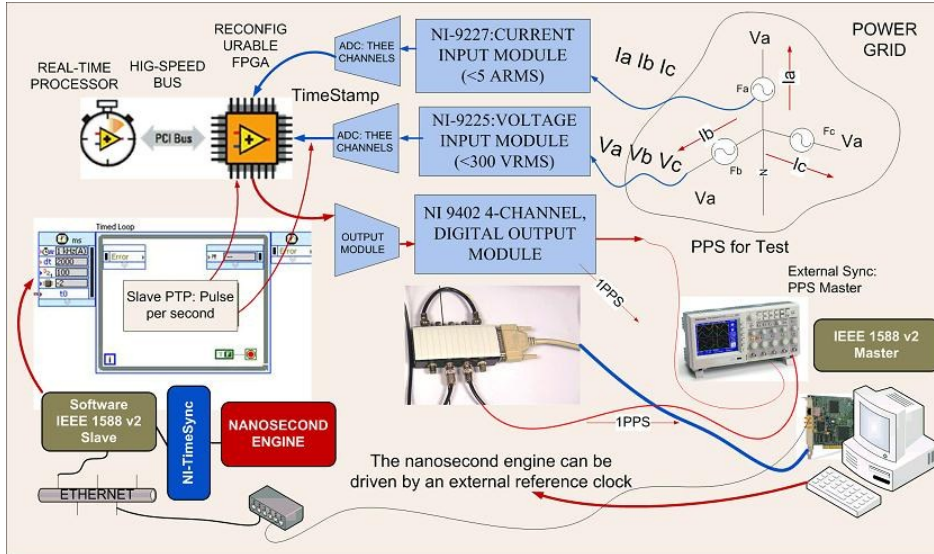


Figura 79: Procedimiento para los ensayos de sincronismo.

La topología de la red local Ethernet que he utilizado es la misma que la empleada en el capítulo anterior y que corresponde con la utilizada en el ANEXO-1 para la calibración del Instrumental especializado.

Como se puede ver en la figura, no especifico el tipo de sistema embebido NI RIO. Puede ser un chasis NI cRIO-9074 o una Single Board NI-sbRIO-9631 trabajando como Esclavos-PTP. La arquitectura soft es la misma, la diferencia entre los sistemas solo depende del tipo de procesador, de la memoria interna y del modelo de FPGA.

Accediendo desde la programación en LabView se puede ejecutar un “Time Loop” en el procesador para la sincronización absoluta de medidas en base al protocolo IEEE1588 v2. Desde el lazo genero un PPS y activo una variable lógica para comunicar a la FPGA el instante en el que se produce la transición. Un módulo de salidas digitales NI-9402 de alta velocidad cambia con el PPS por segundo. Esta señal se puede utilizar para medir externamente el retraso acumulado con el Maestro-PTP. Por defecto, la FPGA se comunica con los módulos de entradas y salidas. El procesador accede a esos módulos de forma determinista desde la FPGA.

Como se puede ver en la parte derecha de la figura utilizo la tarjeta PCI-1588 trabajando como Maestra PTP. Esta tarjeta incorpora un bus especializado para la Integración de sistemas en Tiempo Real RTSI “*Real Time System Integration*”. Se utiliza para sincronizar varias tarjetas de adquisición de datos con la misma señal de reloj.

La señal de un PPS procedente de este bus la comparo con las señales procedentes de los esclavos NI-RIO. En la figura se puede observar los resultados obtenidos.

Por otra parte, la FPGA puede estar captura en paralelo desde el módulo el NI-9227 para medidas de corrientes y desde el módulo NI-9225 para las medidas de tensiones hasta 300 Vrms.

Desde la FPGA se puede establecer un esquema de sincronización entre el PPS y el muestreo simultáneo de los 6 canales. Normalmente se utiliza un contador que se incrementa cada ciclo máquina a la frecuencia de 40MHz y que se integra en la arquitectura desarrollada en la FPGA para definir cada uno de los instantes de muestreo.

Esta es una de las grandes ventajas de la FPGA. La arquitectura para el sincronismo puede estar trabajando simultáneamente con la arquitectura para la captura con paralelismo real y podemos establecer los mecanismo para la interconexión entre ambos procesos trabajando de forma autónoma.

6.5 Resultados experimentales

Utilizo dos procedimientos para caracterizar la precisión y la estabilidad alcanzada por el Esclavo PTP integrado en la arquitectura del NI cRIO-9074. Con las variaciones asociadas a los retardos en el intercambio de paquetes y con la comparación externa de los Pulsos por Segundo PPS. El primer método no necesita Instrumental porque el propio Sistema Bajo Test accede a un registro en la capa física de la red Ethernet para determinar los retardos asociados al intercambio de paquetes. El segundo método me permite visualizar simultáneamente los dos PPS en un osciloscopio. He activado la persistencia en la presentación de las formas de onda para visualizar la franja con la desviación con respecto a la media.

6.5.1 Método de estimación indirecta con el PDV.

Una es una estimación lógica a partir de la variación del retardo de los paquetes PDV “*Packet Delay Variation*” que mide en la capa física de la red Ethernet la variación del retardo en el intercambio de los paquetes de sincronismo entre el Maestro y el esclavo. En la figura se puede apreciar un error promedio de 40us.

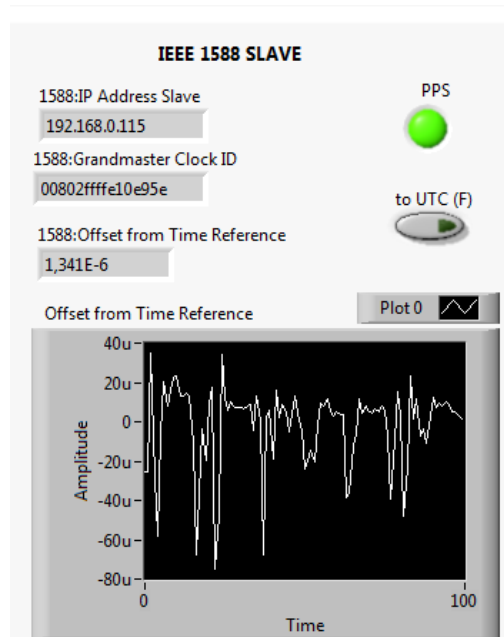


Figura 80: Estimación de PDV durante 100 segundos.

En la gráfica se representa la evolución del parámetro PDV durante 100 segundos. Se puede apreciar un pico máximo de 70us y un valor promedio de 40us. Este error nos da una estimación de la desviación entre maestro y esclavo a lo largo del tiempo pero no permite

determinar el valor medio de la fase entre las señales de reloj de un PPS del maestro y el esclavo. Esta desviación de fase si se puede medir con el segundo método propuesto.

6.5.2 Método de estimación directa con los PPS.

Comparación externa de los pulsos por segundo PPS generados por el Maestro y por el Esclavo. Es una observación directa Maestro-Esclavo “end-to-end synchronization”. El error se puede medir usando un TIC, un osciloscopio. En este caso utilizo un osciloscopio y los resultados se pueden ver en la figura.

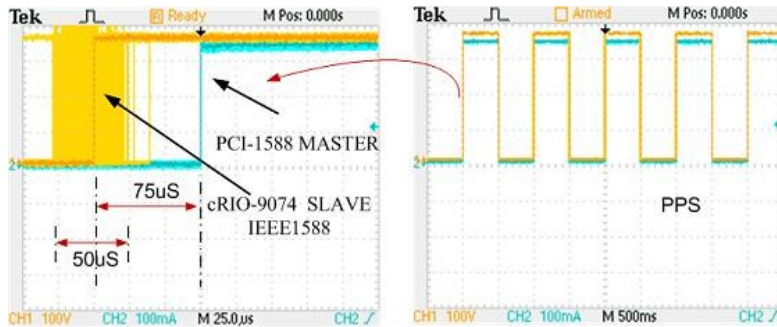


Figura 81: Fase del PPS del esclavo frente al PPS del maestro.

Se puede apreciar un error promedio de alineación entre los PPS de maestro y esclavo de 75µs y una desviación con respecto a la media de 50µs.

Como conclusión podemos decir que ambos métodos coinciden en la estimación de la desviación de fase con respecto al valor medio pero únicamente el segundo método me permite calcular el error de fase o desviación entre los pulsos por segundo de ambos dispositivos.

Por otra parte podemos afirmar que con estos resultados este sistema NI RIO no podría trabajar como una PMU real. No cumple estrictamente con la norma de sincrofasores. Admite errores inferiores a los 32µs.

Una alternativa para lograr mejorar este nivel de sincronismo se puede alcanzar modificando la topología con la utilización de un switch con la norma IEEE1588 integrada

CAPITULO 7

INTEGRACIÓN DE IEEE1588 V2 EN REDES INTELIGENES.

En el apartado anterior he destacado la importancia que tiene la integración en un solo sistema múltiples tareas para una gestión inteligente de la red. Es más, quizás lo más importante es seleccionar una tecnología que nos permita diseñar diferentes tipos de dispositivos con la misma arquitectura pero con diferentes escalas o niveles de capacidad computacional. Por tanto se justifica la necesidad de investigar y desarrollar modelos de Dispositivo Electrónico Inteligente (IED) con unas capacidades adaptadas a las nuevas exigencias del modelo global de red eléctrica para poderlo diversificar en sus distintas vertientes de generación, distribución y transporte.

Con anterioridad a este trabajo he estudiado y probado experimentalmente una arquitectura que tienen como núcleo central un DSPs y voy a compararlo con la arquitectura seleccionada definitivamente y que tiene como núcleo central una FPGA. Para poder adoptar una decisión técnica adecuada y con el fin de definir un modelo propio, he estudiado minuciosamente diversas normativas que están ya vigentes y otras que están en fase de desarrollo. Mi principal tarea ha sido definir unas especificaciones lo suficientemente amplias para cubrir las necesidades que imponen la normativa. En definitiva, esta tesis se propone una solución que integre diversos sistemas de medida y protección para una gestión eficiente de la energía.

7.1 Normativas específicas para Smart Grid e integración de PTP v2

He estudiado dos normas especialmente desarrolladas para definir las especificaciones de los sistemas con tareas en el nuevo panorama para Smart Grid. La más significativa es la IEEE Std 2030™-2011 [39] denominada “IEEE Guide for Smart Grid Interoperability of Energy Technology and Information Technology Operation with the Electric Power System (EPS), End-Use Applications, and Loads” y la segunda es el estándar en fase de desarrollo denominado “Draft NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards, Release 2.0” [40].

Con relación a la guía IEEE Std 2030™-2011 [39] desarrollada por el comité internacional “IEEE Standards Coordinating Committee 21”. Son interesantes para este trabajo las características del modelo de referencia desarrollado en el apartado-5 de esta guía. Se define una arquitectura basada en tres aspectos, las consideraciones funcionales de los sistemas de alimentación “Power systems”, las tecnologías de comunicación “Communications technology”) y las tecnologías para la gestión de la información “Information technology”. Esta última define los tipos de parámetros que se van a medir y los métodos de captura y procesamiento. En la misma guía, es destacable la denominada clasificación de las características del flujo de datos. La clasificación de datos está basada en asumir que la información es transferida con un nivel de seguridad. En este apartado se incluye una tabla muy descriptiva donde se clasifican los tiempos admisibles de transferencia de la información en base al nivel crítico de los datos, en base al volumen y en función de la distancia entre los equipos. En definitiva en esta guía están todas las especificaciones de los retardos admisibles para las etapas de procesamiento y transmisión de la información. Esto se concreta con el estudio de los retardos de procesamiento, acceso, propagación y recepción “Processing delay, Access delay, Propagation delay and Reception delay”.

Por otra parte, he seguido estudiando las tendencias actuales que se están concretando en la definición de nuevos estándares. En esta línea hay que destacar que se encuentra en fase de

desarrollo en el 2011 la norma IEC 61850-90-5. Esta norma establece una clasificación fundamentada en las exigencias de sincronismo basadas en el nivel crítico en cuanto a la respuesta para cada aplicación. Los comités correspondientes apuntan la posibilidad de utilizar la norma IEEE Std. 1588-2008 [22] para aplicaciones de sistemas IEDs. Su posible uso está supeditado a un mayor desarrollo tecnológico con el objetivo de garantizar los niveles de sincronismo de las normas más restrictivas. Esto justifica que se trabaje con la posibilidad de integrar esta norma en las especificaciones de nuestro sistema.

EL IEC 61850-90-5 [8] recomienda que la sincronización se integre con las mismas infraestructuras de comunicaciones estableciendo los procedimientos para el intercambio de datos y sincronismo simultáneamente. En la práctica, el método preferido es el que utiliza Ethernet como base para la sincronización entre dispositivos y la norma recomienda el uso del “Simple Network Time Protocol (SNTP) para tareas que requieran una exactitud de ± 10 ms (clase TS0) y el (PTP) para el resto de los casos.

TABLE I
SYNCHRONIZATION PERFORMANCE CLASSES IN IEC 61850-5

| Performance Class | Accuracy | Application |
|-------------------|-----------------------|---|
| TS5 | $\pm 1 \mu\text{s}$ | Critical process bus and synchrophasor applications |
| TS4 | $\pm 4 \mu\text{s}$ | Process bus, synchrophasors |
| TS3 | $\pm 25 \mu\text{s}$ | Miscellaneous |
| TS2 | $\pm 100 \mu\text{s}$ | Point-on-wave switching, zero crossing, synchronism check |
| TS1 | $\pm 1 \text{ms}$ | Event time tags (1 ms) |
| TS0 | $\pm 10 \text{ms}$ | Event time tags (10 ms) |

Figura 82: Clases de sincronismo según IEC 61850-5

Concretamente el estándar IEEE C37.238 [41] se desarrolla para el uso de la IEEE Std. 1588-2008 en Aplicaciones de sistemas que controlan el suministro de energía. Como prácticamente la totalidad de estos sistemas utilizan métodos de sincronización, la norma los recoge y establece los criterios que permitan en un futuro estandarizar el método de sincronización. Actualmente son muy diversos, aunque los más extendidos son el IRIG-B o el del pulso por segundo PPS. Este es uno de los criterios que ha llevado al comité a elegir el PTP como principal alternativa. Algunos trabajos de investigación han llegado a la misma conclusión [42].

Los estándares IEEE Std C37.118.1-2011 [9] con las especificaciones de medidas fasoriales y IEEE Std C37.118.2-2011 [17] con las especificaciones para las comunicaciones de los datos fasoriales han sido desarrollados recientemente en base a la antiguo estándar IEEE Std C37.118-2005 [30], representa el caso más restrictivo en cuanto a exigencias de sincronismo, captura, procesamiento y comunicaciones. Por tanto permite definir las especificaciones más rigurosas para tareas consideradas críticas. Los ensayos y los resultados están descritos en el Capítulo-5 y en el Capítulo-6.

En definitiva, el estudio de estas normativas y los ensayos realizados me permiten definir las características tecnológicas de una plataforma para aplicaciones críticas con PMUs, para medidas de calidad de suministro o para la detección de transitorios para sistemas de protección.

7.2 Comparación tecnológica entre plataformas.

En este apartado presento especial atención a los aspectos técnicos que me han llevado a la selección del sistema embebido NI-RIO. He comparado cada uno de los componentes incluidos en la tecnología con los utilizados en el capítulo anterior.

Entre los requisitos se debe destacar la necesidad de capturar y procesar 6 canales simultáneamente sin acumular ningún tipo de retraso y con una resolución en la medida suficiente para poder comparar las medidas de fase entre medidores situados a una distancia considerable. Las medidas para que sea aceptadas deben tener errores inferiores a $0,57^\circ$, por tanto el error de sincronización entre dispositivo no puede superar los 32us. Este requisito impone unas condiciones técnicas y tecnológicas muy concretas. Por tanto, hemos tenido que descartar el uso de determinadas tecnologías incluidas en las especificaciones preliminares. Estas decisiones las justifico en los siguientes apartados.

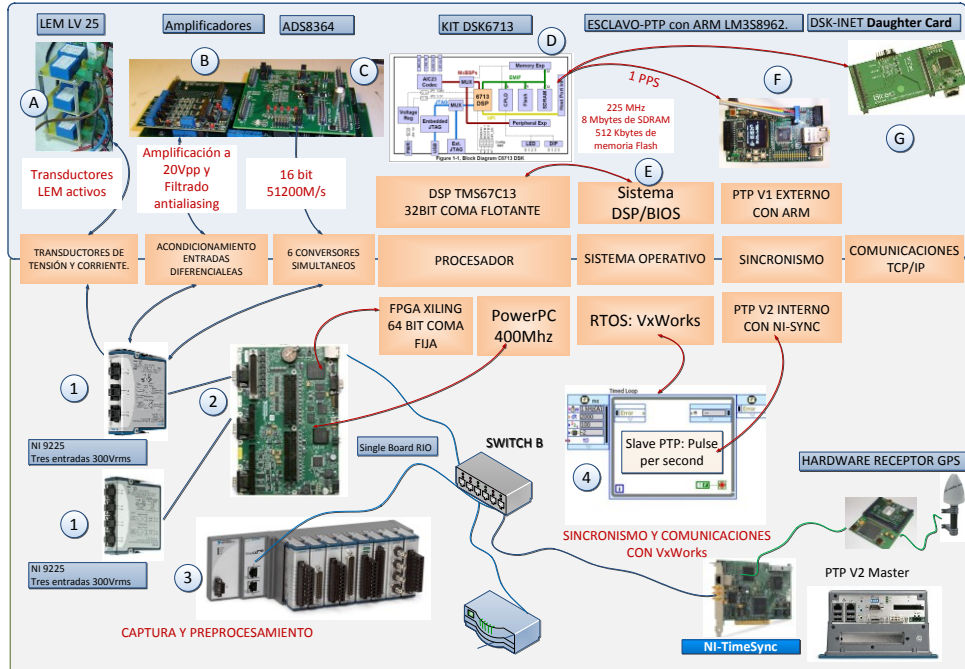


Figura 83: Comparación entre tecnologías.

7.2.1 Transductores para el sistema trifásico.

Lo hemos definido con las siguientes especificaciones: tensiones de entrada de hasta 400Vrms, corrientes de hasta 5Arms, separación galvánica, con calibración y un ancho de banda mínimo de 100KHz.

La norma nos exigía disponer de unos transductores de tensión y corriente con una respuesta en frecuencia suficiente para la medida de los armónicos según especifican las normas y además para garantizar una marcación de tiempo cuya precisión esté en el orden de magnitud del microsegundo. Por tanto, los transductores deben tener un tiempo de respuesta adecuado para poder capturar hasta el armónico 50 para que el error máximo no supere un $TVE=1\%$ que corresponde a un error de fase de $0,57^\circ$, según el estándar IEEE C37.118-2005.

Decisión adoptada: Análisis de dos alternativas válidas para la tecnología NI-RIO. La primera la utilicé inicialmente con el DSP caso (A) y es válida para algunas configuraciones RIO más económicas. Se trata de utilizar unos transductores activos con una alimentación independiente a la del resto del sistema. En este caso, los transductores se han seleccionado para trabajar con las tensiones y corriente nominales máximas disponibles en el laboratorio

(red trifásica de baja tensión) y las tensiones y corriente nominales máximas procedentes de los trafos de una red de media tensión. En principio, se buscaron transductores con tecnología de efecto Hall en lazo abierto, pero su precisión y especialmente su velocidad de respuesta difícilmente alcanzan los requerimientos técnicos de nuestro desarrollo en una gama de precios competitiva. Las soluciones tecnológicas seleccionadas para este módulo son transductores de flujo de puerta de tipo C de la compañía LEM Components o de Efecto Hall en lazo cerrado de LEM o Honeywell.

Ofrecen una gran precisión, resolución y un excelente tiempo de respuesta. Por tanto, los transductores idóneos son el transductor de tensión: LEM CV 3-700 E. y el transductor de corriente Honeywell CSNE151-204 Figura 4.2. En relación al transductor de tensión hemos probado con un transductor mucho más flexible para la adaptación a diferentes rangos dinámicos de entrada y salida. Se trata del LEM LV-25P Figura 4.3. El principal inconveniente es que el ancho de banda está muy cerca del límite establecido en las especificaciones de la norma para sincrofasores.

Para el transductor de corriente el acondicionamiento resulta relativamente sencillo. En el secundario colocamos una resistencias Shunt para adaptar la corriente nominal de salida $I_s=25\text{mA}$ a una tensión de 20Vpp . Hemos elegido un potenciómetro de precisión para el ajuste y calibración de las tres corrientes. Para el primario se puede elegir la corriente máxima de entrada comprendidos entre los 6A y 25A

Inicialmente hemos elegido la corriente primaria máxima de 6A porque se adapta mejor a la salida normalizada de los trafos para subestaciones. La resistencia Shunt colocada en el secundario se puede fijar con un valor adecuado para el porcentaje deseado para las medidas de Sobre-corriente.

Para el transductor de tensión el acondicionamiento también resulta relativamente sencillo. En el secundario colocamos una resistencias Shunt para adaptar la corriente nominal de salida $I_s=25\text{mA}$ a una tensión de 20Vpp . Hemos elegido un potenciómetro de precisión para el ajuste y calibración de las tres tensiones. En el primario la tensión máxima de entrada se puede elegir con la elección de con $R1$ como resistencia Shunt con valores comprendidos entre los 24V y 400V . Es fundamental elegir la resistencia con un valor de potencia de disipación adecuado.

Para el dimensionamiento de la fuente de alimentación de los 6 transductores, hemos tenido en cuenta que ambos dispositivos se alimentan a $\pm 15\text{V}$ permitiendo una variación máxima de la tensión de alimentación del 5%. El consumo estimado para el módulo de adquisición, es de: $(3*30\text{mA})+(3*32\text{mA})=182\text{mA}$.

La segunda alternativa (1) es solo válida para los sistemas NI RIO y representa una alternativa totalmente compacta. Integra todo el acondicionamiento necesario para transformar los niveles de 400Vrms y 5Arms en niveles digitales en coma fija de 24 bit de resolución y manteniendo todas las garantías de aislamiento y seguridad. Esto quiere decir que integra el filtrado, los atenuadores y conversores A/D. Esta opción está definida por los módulo NI 9225 y NI 9227 que cumplen con todas las especificaciones para cualquier tipo de sistema de medida en SmartGrid. En el caso del módulo NI 9225 con 3 entrada Analógica de 300Vrms cuenta con Aislamiento entre canales de 600Vrms , entradas simultáneas 50kS/s/canal , filtros anti alias integrados y rango de medida de 300Vrms . Con respecto al NI 9227 es de 4 entradas para las medidas de corrientes hasta 5Arms . Sus características son similares NI 9225.

Se pueden utilizar de forma coordinada y sincronizada para las 3 medidas de tensión y las 3 medidas corrientes en una red de alimentación trifásica. Estos módulos garantizan todo tipo de medidas de fase, de frecuencia, de valores eficaces y por tanto de potencia y energía consumidas.

La velocidad de muestreo y su conexión directa con la FPGA me permiten detectar transitorios en intervalos inferiores a medio ciclo. Todo depende del nivel de optimización en la definición de la arquitectura desarrollada en la FPGA.

Está claro que esta alternativa con los módulos (1) para el acondicionamiento de las tensiones y corrientes de la red eléctrica es muy superior a la utilizada con el sistema DSP que utilizaba los módulos (A) transductores, (B) atenuación y filtrado y (C) conversión simultánea de 6 canales. Con el inconveniente añadido de tener que suministrar una tensión bipolar para alimentar los transductores.

7.2.2 Arquitectura y soporte de los sistemas embebidos.

En este caso se trata de comprar el soporte vital o arquitectura que rodea a cada tipo de procesador. Me interesa fundamentalmente las posibilidades de conectividad externa, las capacidades internas de almacenamiento en memoria volátil y no volátil, las necesidades de alimentación del sistema en su conjunto y las cualidades del chasis para las medidas en ambientes industriales.

En (D) el DSK6713 tiene un micro DSP para la ejecución en tiempo real de numerosas rutinas procesando con 32 bit en coma flotante. Además incorpora en la tarjeta 8MBytes de RAM y 512K de memoria flash. Pero sus principales inconvenientes son la ausencia de un conversor A/D apropiado y de una canal de comunicación Ethernet. Para incorporar estas dos opciones es necesario conectarle en su bus de expansión dos tarjetas. Una para las tareas de conversión simultánea como la (C) y otra para las tareas de comunicaciones como la (G). La conexión de estas tarjetas se realiza de forma directa y en paralelo con los buses del micro. Su gestión y direccionamiento tiene que realizarse a bajo nivel y de forma directa por el programador. Los beneficios son notables pero a costa de periodos de desarrollo muy largos.

Sin embargo con el modulo (2) sbRIO 9631 y con el chasis (3) RIO 9074 se puede trabajar a muy alto nivel reduciendo drásticamente los tiempos necesarios para el desarrollo de aplicaciones. Si es necesario se puede utilizar herramientas de bajo nivel como el VHDL para programar la FPGA mejorando el rendimiento. Además los módulos auxiliares se conectan en un bus PCI Express. La Single Board RIO (2) admite hasta tres módulos de entrada y salida. La conexión o desconexión se puede realizar en caliente. Las capacidades de acceso externas pueden ir creciendo escalonadamente a medida que nuestras aplicaciones lo vayan demandando. Además la (2) incorpora de base 32 canales analógicos de baja resolución de 12 bit y multiplexados pero pueden ser utilizados en multitud de tareas de menor nivel. Además incluye 110 entradas o salidas digitales. Son idóneas para tareas de control y supervisión de estados y 4 salidas analógicas de 12 bit.

Sin embargo no viene diseñado con una envolvente para su uso directo en aplicaciones industriales.

En cambio el chasis (3) es idóneo y compatible con diversas normas de seguridad para poderlo ubicar en un entorno industrial. Podemos acoplarlo en un carril DIN del mismo modo que se ubica un autómata. Cumplen con las mismas especificaciones de protección y seguridad del sistema.

Tanto el sistema (2) como el (3) admiten los módulos (1) para la captura directa desde la red eléctrica. Además se le puede conectar multitud de módulos para aumentar las prestaciones de medida, control y comunicaciones.

Estas arquitecturas integran una FPGA de 1M para (2) y de 2M para (3), un procesador PowerPC a 233Mhz para (2) y a 400MHz para (3) y se gestionan con un sistema operativo en tiempo real RTOS. Concretamente el sistema basado en Linux VxWorks. Es un sistema muy estable del tipo GNU y que es mejorado permanentemente desde hace muchos años.

7.2.3 Prestaciones del sistema operativo para sincronismo y gestión en RT.

Para el DSK6713 se puede trabajar con una herramienta muy completa denominada Code Composer. Es un entorno de programación que permite trabajar con la arquitectura BIOS (E) totalmente orientada objetos. Es un sistema operativo especialmente desarrollado por TI para una gestión inteligente de toda la arquitectura del DSP. Cuando se crea un proyecto podemos definir la configuración del DSP de forma gráfica. Podemos definir multitud de lazos asociados a interrupciones hard o a interrupciones soft con un gran número de niveles de prioridad. La gestión se puede realizar en C o en ensamblador. Depende del nivel de optimización deseado. Es posible visualizar de forma gráfica los datos procesados.

Sin embargo con el sistema operativo VxWorks (4), el LabView FPGA y LabView RT se pueden desarrollar aplicaciones de forma gráfica. En el procesador PowerPC la aplicación rueda casi de forma inmediata y en la FPGA se necesita compilar previamente. La depuración se complica pero la nueva versión 2011 permite utilizar el simulador de XILING.

Para las tareas de sincronismo contamos con una evolución significativa en (4). Podemos utilizar Lazos temporales con una configuración de tiempo absoluto y con sincronismo PTP. Los módulos (2) y (3) pueden trabajar como esclavos PTP con su conexión Ethernet. Localizan un Maestro PTP en la red y se sincronizan con niveles cercanos a los 50us. Si no localizan un Maestro tienen la capacidad de inicializarse como Maestro PTP. El equipo que adopta este rol es porque se le ha asignado una mayor prioridad. En este caso es necesario conectarle un GPS para la recepción del PPS. La estabilidad del resto de los módulos RIO dependerán de la calidad del equipo RIO que actúe como maestro PTP.

En (E) no tenemos esta posibilidad y los ensayos se efectuaban con la conexión de un Esclavo PTP externo. Un pequeño kit con conexión Ethernet y con un gestor PTP integrado (F) sustituye a la labor que realiza en (2) y (3) el sistema operativo VxWorks en un lazo que se ejecuta de fondo.

En definitiva esta arquitectura es más robusta, más flexible y más modular. Desde el punto de vista de la funcionalidad se ha hecho un estudio de distintos sistemas, considerando tanto protecciones como equipos de medida. Igualmente, se han analizado las normas aplicables a la medida de parámetros eléctricos, así como las técnicas de procesamiento de señal que potencialmente podrían ser utilizadas para el tratamiento de perturbaciones transitorias de la señal de potencia.

7.3 Plataforma para los ensayos

En la Figura-84 he esquematizado la arquitectura del entorno para los ensayos. Están representados todos los equipos que pueden intervenir para cada uno de los test. Los instrumentos han sido especialmente seleccionados para poder experimentar con todo tipo de algoritmos ejecutándose en tiempo real. La red Ethernet es el medio con el que se establece la conectividad entre los sistemas de medida, procesamiento y sincronismo. El equipo encargado de la gestión de las comunicaciones es el Switch de Moxa PT7710 especializado para entornos industriales. Es compatible con la norma IEC 61850-3 sistemas de comunicaciones en subestaciones [43] y la norma IEEE 1613 para las condiciones de entorno para comunicaciones en subestaciones) [44]. Además tiene capacidad para la gestión del sincronismo con la norma IEEE 1588 v2 [22]. De forma auxiliar hemos conectado a esta misma red los dos instrumentos especializados. Aunque se comunican por GPIB, el gestor GPIB/ENET nos permite programar los equipos desde cualquier equipo conectado a la red local. Por último las líneas de sincronismo marcadas como “Sincronismo EXT” nos permiten medir los tiempos de respuesta con gran precisión.

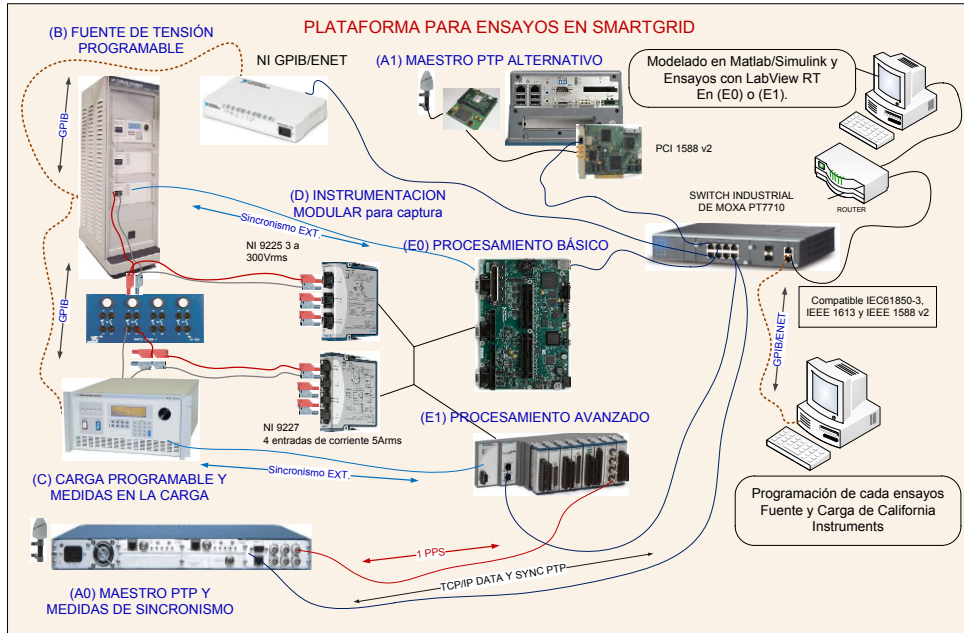


Figura 84: Plataforma para los ensayos.

7.3.1 Plataforma de pruebas

Es muy importante destacar la integración del protocolo para sincronismo distribuido IEEE 1588 v2 [22] en nuestra plataforma. Existe una nueva normativa IEC 61850-90-5 [33] que establece una clasificación en base a las máximas exigencias de sincronismo de diversas aplicaciones en redes eléctricas. En esta norma se apunta por primera vez, la posibilidad de utilizar la norma para aplicaciones que integran sistemas de medida y gestión de la energía eléctrica. Su uso futuro está supedita a un mayor desarrollo tecnológico con el objetivo de garantizar los niveles de sincronismo de todas las normas involucradas. Concretamente esta tendencia se describe claramente en el estándar PC37.238 [14] que se está desarrollando específicamente para la aplicación de [8] a los sistemas de control de la energía eléctrica.

Además, existe una Alianza que avala esta tesis, es la Alianza que nace para la integración de IEEE 1588 v2 [22]. Es un Programa de Evaluación de la Conformidad del IEEE (ICAP) con la misión de promover el estándar como el protocolo para la sincronización de los reloj dedicados a garantizar todo tipo de medidas en la red y para la sincronización de los sistemas de control. El Programa de Certificación de la Alianza se ha constituido para evaluar la conformidad de las implementaciones de la norma en un amplio rango de aplicaciones como las telecomunicaciones, redes inteligentes, fabricación y audio digital de televisión y video. Seguimos de cerca los avances alcanzados por este comité para tener un conocimiento de las normas de conformidad y saber cómo aplicarla. Esta tendencia se justifica claramente cuando empresas como MOXA, especialista mundial en comunicaciones industriales, ha decidido incorporarlo en sus nuevos sistemas.

Por último, para los ensayos futuros con sistemas que tienen que cooperar de forma distribuida nos interesan las características del modelo de referencia desarrollado en el apartado-5 de la guía IEEE Std 2030™-2011 [39]. Concretamente, se define una arquitectura basada en tres aspectos, las consideraciones funcionales de los sistemas de alimentación (Power systems), las tecnologías de comunicación (Communications technology) y las tecnologías para la gestión de la información (Information technology).

En la primera categoría nos centramos en estudiar el método de captura, sincronismo y procesamiento básico y en la segunda categoría nos centramos en la gestión, supervisión y control inteligente.

Todos los estudios realizados nos han permitido definir las especificaciones para la selección de la plataforma de ensayos. En esta línea hemos seleccionado las características que hemos considerado indispensables para que podamos experimentar con aplicaciones que supervisan y controlan en las dos grandes categorías (generación y consumo de energía).

Por tanto, es imprescindible que podamos elegir diferentes escalas en cuanto a capacidad computacional para ensayar con cada tipo de aplicación manteniendo la misma base tecnológica. Esta estrategia nos permitirá mantener un alto grado de compatibilidad en cuanto a las tecnologías para sincronización, captura, procesamiento y transferencia del flujo de información. En la Figura 6-1 se puede ver la configuración de la plataforma para los ensayos.

Instrumental para reproducir las perturbaciones en la red trifásica.

La instrumentación (B) y (C) nos permite reproducir cualquier tipo de perturbación en una red trifásica emulada. Los problemas se puede desencadenar en la tensión o en la corriente de una o varias fases. Si el problema se desencadena por un cambio repentino en la carga, la evolución de la corriente nos permitirá detectar el problema. Esta es la misión del Instrumento modular (D) NI-9227. Si el origen es un desequilibrio transitorio de la tensión de una de las fases podemos detectarlo con el módulo (D) NI-9225. En el primer caso la perturbación se genera desde la fuente y en el segundo caso es la carga programable es la que reproduce un tipo de transición abrupta en base a la solicitud de mayor o menor corriente. La fuente puede reproducir cualquier tipo de perturbación según la norma UNE-EN 61000-4-30:2003 [3].

Los dos equipos se pueden programar desde cualquier PC de la sala de ensayos con el estándar GPIB de conexión y con la arquitectura software VISA para Instrumentación programable. El dispositivo NI-GPIB/ENET hace de intermediario con los equipos conectados con el bus GPIB.

La clave para la medir con precisión el tiempo que transcurre entre el momento que se genera la señal y el momento en el que el sistema embebido detecta la perturbación, depende de las señales de sincronismo representadas con líneas azules como “Sincronismo EXT”. Posteriormente en el apartado dedicado a los tipos de ensayo se explica el método para garantizar las medidas temporales.

Instrumental para el sincronismo y para medir la estabilidad en tiempo real.

Contamos con dos alternativas, el (A0) XLI IEEE 1588 es un Instrumento de mucha precisión. Es muy importante si queremos homologar los resultados. Como se ve en la figura trabaja generando la señal de referencia como maestro PTP y puede analizar la estabilidad alcanzada por los esclavos PTP. Los dos sistemas embebidos (E0) y (E1) pueden sincronizarse con la norma IEEE 1588 v2 [8]. La línea roja es la conexión del Pulso por Segundo del esclavo. Se conecta a la entrada de (A0) para medir permanentemente el desfase entre el esclavo y el maestro. Esto nos proporciona la posibilidad de realizar análisis de estabilidad a largo plazo.

Como segunda alternativa la tenemos con (A1) la tarjeta PCI-1588 compatible con la norma PTP y que cuenta con un oscilador de elevadas prestaciones. No alcanza el nivel de exactitud del (A0) pero se puede conectar en un PC industrial para conseguir un Maestro PTP de muy buenas prestaciones. Es programable y se puede situar en una instalación exterior insertando la tarjeta en un bus PCI de un PC industrial como se indica en la figura. Para los ensayos se pueden reproducir las mismas condiciones que con (A1), incluso como la tarjeta cuenta con entradas especializadas se puede medir la estabilidad de los esclavos comparando la señal PPS interna con la externa.

Instrumental para la evaluación de los algoritmos clásicos o avanzados

Hemos seleccionados los dos sistemas embebidos (E0) y (E1) para analizar la respuesta de los algoritmos ejecutándose en dos arquitecturas con capacidades computacionales muy

diferentes pero con la misma flexibilidad en cuanto a la reconfiguración de los canales de entrada y salida. Los dos sistemas tienen varios conectores con un bus PCI Express para transferencia de alta velocidad. El sistema (E0) tiene tres entradas y (E1) gestiona hasta 8 canales.

Para este proyecto hemos adquirido los módulos (D) como instrumentos para las tareas de calibración, módulos NI 9215 con 4 canales simultáneos de (± 10 V, 100 KS/S) y de 16-BIT de resolución para medidas de tensiones y corrientes con transductores externos. En este caso, el objetivo es ensayar en condiciones muy similares de un sistema final trabajando a nivel de campo. Y por último, hemos adquirido otro tipo de módulo de entradas/salidas digitales el NI 9402 con 4 canales de alta velocidad (5nS) para la tasación de los tiempos de respuesta. Posteriormente en el apartado dedicado a los tipos de ensayos se detalla la misión de estos módulos.

Por tanto, ambos sistemas admiten los módulos de entrada (D). Con este procedimiento podemos poner a prueba un conjunto de algoritmos con un mismo tipo de convertidores (D) pero con capacidad de procesamiento distintas. Básicamente, tienen velocidades de procesamiento que se diferencian por el tipo de procesador integrado, por la memoria interna y por el tipo de gestor (una FPGA) de las entradas y salidas. Sin embargo, en ambos casos procesamos los datos en 32 bit en coma flotante. Estos datos proceden de las capturas a 24 bit en coma fija. Las diferencias se van a manifestar esencialmente en base a la capacidad computacional de cada sistema (E). Esta respuesta estará muy relacionada con la frecuencia de muestreo seleccionada. Los tiempos de respuesta de cada una de las fases del procesamiento se pueden estimar de una forma muy selectiva.

Además, esta arquitectura tan flexible nos facilita la experimentación con otro tipo de convertidores de 16 bit con velocidad de muestreo de hasta 100K M/s. Son módulos más económicos y por tanto es lógico seleccionarlos para el desarrollo de un sistema de monitorización y control comercial. En este caso se necesitan transductores externos especializados.

Para este proyecto estamos desarrollando unos módulos para la captura de tres tensiones de hasta 400Vrms y tres corrientes de hasta 12Arms. Utilizamos transductores activos con una salida que puede ser calibrada hasta ± 10 Vpp. Se alimentan con ± 15 v pero un convertidor C/C nos permite alimentarlo con una tensión de 24v. Esta tensión se utiliza de forma estandarizada en sistemas industriales.

Especificaciones de la plataforma de ensayos.

En el apartado anterior hemos justificado la selección de cada uno de los equipos para cada tipo de ensayo y en este apartado definimos las capacidades finales de la plataforma. Estas capacidades quedan reflejadas en las siguientes especificaciones:

- El sistema de sincronismo nos debe garantizar la sincronización entre dispositivos con una precisión cercana al 1us. Este nivel garantiza la máxima exigencias de alguno de los estándares.

Para la calibración (A0): El Instrumental XLI IEEE1588 de Symetricom para medir la calidad del sincronismo con una precisión cercana a los 50ns. Incluye un instrumental para analizar la estabilidad de cualquier reloj a corto o a largo plazo. Actúa como Maestro PTP.

Para la calibración (A1): El Instrumental en una tarjeta PCI 1588 de NI para medir la calidad del sincronismo con una precisión cercana a los 300ns. Incluye una serie de entradas/salidas programables para analizar la estabilidad de cualquier reloj a corto o a largo plazo. Puede actuar como maestro o esclavo PTP.

- El sistema de captura tiene que garantizar una velocidad de muestreo suficiente para la detección de transitorios según normativa. Definimos una resolución y un muestro mínimo de 16 bit y 256 muestras por ciclo.

Para la calibración (D): Contamos con dos Instrumentos modulares NI-9225 para medidas de 3 tensiones hasta 400Vrms y (D) NI-9227 para la medida de 4 corrientes de hasta

5Arms con una resolución de 24 bit y con un muestreo máximo de 50K muestras por segundo. (Contamos con certificado de calibración y de conformidad).

- La arquitectura para el procesamiento nos debe permitir procesar múltiples parámetros en régimen permanente como valores (V_{rms} , I_{rms} , Potencia y Energía) y detectar todo tipo de perturbaciones en régimen transitorio. Debe tener una capacidad computacional para que las tareas de procesamiento puedan garantizar los tiempos de respuesta en función de los sistemas de protección. Si es posible la arquitectura para el procesamiento debe ser escalable y modular. El sistema finalmente seleccionado trabaja con uno de los sistemas operativo en tiempo real más estable (el “Wxworks”) y podemos elegir una amplia gama de procesadores con diferentes capacidades computacionales.

Para la calibración (E): Los sistema embebido que hemos seleccionado son el (E0) Single Board RIO con una capacidad de procesamiento básica determinada por el procesador PowerPC a 200MHz y el (E1) NI CompactRIO con un procesador más potente a 400MHz. Ambos sistemas son compatibles con los Instrumentos NI 9225 y NI 9227.

- Finalmente es imprescindible garantizar un nivel de transferencia en tiempo real entre los dispositivos. Es imprescindible utilizar una tecnología que nos permita establecer una comunicación segura y con un alto grado de determinismo. Los módulos (E0) y (E1) pueden actuar como remotas con acceso Web o con variables compartidas. El módulo soft RT permite crear variables o bloques de memorias en la remota que pueden ser compartidos en tiempo real con una aplicación remota y con un alto grado de determinismo. Es innegable la importancia que tiene contar con una comunicación segura y determinista. Una respuesta rápida es esencial para una gestión global ante situaciones muy críticas.

7.3.2 Nuevas Técnicas de Detección de Perturbaciones

En este apartado vamos a describir la metodología para estimar con precisión los tiempos de respuesta de cada uno de los algoritmos. Hemos insistido desde un principio que es muy importante contar con un método que nos permita estimar la velocidad de respuesta con el objetivo de demostrar si es posible cumplir con las especificaciones de cada una de las normas involucradas. En la Tabla 6-1 se pueden observar una clasificación con todos los tipos de pruebas programados. Las columnas representan el tipo de pruebas basadas en el Instrumental especializado y en las filas hemos situado las normas que nos sirven de referencia para los ensayos.

| Tipos de estándares para definir los test | Tipo de test en base a los tipos de instrumentos. | | | | | |
|---|--|----------------------------------|---|-------------------------------------|--|--|
| | (A) GrandMaster XLI 1588 | | (B) Fuente trifásica | | (C) Carga 3091LD. | |
| | Esclavo interno: XLI | Esclavo externo: ARM, PCI y RIO. | Transitorio con sincronismo externo | Transitorio con sincronismo interno | Variación de carga con sincronismo externo | Variación de carga con sincronismo interno |
| (1) Para sincronismo con IEEE 1588 V2 | PPS del esclavo | PPS del esclavo | CLK OUT | CLK INT | CLK OUT | CLK INT |
| | Medida de estabilidad con respecto al PPS del maestro | | Medida de estabilidad del pulso de sincronismo | | Medida de estabilidad del pulso de sincronismo. | |
| (2) Para medidas fasoriales (IEEE C37.118) | Reloj para el muestreo | | Medidas de tensión | | Medidas de corriente | |
| | Medida de estabilidad con respecto al PPS del esclavo | | Medidas y marcación de tiempo para medidas de Frecuencia y de fasores. | | Medidas y marcación de tiempo para medidas de Frecuencia y de fasores | |
| (3) Para medidas de calidad (IEC61000-4-30) | Inicio de la ventana de 256 MPCiclo. | | Medidas de tensión | | Medidas de corriente | |
| | Medida de estabilidad con respecto al PPS del esclavo. | | Medidas y marcación de tiempo de huecos, desequilibrios, etc.. | | Medidas y marcación de tiempo de armónicos de corriente. | |
| (4) Para transitorios muy rápidos (Estándares para protecciones) | Inicio de la ventana de 1024 MPCiclo. | | Medidas de tensión | | Medidas de corriente | |
| | Medida de estabilidad con respecto al PPS del esclavo. | | Detección y marcación de tiempo de transitorios de menos de medio ciclo | | Detección y marcación de tiempo de gradientes y Corrientes de cortocircuito. | |

Table 1 – Tipos de test con la plataforma de ensayos.

Tabla 12: Tipos de Test.

En una primera etapa tenemos que ensayar para comprobar si nuestra fuente de sincronismo garantiza la estabilidad de cada uno de los esclavos en base a las especificaciones de los estándares. Esto corresponde con la columna (A) de la Tabla 6-1. Concretamente el objetivo de los ensayos es:

- *Fila (1)*: La estabilidad de los relojes de cada uno de los esclavos con respecto al PPS del maestro a corto, medio y largo plazo.
- *Fila (2)*: Determinar el error de alineación del PPS del esclavo con respecto al reloj encargado del muestreo.
- *Fila (3)*: El error asociado a la alineación de las ventanas de 10 ciclos con respecto al PPS del esclavo.
- *Fila (4)*: El error asociado a la alineación del PPS con respecto a un transitorio menor de un ciclo.

Los ensayos que determinan la calidad y la estabilidad del sincronismo de los esclavos (A,1) repercuten en la calidad de la marcación de tiempo de las muestras (A,2) y en la marcación de las ventanas de análisis (A,3). Estos primeros ensayos son muy importantes porque tienen una incidencia directa sobre la calidad del resto de los ensayos.

Las columnas (B) y (C) corresponden con los ensayos para la estimación de los tiempos de respuesta de las etapas de captura, procesamiento y transferencia de la información. Los ensayos los hemos dividido en dos categorías, sincronismo externo e interno.

Sincronismo Externo

Con el sincronismo externo el sistema bajo prueba (D) activa una señal de sincronismo con una de las salidas del módulo NI-9402 para indicar al generador el instante de inicio del transitorio. El generador reproduce el evento de forma instantánea. Esta modalidad nos permite tasar con gran precisión la respuesta del sistema de medida. El reloj interno nos marca el tiempo de respuesta y una salida externa con el NI-9402 marca el instante en el que el algoritmo detecta el transitorio. Un osciloscopio externo o contador puede medir el tiempo de respuesta.

Sincronismo Interno

El sincronismo interno reproduce una situación real. El sistema de medida bajo prueba no conoce el momento en el que se produce el transitorio. Con este método evaluamos la respuesta real de nuestro sistema. Una señal de sincronismo procedente de la fuente es capturada por una entrada NI-9402. Este método le permite contabilizar al sistema de medida su propio tiempo de respuesta.

Los ensayos preliminares que hemos incluido en este trabajo corresponden con parte de los programados en la primera columna (A) y en parte de la segunda columna (B). Los de la tercera columna están proyectados para la segunda anualidad. Como el grado de exigencia de la norma de sincrofases es muy alta nos ha permitido definir el umbral en cuanto al nivel máximo de sincronismo de los sistemas embebidos.

7.3.3 Resumen de los Test para determinar la Calidad del sincronismo

El objetivo de este tipo de test es analizar distintas alternativas para sincronizar los sistemas de medida cuando trabajan de forma distribuida. Hemos incluido los ensayos realizados con la versión IEEE 1588 v1 2003 para valorar todas las alternativas tecnológicas. Aunque los test más importantes son las relacionadas con la norma IEEE 1588 v2 2008. Esta segunda versión es la que se está aplicando finalmente. Existe una total incompatibilidad entre las dos normas. Los ensayos realizados en este proyecto son los de la segunda fila de la Tabla.

| Standard bajo Test. | Alternativas con esclavos PTP | | | |
|---|-------------------------------|---------------|-------------------|----------------|
| | Esclavos externos | | Esclavos internos | |
| | LM3S8962 | (A1) PCI-1588 | (E0) SbrRIO | (E1) CRIO 9074 |
| IEEE 1588 v1. Router y Switch of 100Mbit | 12us | 150ns | No realizable | No realizable |
| IEEE 1588 v2. Router y Switch of 100Mbit | En proceso | 100ns | 75us | 75us |
| IEEE 1588 v2. Switch Industrial de un 1Gbyte conintegra PTP v2. | En proceso | En proceso | En proceso | En proceso |

Tabla 13: Resultados en función de la plataforma.

En esta tabla se incluyen los test que he realizado y las que están en fase de realización. Las pruebas en la tercera fila están proyectadas y corresponden con la conexión de los equipos a un switch industrial especializado (Moxa PT-7710) que gestiona el IEEE 1588 V2. La principal ventaja es que el switch trabaja de forma activa con la norma. Se convierte en un Esclavo PTP y actúa como intermediario de los esclavos finales asociados a los sistemas de medida. Con esta técnica se elimina los retardos inherentes al dispositivo encargado del enrutamiento en la red Ethernet como consecuencia de la manipulación de los paquetes de sincronismo. Por otra parte el switch sincroniza su reloj con el Maestro PTP en un punto intermedio de la red eliminando la latencia propia del cable Ethernet que le separa del Maestro PTP. Por tanto, los resultados van a ser predeciblemente de mucha mayor calidad.

De momento los resultados obtenidos están asociados a una gestión interna del protocolo IEEE 1588 v2 por parte de los equipos que hemos seleccionado para los ensayos (E0) y (E1). Son resultados con una calidad aceptable para los requisitos de la norma de calidad de suministro y para todas las medidas clásicas de potencia y energía pero no son adecuadas estrictamente para que trabajen como Sincrofasores. Recordemos que la norma exige una resolución mínima de 32us.

En cambio los resultados obtenidos con la tarjeta PCI-1588 con una estabilidad entorno a los 100ns nos permite afirmar que actuando como esclava puede trabajar medidas con sincrofasores. De cualquier forma, nuestro objetivo es utilizar un Maestra-PTP para ensayo a nivel de campo.

Como conclusión final, podemos afirmar que esta tecnología es adecuada para el diseño de dispositivos encargados de la supervisión y el control de los sistemas de gestión de la energía con necesidades de sincronización próximas a los 100us. Para trabajar según la norma de sincrofasores es necesario que el gestor del protocolo PTP integrado mejore la precisión para alcanzar un nivel de estabilidad cercano a los 10us.

CAPÍTULO 8

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Conclusiones con respecto a los estudios de estabilidad en frecuencia

En el Capítulo-4 analizo el comportamiento un oscilador de *cuarzo*, *rubidio* o *cesio* con la presencia de diferentes tipos de perturbaciones. Se explica detenidamente el procedimiento para la calibración de una fuente de sincronismo y se justifica el tipo de Instrumental seleccionado. Este procedimiento para la estimación del error de una fuente de sincronismo lo aplico para determinar la calidad del PPS de los esclavos PTP.

Me gustaría destacar especialmente el trabajo presentado en el TAEE2006 incluido en el ANEXO-J con un procedimiento para la generación de ruido a partir de un estimador paramétrico y que me permitió realizar la primera estimación de los tiempos de ejecución de los filtros ejecutándose en un DSP en tiempo real.

Finalmente estos trabajos han contribuido en parte a la publicación en la universidad de Cádiz del libro **“Procesos de ruido interno en los circuitos electrónicos. Técnicas de computación de la estabilidad de la frecuencia”**. La referencia está en el ANEXO-K.

Conclusiones en relación a la Arquitectura

El principal objetivo planteado en la Memoria del Proyecto de Tesis lo he afrontado en dos grandes etapas:

- a) En una primera fase con el desarrollo de una PMU Experimental basada en la arquitectura de un DSP y con sincronismo basado en la primera versión del protocolo IEEE1588-2002 v1
- b) En una segunda fase con el desarrollo de una PMU Experimental basada en un sistema embebido con un Sistema Operativo en Tiempo Real como núcleo central y una FPGA para el sincronismo y la conectiva con los canales de entrada y salida. El sincronismo está basado en la IEEE 1588-2008 v2

No he podido desarrollar la PMU en su totalidad. Pero he cumplido con las especificaciones para la sincronización, captura y procesamiento fasorial a frecuencia constante. Para las comunicaciones he configurado un PC para que actúe como concentrador de datos. La máxima velocidad de transferencia alcanzada por la PMU experimental es de 10 Frames por segundo.

Las limitaciones de la arquitectura me han permitieron adoptar una decisión importante cambiar la plataforma de desarrollo. La decisión se fundamentó en las enormes dificultades técnicas encontradas para adaptar la arquitectura DSP a las especificaciones de la norma de sincrofasores. El principal inconveniente es la necesidad de una gran flexible para poder definir un esquema de sincronización y captura adecuado. Recordemos que hay que mantener permanentemente un número de muestras por ciclo independiente de las variaciones de la frecuencia fundamental. Otro aspecto relevante es la falta de canales de conversión A/D no multiplexados y con una resolución adecuada. Para cumplir con las especificaciones tuve que adaptar un convertor externo con 6 canales simultáneos al DSP pero su programación se complicó enormemente.

Esta plataforma no incorpora comunicaciones Ethernet y es imprescindible transferir las 10, 25 o 50 Frames por segundo en tiempo real para evitar retardos que son acumulativos

Esta y otras tareas críticas se pueden realizar eficientemente con un Sistema Operativo en Tiempo Real (RTOS) y con una FPGA se puede diseñar parte de una arquitectura para el sincronismo y el pre-procesamiento.

Como conclusión final me gustaría destacar que he logrado afrontar las dificultades técnicas que han surgido sobre la marcha para la adaptación de la arquitectura de un DSP a las necesidades de una PMU experimental.

Conclusiones en relación al Sincronismo

En primer lugar me gustaría destacar que he logrado superar ampliamente los objetivos planteados en esta tesis en relación a los ensayos de sincronismo. He analizado experimentalmente tres tecnologías diferentes; la tarjeta PCI 1588, un micro ARM especializado en PTP y en una segunda fase con PTP v2 dos arquitecturas embebidas NI-RIO y con la tarjeta PCI 1588 y PTP v2. NI-RIO gestiona el sincronismo PTP con su Sistema Operativo en Tiempo Real RTOS.

Los trabajos del 2010 inciden en la aplicación del nuevo Sistema de Medición Sincronizada (SMT) con topología Maestro-Esclavo. Para la tesis he desarrollado una metodología para analizar experimentalmente los niveles de estabilidad alcanzables con este protocolo y las tecnologías seleccionadas. Los test me han permitido verificar si es posible aplicar este protocolo al estándar IEEE C37.118 par Unidades de Medida Fasorial o "*Sincrofasores*". Los resultados obtenidos han sido satisfactorios cumpliendo en ambos casos con la precisión exigida.

Las publicaciones del 2011 incluyo los ensayos y los resultados experimentales con la norma IEEE 1588-2008 V2 y hago especial hincapié en la viabilidad de su integración en sistemas de medida y control para Smart Grids. Esa integración es posible si los estándares futuros lo contemplan. Una evidencia de este proceso de integración lo tenemos en la evolución de la norma IEC61850. Creo que es de vital importancia destacar el nivel de vigencia de los trabajos que he desarrollados en la tesis incluyendo las referencias a los trabajos que están desarrollando determinados comités internacionales para confluir en un estándar único de comunicaciones. La principal prueba es la sección IEC 61850-90-5 para la transmisión de la información en base a la experiencia adquirida con la norma de sincrofasores IEEE C37.118.

Trabajos Futuros

Todos trabajos futuros están vinculados a la arquitectura del sistema embebido NI-RIO. Las líneas de trabajo pueden estar dedicadas a la optimización de los algoritmos para detección de las perturbaciones en tiempo real, a la coordinación de varios equipos que trabajando de forma cooperativa o exclusivamente dedicado a la optimización de las comunicaciones.

Desarrollos para la optimización con la FPGA:

- Se puede iniciar una línea de investigación para la optimización del sincronismo, la captura o el procesamiento en función de las necesidades de cada aplicación. La clave está en la integración del simulador de XILINX ISE para verificar el comportamiento de la arquitectura desarrollada antes del proceso de compilación.
- Se pueden integrar desarrollos realizados en VHDL en una con librería con librerías LabView o Windows CVI. Las librerías de usuario se denominan IP. Actualmente existen desarrolladores trabajando en esta línea.
- Un tercer aspecto está relacionado con la optimización de los algoritmos de detección. Las últimas versiones de FPGA de XILINX como las de la serie Spartan integran bloques con funciones equivalentes a las de un DSP. Concretamente la FPGAs Spartan-6 incorpora de 18 a 180 bloques DSP48A1 en función del modelo.

Son bloques para el producto y la suma acumulativa. Sumas con 18 bit y el producto se deposita en 36 bit. El resultado se acumula en 48 bit en coma fija.

Desarrollo de todo tipo test con la Plataforma de ensayos:

- Test para estimar en tiempo real la velocidad de respuesta de un algoritmo frente a variaciones de frecuencia, armónicos, interrupciones y transitorios en general.
- Respuesta ante la variación de carga.

BIBLIOGRAFÍA

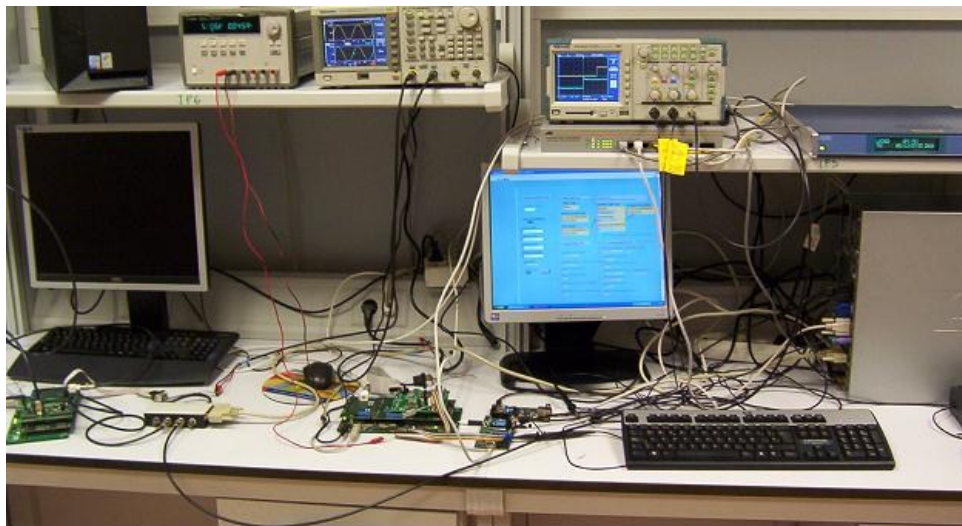
- [1] A. Moreno-Muñoz, *et al.*, "Embedding measurement in Distribution Automation Systems," 2010, pp. 3722-3727.
- [2] F. Steinhauser, *et al.*, "IEEE 1588 for time synchronization of devices in the electric power industry," in *Precision Clock Synchronization for Measurement Control and Communication (ISPCS)*, 2010 International IEEE Symposium on, 2010, pp. 1-6.
- [3] M. Lixia, *et al.*, "A software-only PTP synchronization for power system state estimation with PMUs," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2011 IEEE, 2011, pp. 1-6.
- [4] J. J. González de la Rosa, *et al.*, "Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets," *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 39, pp. 664-673, 2006.
- [5] V. Pallares-Lopez, *et al.*, "A experimental IEEE1588-BASED system for synchronized phasor measurement in electric substation," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2010 the 5th IEEE Conference on, 2010, pp. 942-947.
- [6] V. Pallares-Lopez, *et al.*, "A IEEE1588-based system for synchronized PMUs and protective relaying functions," in *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010 International Symposium on, 2010, pp. 593-598.
- [7] V. Pallares Lopez, "Synchrophasor for Smart Grid with IEEE 1588-2008 Synchronism," *Electrical Review*, vol. Vol 12, No 01a, p. 304, 2012.
- [8] V. Pallares-Lopez, *et al.*, "Synchrophasor integration in IEC 61850 standard for SmartGrid and synchronism with PTP-base system," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2011 6th IEEE Conference on, 2011, pp. 1507-1512.
- [9] V. Pallares-Lopez, *et al.*, "Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid," in *Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2011 7th International Conference-Workshop, 2011, pp. 22-27.
- [10] Y. Xiao, *Communication and Networking in Smart Grids*: Taylor & Francis, 2012.
- [11] A. Moreno-Muñoz, *Power quality. Mitigation Technologies in a distributed environment*, 1st ed. London: Springer, 2007.
- [12] K. P. Schneider, *et al.*, "Distribution power flow for smart grid technologies," in *Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES*, 2009, pp. 1-7.
- [13] J. McGhee and M. Goraj, "Smart High Voltage Substation Based on IEC 61850 Process Bus and IEEE 1588 Time Synchronization," in *Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2010 First IEEE International Conference on, 2010, pp. 489-494.
- [14] K. E. Martin, "Synchrophasors in the IEEE C37.118 and IEC 61850," in *Critical Infrastructure (CRIS)*, 2010 5th International Conference on, 2010, pp. 1-8.
- [15] M. Begovic, *et al.*, "Issues Related to the Implementation of Synchrophasor Measurements," in *Hawaii International Conference on System Sciences, Proceedings of the 41st Annual*, 2008, pp. 164-164.
- [16] "IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems," *IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1-61, 2011.
- [17] "IEEE Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems," *IEEE Std C37.118.2-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)*, pp. 1-53, 2011.
- [18] A. Carta, *et al.*, "GPS-Based System for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 586-593, 2009.

- [19] A. Carta, *et al.*, "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2008. IMTC 2008. IEEE*, 2008, pp. 426-431.
- [20] P. Ferrari, *et al.*, "Applying PTP-to-SNTP time-gateway to IEC61850 systems," in *Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA), 2011 IEEE 16th Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [21] C. M. De Dominicis, *et al.*, "On the Use of IEEE 1588 in Existing IEC 61850-Based SASS: Current Behavior and Future Challenges," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 3070-3081, 2011.
- [22] "IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems," *IEEE Std 1588-2008 (Revision of IEEE Std 1588-2002)*, pp. c1-269, 2008.
- [23] "IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems," *IEEE Std 1588-2002*, pp. i-144, 2002.
- [24] T. Ackermann and V. Knyazkin, "Interaction between distributed generation and the distribution network: operation aspects," in *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES*, 2002, pp. 1357-1362 vol.2.
- [25] F. Blaabjerg, *et al.*, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006.
- [26] "IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems," *IEEE Std 1344-1995(R2001)*, p. i, 1995.
- [27] B. Chattopadhyay, *et al.*, "Adaptive relaying for protecting a distribution system-a feasibility study," in *WESCANEX '91 'IEEE Western Canada Conference on Computer, Power and Communications Systems in a Rural Environment'*, 1991, pp. 20-25.
- [28] Y. S. Cho, *et al.*, "Design and implementation of a real-time training environment for protective relay," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 32, pp. 194-209, 2010.
- [29] S. P. Chowdhury, *et al.*, "UK scenario of islanded operation of active distribution networks — A survey," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [30] "IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems," *IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995)*, pp. 0_1-57, 2006.
- [31] M. Lixia, *et al.*, "Application of IEEE 1588 to the measurement of synchrophasors in electric power systems," in *Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, 2009. ISPCS 2009. International Symposium on*, 2009, pp. 1-6.
- [32] G. Y. Yang, *et al.*, "Investigation of PMU Performance Under TVE criterion," in *Critical Infrastructure (CRIS), 2010 5th International Conference on*, 2010, pp. 1-7.
- [33] "Use of IEC 61850 to transmit synchrophasor information according to IEEE C37.118," *IEC 61850-90-5*.
- [34] J. J. González de la Rosa, *et al.*, "Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets," *Measurement*, vol. 39, pp. 664-673, 2006.
- [35] M. Cohn, "Timing and synchronization for Quasi-Real-Time systems using IEEE 1588v2 over Ethernet," in *Precision Clock Synchronization for Measurement Control and Communication (ISPCS), 2011 International IEEE Symposium on*, 2011, pp. 7-12.
- [36] H. Huckeba and R. Dlugy-Hegwer, "Precise Time Synchronization Using IEEE 1588 for LXI Applications," in *Autotestcon, 2006 IEEE*, 2006, pp. 129-135.
- [37] M. Karimi-Ghartemani, *et al.*, "Investigation of dft-based phasor measurement algorithm," in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.

-
- [38] W. Liao, *et al.*, "Design of the embedded remote monitor system for building automation system based on the VxWorks," in *Computational Intelligence and Industrial Applications, 2009. PACIA 2009. Asia-Pacific Conference on*, 2009, pp. 436-438.
- [39] "IEEE Guide for Smart Grid Interoperability of Energy Technology and Information Technology Operation with the Electric Power System (EPS), End-Use Applications, and Loads," *IEEE Std 2030-2011*, pp. 1-126, 2011.
- [40] G. J. FitzPatrick and D. A. Wollman, "NIST interoperability framework and action plans," in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-4.
- [41] "IEEE Draft Standard Profile for Use of IEEE Std. 1588 Precision Time Protocol in Power System Applications," *IEEE PC37.238/D5.7, April 2011*, pp. 1-72, 2011.
- [42] C. Brunner and G. S. Antonova, "Smarter time sync: Applying the IEEE PC37.238 standard to power system applications," in *Protective Relay Engineers, 2011 64th Annual Conference for*, 2011, pp. 91-102.
- [43] "Power Substation Automation Systems," *IEC 61850-3*.
- [44] "IEEE Standard Environmental and Testing Requirements for Communications Networking Devices in Electric Power Substations," *IEEE Std 1613-2003*, p. 0_1, 2003.

ANEXO-1: CALIBRACIÓN DEL XLI.

El sistema XLI GrandMaster IEEE1585 es un patrón de tiempo con una referencia GPS, es un Maestro con el protocolo IEEE 1588 y es un TIC “*Time Interval Counter*” para medidas de estabilidad con respecto al patrón interno. Además incluye una segunda tarjeta compatible PTP. Vamos a estimar la precisión y estabilidad del Maestro el Esclavo PTP integrado en el sistema XLI.



Procedimiento para la calibración del instrumental.

La calibración en frecuencia de una fuente de sincronismo tiene como objetivo evaluar la calidad del sistema bajo test. En la mayoría de las situaciones de calibración el dispositivo bajo test es un oscilador de *cuarzo*, *rubidio* o *cesio*. En este caso es una señal de un Pulso Por Segundo (PPS) procedente de los dispositivos sincronizados con el protocolo IEEE 1588.

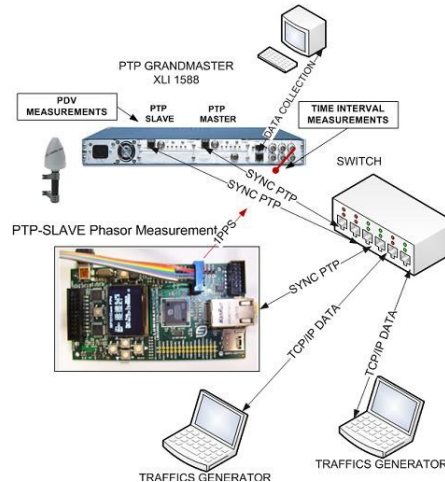
Durante el proceso de calibración, el dispositivo objeto de la medida (bajo test) es comparado con una *referencia* que, a su vez, es un estándar cuyas especificaciones superan a las del oscilador evaluado en una relación establecida mediante convenio. En caso contrario, el proceso de calibración no tendría validez. Para establecer cuánto ha de superar la referencia al oscilador bajo test, se define la *relación de incertidumbre del test* (TUR; **T**est **U**ncertainty **R**atio); se recomienda un TUR de 10:1.

Una vez concluida, la calibración debe arrojar como resultado la cercanía de la frecuencia medida respecto a la *frecuencia nominal* del oscilador o fuente bajo test. La diferencia entre la frecuencia medida y la frecuencia nominal se denomina *desviación en frecuencia* (*frequency offset*). La desviación en frecuencia se mantiene dentro de unos límites, establecidos por la *incertidumbre en frecuencia*. Por tanto, el resultado de la calibración debe incluir este último parámetro. De nada sirve proporcionar una desviación media en frecuencia si no se especifican los límites entre los que puede variar la desviación. El usuario o cliente especifica los requisitos de desviación en frecuencia y su incertidumbre asociada. Si el oscilador no supera la prueba de calibración debe retirarse del servicio.

Las referencias empleadas en la calibración deben ser trazables, con el fin de llevar a cabo el proceso de calibración *in situ*; con la consecuente eliminación de efectos perjudiciales para la estabilidad y la precisión de los circuitos electrónicos. También se elimina la molestia de trasladar un equipo electrónico.

Sincronismo con el XLI GrandMaster PTP.

La caracterización de la red es un paso fundamental para determinar la calidad del sincronismo. Podemos utilizar dos métodos para el proceso de caracterización que son el PDV y el Error temporal del PPS del esclavo en relación al maestro. El PDV mide el retardo en la capa física de los paquetes encargados del sincronismo en la transmisión entre el maestro y el esclavo. La medida del PPS representa un método de medida directa entre el maestro y el esclavo. Estos errores pueden ser medidos con un contador, un osciloscopio o con el medidor de intervalos de tiempo integrado en el “XLI IEEE 1588” que es el denominado XLI’s Time Interval/Event Time (TIET).



En la fig.1 se representan el método para sincronizar los esclavos. El GrandMaster mantiene el sincronismo de los esclavos PTP conectado en la misma red ethernet. Los paquetes de sincronismo “*sync and Delay_req*” son transmitidos por la red a cada uno de los esclavos para sincronizar sus relojes en base a la fuente de sincronismo de mayor calidad. En este caso el GrandMaster estabiliza la señal de su reloj local con la señal procedente del GPS. Con esta topología sólo utilizamos un receptor GPS. Los esclavos PTP generan un PPS

El sistema XLI IEEE 1588 incluye una implementación completa para el Precise Time Protocol (PTP) con dos tarjetas IEEE 1588. Estas tarjetas se pueden configurar para trabajar como un Grandmaster PTP o como esclavo PTP.

Como GrandMaster PTP, la tarjeta sincroniza diversos esclavos en la red en base al Tiempo Atómico Internacional (TAI). El XLI IEEE 1588 mantiene la fuente de referencia con un GPS. Además, Symmetricom ha diseñado el XLI IEEE 1588 para que los usuarios puedan sincronizar con el (UTC). El reloj XLI IEEE 1588 está caracterizado por las siguientes especificaciones:

- Exactitud de la frecuencia de salida: $< 2 \times 10^{-12}$,
- Frecuencia/Tiempo: Desviación de Allan, Estabilidad: $- 1 \times 10^{-9}$ @ 1 sec, $- 2 \times 10^{-10}$ @ 1000 sec y $- 1 \times 10^{-12}$ @ 1 day.

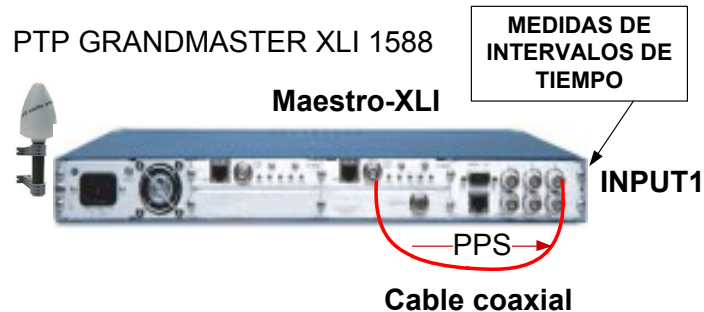
El XLI incorpora un oscilador TCVCXO con las siguientes especificaciones. La estabilidad del oscilador depende del (GPS). El GPS se caracteriza por la localización de 12 satélites con TRAIM, La exactitud de posición es $< 10\text{m}$ con la localización de (4) satélites, TRAIM Mask $1 \mu\text{s}$, exactitud del 1 PPS UTC-USNO $\pm 30\text{ns}$, RMS 100ns pico, un PPS exactitud con 15ns a GPS/UTC.

Calibración del Maestro-XLI y Esclavo-XLI.

Para determinar la estabilidad del Maestro-XLI el procedimiento es muy sencillo, solo tenemos que conectar su salida PPS a la entrada del medidor incorporada en el mismo Chasis "Input1" correspondiente a la Entrada del Medidor de Intervalos. En este caso no interviene ninguna topología externa.

Estabilidad del Maestro-XLI.

El Maestro-XLI está conectado internamente a la fuente principal de sincronismo que es la unidad GPS. Utilizamos un cable Ethernet cruzado proporcionado por el fabricante.

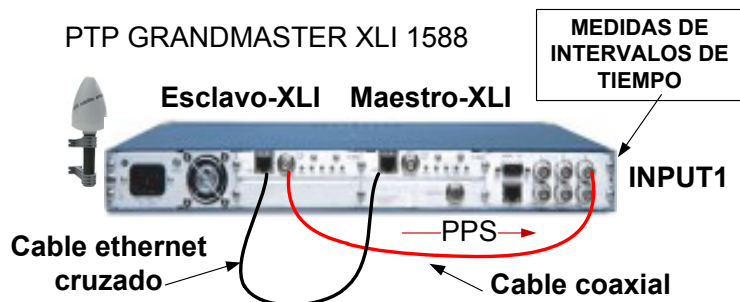


Las condiciones de ensayo son las siguientes:

- Iniciamos el proceso de medida 3 minutos después de la inicialización
- El test dura 6 minutos.

Estabilidad del Esclavo XLI

Para determinar la estabilidad del Esclavo-XLI el procedimiento es muy similar, tenemos que conectar su salida con el PPS a la entrada del medidor incorporada en el mismo Chasis "Input1" correspondiente a la Entrada del Medidor de Intervalos. En este caso tampoco interviene la topología externa. Se conecta un cable cruzado entre Maestro y Esclavo. Los errores son atribuibles básicamente a la longitud del cable y a la resolución del esclavo.

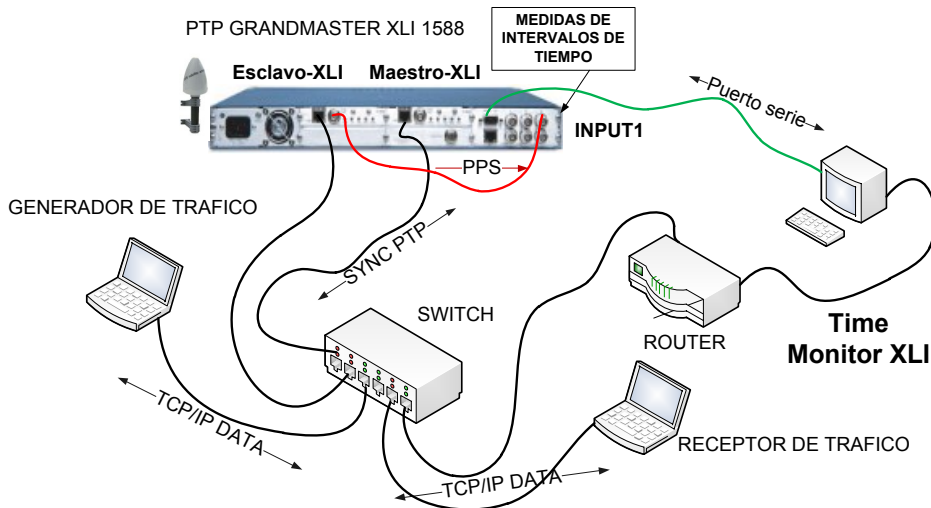


Las condiciones de ensayo son las siguientes:

- Iniciamos el proceso de medida 3 minutos después de la inicialización
- El test dura 6 minutos.
- El intervalo de sincronismo PTP es de 2 segundos.
- Con conexión directa (Cable Ethernet cruzado).
- Con condiciones de tráfico nulas.

Estabilidad con la topología Ethernet del laboratorio.

Para determinar la influencia de la topología conectamos la salida con el PPS a la entrada del medidor incorporada en el mismo Chasis “Input1”. En este caso interviene la topología externa que hemos utilizado en el laboratorio. En la figura se puede ver el tipo de conexión..



Las condiciones de ensayo son las siguientes:

- Iniciamos el proceso de medida 3 minutos después de la inicialización.
- El test dura 6 minutos.
- El intervalo de sincronismo PTP es de 2 segundos.
- Conectado a la topología de red para los ensayos.
- Con condiciones de tráfico nulas.

Resultado y conclusiones: Estimación Maestro-XLI y Esclavo-XLI.

Presentamos dos tipos de gráficas. La primera corresponde con la obtenida directamente por la aplicación “Time Monitor XLI” durante el proceso de medida y la segunda gráfica corresponde a una representación en Matlab con los datos procedentes del fichero XLI. En Matlab calculamos la media, el pico máximo, el pico mínimo y la desviación típica.

Los datos han tenido que ser procesados para obtener la desviación de fase con respecto al cero. Utilizamos la siguiente función:

```

%-----
% Función para transformar los ficheros Time Monitor XLI
%-----
% Entrada:
% El dato nos llega como 1.000000085 Segundos.nanosegundos. Con adelanto
% El dato nos llega como 2.999999922 Segundos.nanosegundos. Con retraso
% Salida:
% Primer caso: +0.000000085
% Segundo caso: -0.000000078
function [NanoS6m,Cal]=LeerXLI (TIET)

Nanosegundos=TIET-fix(TIET);
Longitud=length(Nanosegundos);
for i=1:1:Longitud
    if Nanosegundos(i)>.900000000
        Nanosegundos(i)=Nanosegundos(i)-.999999999;
    end
end
end

```

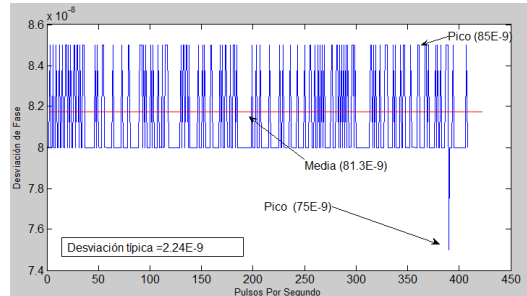
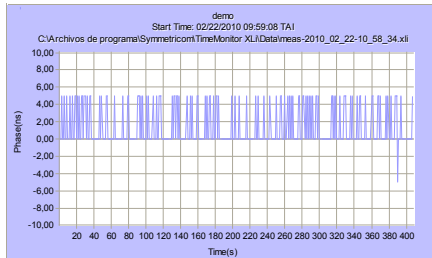
```

%Ensayos normalizados a 6 minutos.
NanoS6m=Nanosegundos(1:60*6);
Cal.Medida=mean(NanoS6m);
Cal.Maximo=max(NanoS6m);
Cal.Minimo=min(NanoS6m);
Cal.Desviacion=std(NanoS6m);
end

```

Resultados con Maestro-XLI

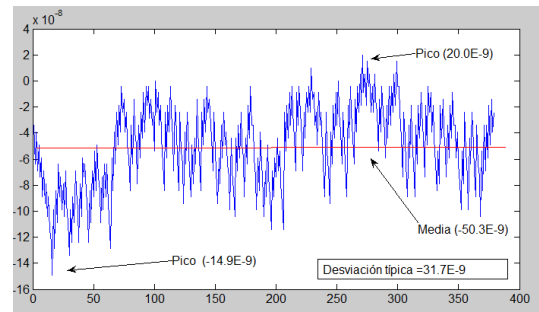
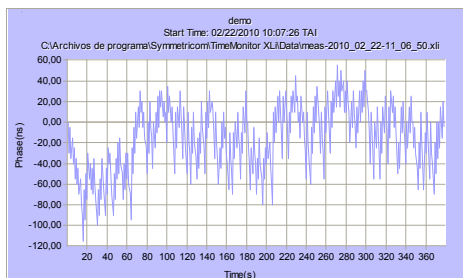
Como podemos ver en la figura la desviación promedio es de 81.3nS. La gráfica obtenida con Time Monitor XLI no representa correctamente la escala con la desviación de fase.



Conclusiones parciales: La Desviación Típica para 400 segundos es de 2.24ns. Si nos fijamos en las especificaciones esta estimación se aproxima a la estimación con la Varianza de Allan a los 1000s que corresponde a 2ns. Sin embargo observamos que la desviación de fase promedio se mantiene en torno a los 81ns. Si se pudiera observar de forma relativa el PPS del GPS y el PPS del Maestro-XLI en el osciloscopio visualizaríamos este desfase. Podemos afirmar que este resultado corresponde con las especificaciones indicadas por el fabricante.

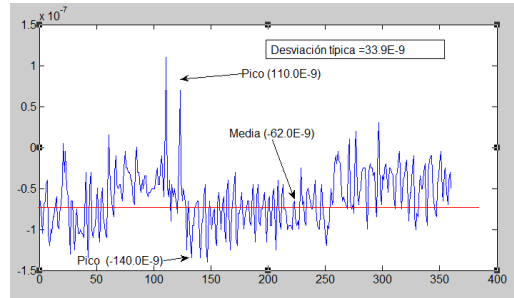
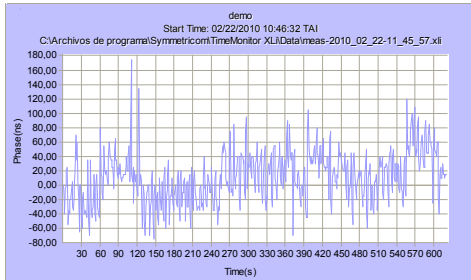
Resultados con Esclavo-XLI

Como podemos ver en la figura la desviación promedio es de -50.3nS.



Resultados con Esclavo-XLI

Como podemos ver en la figura el error de pico máximo es de 118×10^{-9} .



En la siguiente tabla podemos ver los valores promedio, la desviación estándar y el valor de pico:

| Equipo bajo Test | 1PPS error: Retardo de fase | | | |
|-------------------|-----------------------------|---------------|----------|-----------|
| | Media | Des. Estandar | Máximo | Mínimo |
| Maestro-XLI | 81.3E-9 | 2.24E-9 | 85E-9 | 75E-9 |
| Esclavo-XLI Dire. | -50.0E-9 | 31.7E-9 | 20.0E-9 | -149.0E-9 |
| Esclavo-XLI Red | -62.0E-9 | 33.9E-9 | 110.0E-9 | -140.0E-9 |

Como conclusión podemos afirmar que la exactitud del maestro está muy próxima a las especificaciones del fabricante. Con respecto a los ensayos con el Esclavo-XLI se puede apreciar un error promedio de fase de 50ns en retraso con respecto a la señal de referencia. Con la topología de la red experimental el error promedio de fase es de 62ns en retraso. Se produce un desplazamiento de ese valor promedio de 12ns.

ANEXO A

Synchrophasor for Smart Grid with IEEE 1588-2008 Synchronism.

Revista: "Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)" especializada en Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

Autores: Pallares-López, V., Moreno-Muñoz, A., de La Rosa, J.J.G., Redondo, M.G., Real-Calvo, R., García, I.M., de Castro, A.G., Pérez, F.D

Índice de impacto según JCR de ISI Web 2010: 0.224

Área temática en la Base de D.: ENGINEERING, ELECTRICAL & ELECTRONIC

Lugar que ocupa/Nº de revistas del Área temática: 220/247

Fecha de publicación: Enero 2012. Vol. 88, Número 1 A, Páginas 31-36.

ISSN 0033-2097. Referencia: pe.org.pl/articles/2012/1a/6.pdf.

Victor PALLARES-LOPEZ¹, Antonio MORENO-MUNOZ¹, Juan Jose GONZALEZ DE LA ROSA², Miguel GONZALEZ REDONDO¹, Rafael REAL-CALVO¹, Isabel MORENO GARCIA¹, Aurora GIL DE CASTRO¹, Francisco DOMINGO PEREZ¹

University of Cordoba (1), University of Cadiz (2), SPAIN

Synchrophasor for Smart Grid with IEEE 1588-2008 Synchronism

Abstract – We propose a new synchronized technique for Smart Grid. A PTP-Based IEEE 1588-2008 Global System has been defined. Specifically for PMUs with synchronism needs up to the microsecond range, for Energy Measurements System (EMS), for Intelligent Electronics Devices (IEDs) and for automated real-time control systems called Special Integrity Protection Schemes (SIPS). This new Electronic Devices comprise two main technologies; a Single-Board-RIO and a Compact-RIO integrating the acquisition and synchronization with IEEE 1588-2008. For tasks such as PTP master a NI PCI_1588 card and a Symmetricon's XLI IEEE1588 GrandMaster system for test. For the essays we have defined one experimental system for high precision Synchronism.

Streszczenie – w artykule zaproponowano nową technikę synchronizacji w sieciach typu Smart Grid. Zdefiniowany został system globalny oparty na PTP IEEE 1588-2008. Szczególnie jednostki Phasor Measurement Units (PMU) stosowane w układach Energy Measurements System (EMS), Intelligent Electronics Devices (IEDs) i w układach sterowania w czasie rzeczywistym typu Special Integrity Protection Schemes (SIPS) wymagają synchronizacji w czasie kilku mikrosekund. Te nowe układy elektroniczne składają się z dwóch głównych technologii: Single-Board-RIO i Compact-RIO integrujących w jednej strukturze układy akwizycyjne i synchronizacyjne zgodne z IEEE 1588-2008. W układzie testowym do realizacji zadań serwera Precision Time Protocol (PTP) zastosowano kartę NI PCI_1588 oraz jednostkę Symmetricon XLI IEEE1588 GrandMaster. Opracowany został także system testowy z synchronizacją wysokiej precyzji. (Synchronizator do sieci Smart Grid zgodny z IEEE 1588-2008)

Keywords: Embedded System for Smart Grid, PTP-Based IEEE 1588, PMU, Synchrophasor, Intelligent Electronics Devices, IEC61850.

Słowa kluczowe: Systemy wbudowane do sieci Smart Grid, PTP-Based IEEE 1588, PMU, synchronizator, Inteligentne Układy Elektroniczne, IEC61850

Introduction

Currently the systems for protecting the electrical grids and the systems for measurement the electrical parameters tend to be based Electronic Systems Embedded [1], among which include the Phasor Measurement Units (PMUs). This is fundamentally due to the significant benefits that this approach entails, such as the continuing increase in the flexibility and sophistication of these systems, and reducing costs involved in both their design and their operational use.

One of the key aspects in the design of these devices are the response times for different events, in each case is given by the sum of time to capture the signal, the processing time to calculate the parameter associated with the event, and finally, if necessary, the execution time of the action to take as a result of the magnitude calculated.

Of all these times is usually the most critical processing time [2], so we have to design our electronic system ensuring the worst case from the point of view of time, this will be found between those parameters that involve rapid response times a significant computational burden.

In the article "Data - The Power Behind the Smart Grid" published in "IEEE Smart Grid Newsletter - August 2011" and posted by Jeffrey Katz emphasizes in one important aspect "...the effective use of smart grid data is to have an architecture that considers an environment of distributed intelligence; this is essential due to split-second timing and non-ubiquitous high-speed communications. Coordination of solutions must be evaluated. This endeavor falls under the rubric of what's known as system of systems research. A particularly important aspect is emergent behavior- unforeseen correct actions of individual systems that work to counter the overall goal. For example, one can imagine a demand response system taking different action than a transient stability control system in reaction to the same renewable generation problem. To support research in to this area, high fidelity grid simulation is being used as a vehicle to understand these issues before projects progress beyond the pilot phase" [3].

Based on these new trends our research group at the University of Cordoba decided to focus its research on the evaluation of techniques for detecting disturbances in the

grid with distributed systems working in real time. This work is a clear example of the line of research. In this case we have focused our attention on the study of synchronization for distributed measurement systems [4].

The synchrophasor are the usual solution when you need high accuracy in applications of Wide Area Monitoring [5]. The following sections analyze the current state of standards for synchrophasors, future prospects and our work based on their future development.

I. Synchrophasor for Smart Grid

Synchrophasor measurements are key information needed by system operators to assess the status of the power grid. Using data from Phasor Measurement Units (PMUs), received by phasor data concentrators (PDCs), grid operators will be able to have better visibility of power grid operations and respond to grid disturbances earlier to prevent major blackouts [6].

Two Standards are related to communications of phasor measurement unit (PMU) data and information. IEEE C37.118 was published in 2005 for PMUs. IEC 61850 has been substantially developed for substations but is seen as a key standard for all field equipment operating under both real-time and non-real time applications. The use of IEC 61850 for wide-area communication is already discussed in IEC 61850-90-1 in the context of communication between substations; it is only a small step to use it as well for transmission of PMU data. The models for PMU data need to be defined in IEC 61850. This work seeks integration study with experimentally test [7].

Possible Applications of Wide Area Monitoring with Synchrophasors are; Angle/Frequency Monitoring, Voltage Stability Monitoring, Improved State Estimation, Distributed Generation and Independent Power Producers Applications and Power System Restoration.

Our work is focused on using PMU measurements for Angle and Frequency Monitoring. These measures are taken to increase the observability of electric networks. This is useful also in an increasing number of distribution networks because the trend shows they take over more tasks that have been reserved to transmission networks. Therefore more dynamic comes into the distribution network

caused by fluctuating renewable generation (wind, photovoltaic). The continuous measuring of the synchrophasors in such a distribution system supports the understanding of the dynamic behaviour. It can be used to determine the power balance in a distribution network.

There are also a small, but increasing, number of applications in test or operation where synchrophasors are used in automated real-time control systems called special integrity protection schemes (SIPS). In this line focus some of our research and specifically in systems of measurement and detection of events working in real time.

II. Synchronism with Software-Based IEEE 1588-2008.

This work proposes a new synchronized technique for Smart Grid. A PTP-Based IEEE 1588-2008 Global System has been defined and an Experimental PTP-Based System has been developed to provide synchronized on substation for phasor measurements.

As discussed, Timing is an essential element to all test, control, and design applications and should be a key consideration in any system. Timing and synchronization technologies allow the correlation or coordination of events in time and maximize the value the system provides. In data acquisition, these events can be multiple samples or samples between multiple systems. Timing is important because it helps you coordinate or compare the acquired data signals with time, so you can relate the signals to each other.

Synchronization precision and the distance between the system nodes are the two parameters we have to take into account in designing a timing and synchronization scheme. System designers must account for the limitations created by these variables because as transmission distance increases, it is more difficult to share signals between systems to keep them synchronized [2].

To have a high precision of synchronization, we must have a clock with high frequency and accuracy, which can degrade as the distance between chassis, or nodes, increases. The IEEE 1588-2008 standard achieves the highest levels of precision timing systems over 1km apart. Only the GPS synchronization is more. The distance does not affect the quality of sync but we need to install a GPS in each of the measuring points.

We need another method of conveying the clock and trigger signals from the master node to the other slave nodes in the system. This method, examined later with the experimental system for test (see Fig.3).

At present, synchronized measurements based on an accurate time reference, e.g. GPS (Global Positioning System), provide the missing link now allowing more efficient use of phasor data [8]. This phasor meters are very geographically dispersed through wide areas and still capture electrical waveforms on a synchronized way with a precision up to the microsecond range. The synchronization requirements are very close to the ones imposed to systems working with a unique clock.

For example, synchrophasor Standard [9] imposes critical synchronism requirements. To keep TVE Level-0 (highest) below 1% threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency for electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error of 0.18°. Furthermore, our technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [10].

On the other hand the IEC61850 is better described as a communication system than a protocol. It includes parts for

modeling of the components and the system, description of data types and classes, abstract service definitions, specific mapping for system implementation, and conformance testing.

IEC 61850 v1 only included communication within the substation, so connection to the control center was informational only and did not include 61850 services.

With the completion of section 90-1 in 2009, methods for direct communication with 61850 outside of a single substation became a part of the standard and are fully described and supported.

Integrating IEEE C37.118 with IEC 61850 will help to remove overlaps between the standards, which may impede development of interoperable equipment and systems.

IEEE C37.118 is intended to support applications, for example, protection. IEC 61850 is suitable for system-wide applications that require higher publishing rates [7].

A standards-based approach for time synchronization that addresses the requirements from all applications will support interoperability and facilitate implementation of new Smart Grid applications.

III. Harmonization of IEEE C37.118 with IEC 61850 and Precision Time Synchronization.

There are significant differences in scope and content of the two standards. IEEE C37.118 includes communication as well as measurement requirements and is also intended to support applications such as protection. IEC 61850 is suitable for system-wide applications that require higher publishing rates. The approach including possible models for PMU data needs to be defined in IEC 61850 [8].

Common time synchronization will be a key for many Smart Grid applications. The IEEE 1588 standard will be a key element to achieve that synchronization and PC37.238 standard is developing for application of PTP to Electric Power [11].

It is possible to use a similar approach for the transmission of PMU and PDC data but the capability needs to be formally defined in IEC 61850. PC37.239 standard defines a Common Format for Event Data Exchange (COMFEDE) for Power Systems [12].

IV. PC37.239 for Common Format for Event Data Exchange.

This standard defines a common format for the data files needed for the exchange of various types of power network events in order to facilitate event data integration and analysis from multiple data sources and from different vendor devices. The flexibility provided by digital devices in recording network fault event data in the electric utility industry have generated the need for a standard format for the exchange of data. These data are being used with various devices to enhance and automate the analysis, testing, evaluation, and simulation of power systems and related protection schemes during fault and disturbance conditions. Since each source of data may use a different proprietary format, a common data format is necessary to facilitate the exchange of such data between applications. This will facilitate the use of proprietary data in diverse applications and allow users of one proprietary system to use digital data from other systems [12].

V. PC37.238 for application of PTP to Electric Power.

This standard specifies a common profile for use of IEEE 1588-2008 Precision Time Protocol (PTP) in power system protection, control, automation and data communication applications utilizing Ethernet communications architecture [11].

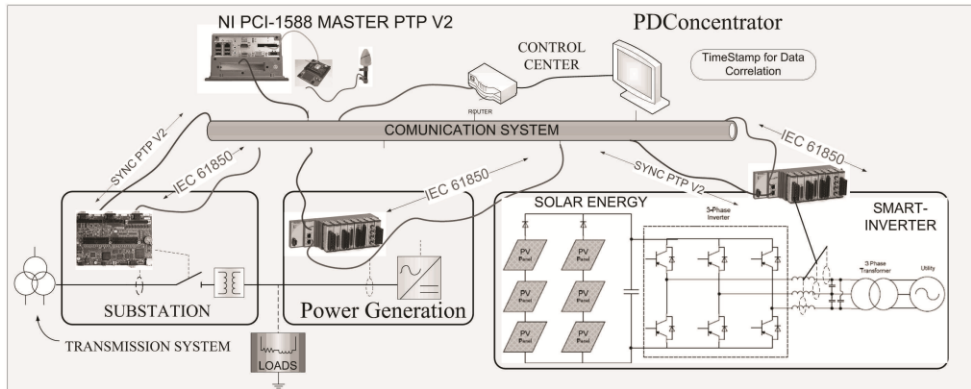


Fig.1 PTP-Based Global System.

The profile specifies a well-defined subset of IEEE 1588-2008 mechanisms and settings aimed at enabling device interoperability, robust response to network failures, and deterministic control of delivered time quality. It specifies the preferred physical layer (Ethernet), higher level protocol used for PTP message exchange and the PTP protocol configuration parameters. Special attention is given to ensuring consistent and reliable time distribution within substations, between substations, and across wide geographic areas.

VI. Ptp-based Global System for Synchronized Event at Smart Grid.

Proper time synchronization across Interconnections is a very important function for many reasons. Common time synchronization will be a key for many Smart Grid applications. The IEEE Std 1588™ standard will be a key element to achieve that synchronization. This standard is available to achieve highly accurate synchronization over a communication network. Many applications related to Smart Grid require time synchronization.

At present, phasor measurement units (PMUs) can be considered as SMT devices commonly used in power system applications [14]. A significant advantage of using SMT is that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp, which will facilitate the transition from a conventional measurement system, based on SCADA, towards a more intelligent measurement system using synchronized measurements from geographically distant locations. This feature is essential to develop the Smart Grid concept.

Thus, for synchronizing Smart Grids the use of a PTP-based global system (see Fig.1) can provide a secure communication channel with a delay that does not compromise the correct operation of the global system. This would imply the advantage of reusing the infrastructure of existing telecommunications networks to transmit synchronism information between PMUs. The Fig.1 shows an example of generic application of PMUs in Smart Grids.

Multiple IEDs sharing data or control commands results in new distribution protection, control and automation functions. This has the potential to supersede and eliminate much of the dedicated control wiring in a substation, plus costly special purpose communication channels between the stations and power network.

This standardization enables the integration of the equipment and systems for controlling the electric power process into complete system solution, which is necessary

to support utilities processes. Ensure the interoperability of equipment and systems by providing compatibility between interfaces, protocols and data models. With IEC61850's standardization of data acquisition and description methods, integration efforts are reduced [15].

The data concentration function also requires supporting a wide range of communications protocols. And they should support the newer standard protocols for both IEDs and SCADA masters. Standard protocols such as DNP3™, IEC 60870-5 and IEC61850 (including GOOSE) may be needed now or in the future. When applicable, both serial and LAN formats should be specified. User-friendly features such as configuration templates for all protocols can reduce the configuration time considerably [16].

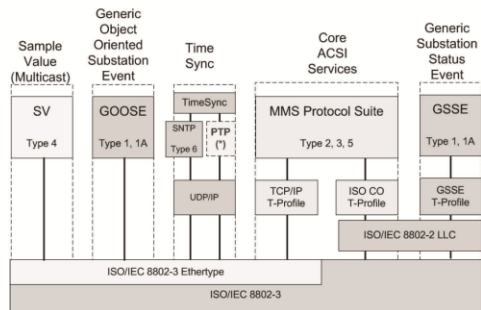


Fig.2 Protocol Mapping Profile.

In addition Network Time Protocol (NTP), Simple Network Time Protocol (SNTP), and the Precision Time Protocol (PTP) may be required to allow time synchronization over the network.

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network and the integration of the PTP protocol for synchronizing tasks Fig.2 as proposed in the paper [15]. This scheme represents the IEC61850 PROTOCOL MAPPING PROFILE.

The OMICRON IEDScout software was used to detect and subscribe GOOSE messages on the network. Several GOOSE messages that were transmitted on the network were detected by the EDSout software.

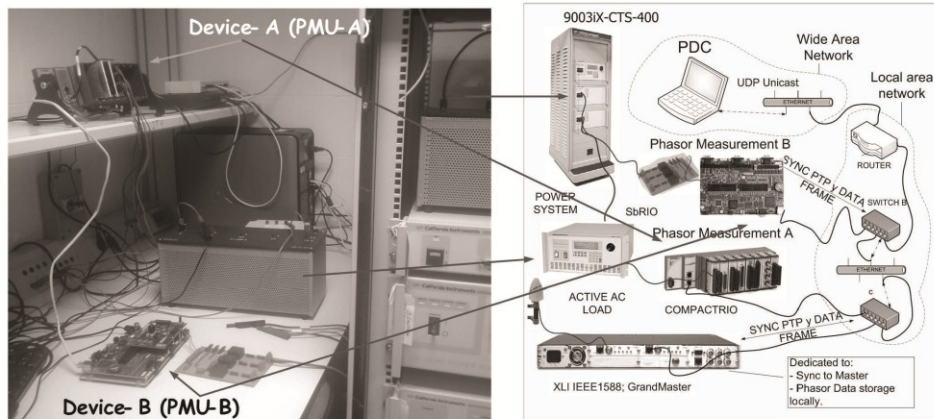


Fig.3 Phasor meters synchronization method.

VII. Experimental System for Synchrophasors Test.

With this system (see Fig.3) reproduced in the laboratory many of the disturbances that occur in an electrical grid; imbalance between phases, frequency variations, harmonic injection, etc.. The programmable three-phase AC source can be synchronized externally to start with a pulse when it is generated each phenomenon. In short, we can validate and calibrate all measures to detect each type of disturbance with high accuracy.

The system is composed of three instruments of high precision for coordinate testing. The PMUs are connected to the output of the programmable source (9003iX of California Instruments) and capture the voltage and current phasors.

For calibration of each of the experimental Slaves; this system is based in the XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks.

It has been designed to provide highest stability level to the A/D conversion process. System has been over-dimensioned to provide enough room for future analysis, grid management and protection features. Main system components have been selected to comply "Level-0" IEEE 37.118 requirements:

To test our algorithms two embedded system **one NI Single-Board-RIO and one NI-RIO 9074**; Simultaneous 6-channel, 16-bit ADC, operating up to 50k Samples/s and FPGA synchronism.

To measure the stability of timing signals from the PTP slave use one **GrandMaster XLI IEEE1588**;

AC/DC power sources 9003iX-CTS: Programmable three-phase AC source with a maximum power of 9K VA.

Active AC Load: The 3091LD is designed to provide precisely controlled, non-linear loads for testing AC power generation equipment.

In the following sections explain the test procedure and the tasks of each team:

- AC/DC Power Sources for Experimental Tests.

An AC/DC power sources 9003iX-CTS with a high performance power analyzer. In an instant of time generate a phase shift in one of the channels. We calculate the time from the instant the disturbance occurs and the instant when the disturbance is captured by the PMU. With this method, we can determine the individual quality and quality in simultaneous capture of phasors.

The same slave transmits to the central device the frames as the norm Synchrophasor Standard [13].

- The 3091LD AC Load for Experimental Tests.

The AC Load can simulate high crest factor and variable power factor load conditions. This provides an effective method of testing AC system and can significantly increase product reliability.

Traditionally, many of these systems are tested using resistive load banks. This approach does not simulate real-world conditions such as switching AC/DC converters found in many AC powered products. This type of conventional testing does not fully exercise the equipment under test (EUT) under worst case operating conditions.

- Grand Master XLI IEEE1588 for calibration.

Fig.3 shows how the phasor meters units are synchronized with a Master-PTP V2 who acts as the central system. This system is an evolution of "An IEEE1588-BASED system for synchronized PMUs and protective relaying functions" [17]. This is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps). In section VIII we explain in detail the method for estimating the stability of the clock with integrated timer (Time Interval/Event Time).

This Master oversees and manages the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. PTP Master sends multicast synchronism packets "sync and Delay_req" to every slave unit in order to synchronize their local clocks with the master unit one. PTP master local clock gets stabilized in turn from the Ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal for synchronism of remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer [18],[19].

- Synchronism Method.

The NI-RIOs works as a PTP-Slave and provides a PPS signal with the high stability. This signal enables us to re-synchronize sampling (see Fig.4) and "Data Frame" sending processes by asking PTP master exact PPS timestamp. "Data Frame" messages enclose phasor, time and frequency information.

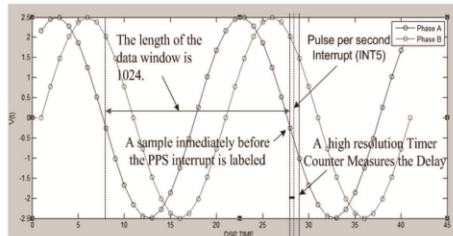


Fig.4 - Synchronism method

The NI-sbRIO-9631 CLK module provides a real-time clock. This clock can be used to measure the passage of time, as well as to add timestamp messages to event logs. Both the high resolution times are stored as 64-bit values. The 64-bit counter (FPGA I/O functions) is implemented using a Single-Cycle Timed Loop (SCTL) which guarantees that all operation will execute in one clock pulse at 40MHz internal time-base.

Also we can emphasize that with this system we appraise the deviation in microseconds between the pulse per second and the most nearby sample with a timer of high resolution. This displacement adds to the received TimeStamp.

- Data sampling and processing issues

"Level-0" complaint requirements force us to use high data sampling rates. First estimations lead us to consider a data sampling range among 256 and 1024 samples per cycle (12.8KSamples/s to 50KSamples/s).

Data sampling rate must be kept as low as possible, since it considerably increases, the already high computational load required for correlation DFT and FFT phasor estimation methods [20]. When nominal frequency remains constant, phasor estimations for N samples per cycle can be obtained [21] on a continuous basis from a correlation DFT. Between sampling and sampling are calculated each of the terms of the DFT to guarantee the processing in real-time.

An electrical disturbance has effect on several analysis windows, first with the quality factor increasing to reach a maximum and then again decreasing until an acceptable value is reached [21],[22].

Voltage and current phasor estimations, timestamp, measured frequency and frequency deviation with regard to analysis window data are informed on a regular basis (25 or 50 data frames per second sending rates). The information is transmitted by a channel UDP Unicast. A central team receives the frames of two experimental IEDs.

VIII. GrandMaster for Experimental Test

The standard "XLI IEEE1588 Grand Master Clock, as can be seen on Fig.5, provides a complete implementation of a Precise Time Protocol (PTP) "ordinary clock" over a dedicated IEEE 1588 card. The IEEE 1588 card can be configured to operate as a PTP grandmaster or as a PTP slave.

As a PTP grandmaster, the IEEE 1588 card typically synchronizes PTP slaves on the network to International Atomic Time (TAI). The XLI IEEE 1588 Clock derives TAI from the Global Positioning System (GPS). In addition, Symmetricom designed the XLI IEEE 1588 Clock so the user can distribute Coordinated Universal Time (UTC) or user-entered time over PTP.

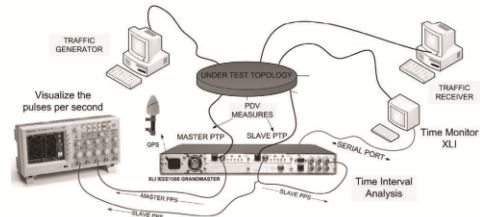


Fig.5 Network Measurement Test Set-up

The XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks. The XLI IEEE 1588 Clock is characterized by the following nominal specification: Frequency Output Accuracy; $<2 \times 10^{-12}$, Frequency/Timing: Allan Deviation, Stability; 1×10^{-9} @ 1sec, 2×10^{-10} @ 1000sec y 1×10^{-12} @ 1 day. The XLI comes with the standard TCVCXO oscillator described below. The stability of the following oscillator is dependent on the reference source (GPS). GPS characterized by Tracking Up to 12 satellites with TRAIM, Position Accuracy Typically $< 10m$ when tracking four (4) satellites, TRAIM Mask $1\mu S$, 1PPS Accuracy UTC-USNO $\pm 30ns$ RMS 100ns Peak by a PPS accuracy within 15ns to GPS/UTC.

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to Slave oscillator quality and PLL control [19], networking equipment, network traffic levels and network topology. System designer generally cannot easily modify slave oscillator and control. However, PTP settings and network design are under the control of the system designer.

Through careful network design, synchronization performance of measurement systems can be maintained. Network characterization is an important step for determining the fitness for high performance synchronization. Two parameters that aids the characterization process are "Packet Delay Variation" (PDV) and Slave PPS Time Error. PDV measures variations in the master to slave packet delay at the physical layer of the network. Measuring slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input "XLI IEEE 1588".

When system behavior degrades in such a way that TVE threshold is surpassed, phasor estimations cannot be correlated with the ones coming from points with better stability conditions. To prevent or reduce stability issues, alternative network topologies can be evaluated:

Share synchronism and data paths but using only PTP switch. Existing studies [19],[24] demonstrate that with PTP switch and a flat network topology both communication paths can be unified.

The use of ordinary switches or router should be avoided in critical timing application where sub-microseconds or better accuracy is needed. In these cases Transparent Clocks (TCs) and Boundary Clocks (BCs) should be utilized. This work [25] investigated about advantages from the use of these devices using the IEEE 1588-2008.

Conclusions

With experimental PTP-based V1 system [17], substation events could be synchronized within 12 microseconds. TVE requirements [9], limit time error to be lower than $31\mu s$. Nevertheless with a slave PCI-1588 for test recovers its stability around 150ns. The tests are very similar to [10], [26] with a PXI system.

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network with IEEE 1588-2008 synchronization.

With experimental PTP-based V2 system proposed in this paper we hope to achieve accuracy within some 2 microseconds. Some important enhancements [25], among others, are: enablers for increased accuracy higher timestamp resolution, shorter sync intervals, correction field, rapid reconfiguration after network topology changes, fault tolerance, unicast operation and new mappings (for example, PTP directly on Ethernet MAC layer, without IP/UDP).

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported partially by the Company Telvent Energy, Spain, through the project Malaga SmartCity under contract number 12009028. SmartCity's budget is partly financed by the European regional development fund (ERDF) with backing from the Junta de Andalucía and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology. The authors would like to thank the Spanish Ministry of Industry, Tourism and Trade for funding the Project TSI-020100-2010-484 which partially supports this work. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2010-19242-C03-02(-3).

REFERENCES

- [1] Moreno-Muñoz, A., De La Rosa, J.J.G., Real-Calvo, R.J., Pallarés, V. (2010). "Embedding measurement in Distribution Automation Systems". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, art. no. 5637698, pp. 3722-3727.
- [2] Moreno-Muñoz, A. (2007). Power Quality: Mitigation Technologies in a Distributed Environment. Springer.
- [3] Jeff Katz; the Chief Technology Officer of the Energy and Utilities industry at IBM, Smart-grid-newsletter August 2011, <http://smartgrid.ieee.org>.
- [4] Pallares-Lopez, V.; Moreno-Munoz, A.; Gonzalez-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; Garcia, I.M.; de Castro, A.G.; Perez, F.D.; de la Rosa, J.J.G.; "Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid"; Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop; Page(s): 22 – 27.
- [5] Pallares-Lopez, V.; Moreno-Munoz, A.; Gonzalez-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; Garcia, I.M.; de la Rosa, J.J.G.; "Synchrophasor integration in IEC 61850 standard for SmartGrid and synchronism with PTP-base system", Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on, Page(s): 1507 – 1512.
- [6] NIST Special Publication 1108; "NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards, Release 1.0", January 2010.
- [7] PAP13 61850 C37118 Harmonization and Synchronization; "Time Synchronization, IEC 61850 Objects/IEEE C37.118 Harmonization (6.1.2, 6.2.2)". 2009.
- [8] Andrea Carta, Nicola Locci, Carlo Muscas, Member, IEEE, and Sara Sulis, Member, IEEE, "A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks", IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [9] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [10] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of Synchrophasors in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009.
- [11] PC37.238™/D5.6 2 Draft Standard Profile for Use of IEEE 3 Std. 1588 Precision Time Protocol in 4 Power System Applications. February 2011.
- [12] IEEE PC37.239™/D05 2 Draft Standard for Common Format for 3 Event Data Exchange (COMFEDE) for 4 Power Systems. May 2010.
- [13] IEEE Std 1588-2008, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2008) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [14] Martin, K. E., Hamai, D., Adamiak, M. G., Anderson, S., Begovic, M., Benmouyal, G., et al. (2008). Exploring the IEEE standard C37.118-2005 synchrophasors for power systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 23(4), 1805-1811.
- [15] Yang Liu, R. Zivanovic and S. Al-Sarawi, C. Marinescu and R. Cochran, "A Synchronized Event Logger for Substation Topology Processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009 , Page(s): 1 - 6.
- [16] Erich W. Gunther, "Cybectec Substation Gateways", SmartGridnew.com, Publication Year: Nov 5, 2008.
- [17] Pallarés-López, V., Moreno-Muñoz, A., De La Rosa, J.J.G., Real-Calvo, R. (2010). "An IEEE1588-BASED system for synchronized PMUs and protective relaying functions". SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, art. no. 5542201, pp. 593-598.
- [18] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for RealTime Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33-40.
- [19] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.
- [20] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007
- [21] Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. A.G. Phadke • J.S. Thorp. EDIT. Springer. 2008. ISBN: 978-0-387-76535-8.
- [22] DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK. Rulph Chassaing. EDIT. JOHN WILEY & SONS, INC., 2002. ISBN 0-471-22112-0.
- [23] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007.
- [24] J.-C. Tournier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [25] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE: "A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems". IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.
- [26] Andrea Carta, Nicola Locci, and Carlo Muscas, Member, IEEE: "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks". IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 58, no. 10, october 2009

Authors:

Prof. Víctor Pallares-Lopez, (E-mail: vpallares@uco.es),
 Dr. Antonio Moreno-Muñoz, (E-mail: amoreno@uco.es),
 Prof. Miguel Gonzalez-Redondo, (E-mail: el1gorem@uco.es),
 Prof. Rafael Real-Calvo, (E-mail: rafael.real@uco.es),
 Mrs. Isabel Mª. Moreno-Garcia, (E-mail: p92moga@uco.es),
 Prof. Aurora Gil de Castro, (E-mail: agil@uco.es),
 Mr. Francisco Domingo Perez (E-mail: p62dope@uco.es)
 Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC,
 Electronics and TE. University of Cordoba. SPAIN
 Dr. J. Jose. Gonzalez de la Rosa,
 (E-mail: juanjose.delarosa@uca.es),
 Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics.
 University of Cadiz. Algeciras. Cadiz. SPAIN.

ANEXO B

Capítulo de un Libro:

Chapter 9: Deterministic Ethernet Synchronism with IEEE 1588 Base System for Synchrophasor in Smart Grid and Integration in IEC 61850 Standard

Libro: Communication and Networking in Smart Grids.

Autor del Libro: Yang Xiao, The University of Alabama, Tuscaloosa, USA

Autores capítulo 9: Víctor Pallares-López, A. Moreno-Muñoz, M. González-Redondo, R. Real-Calvo, I. M. Moreno-García and Juan José González de la Rosa.

Páginas: 195–215. Fecha de publicación: 25 de Abril 2012 con 325 páginas.

Editorial: CRC Press (Taylor and Francis Group).

Referencia: <http://www.crcpress.com/product/isbn/9781439878736>

Print ISBN: 978-1-4398-7873-6.

eBook: ISBN: 978-1-4398-7872-9: Id. Digital: [10.1201/b11897-12](https://doi.org/10.1201/b11897-12)

Copyrighted Material

Communication and Networking in Smart Grids



Edited by **Yang Xiao**

 **CRC Press**
Taylor & Francis Group

Copyrighted Material

CRC Press
Taylor & Francis Group
6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300
Boca Raton, FL 33487-2742

© 2012 by Taylor & Francis Group, LLC
CRC Press is an imprint of Taylor & Francis Group, an Informa business

No claim to original U.S. Government works

Printed in the United States of America on acid-free paper
Version Date: 20120320

International Standard Book Number: 978-1-4398-7873-6 (Hardback)

This book contains information obtained from authentic and highly regarded sources. Reasonable efforts have been made to publish reliable data and information, but the author and publisher cannot assume responsibility for the validity of all materials or the consequences of their use. The authors and publishers have attempted to trace the copyright holders of all material reproduced in this publication and apologize to copyright holders if permission to publish in this form has not been obtained. If any copyright material has not been acknowledged please write and let us know so we may rectify in any future reprint.

Except as permitted under U.S. Copyright Law, no part of this book may be reprinted, reproduced, transmitted, or utilized in any form by any electronic, mechanical, or other means, now known or hereafter invented, including photocopying, microfilming, and recording, or in any information storage or retrieval system, without written permission from the publishers.

For permission to photocopy or use material electronically from this work, please access www.copyright.com (<http://www.copyright.com/>) or contact the Copyright Clearance Center, Inc. (CCC), 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923, 978-750-8400. CCC is a not-for-profit organization that provides licenses and registration for a variety of users. For organizations that have been granted a photocopy license by the CCC, a separate system of payment has been arranged.

Trademark Notice: Product or corporate names may be trademarks or registered trademarks, and are used only for identification and explanation without intent to infringe.

Visit the Taylor & Francis Web site at
<http://www.taylorandfrancis.com>

and the CRC Press Web site at
<http://www.crcpress.com>

Contents

| | |
|-------------------------------|------|
| Preface..... | vii |
| <u>Acknowledgment</u> | ix |
| <u>About the Editor</u> | xi |
| List of Contributors..... | xiii |

PART I SMART GRIDS IN GENERAL

| | |
|---|-----|
| <u>1 Smart Grids</u> | 3 |
| AUTUMN NICOLE SMITH AND YANG XIAO | |
| <u>2 Distributed Algorithms for Demand Management and Grid Stability in Smart Grids</u> | 19 |
| MONICA NAVARRO, LORENZA GIUPPONI, CHRISTIAN IBARS, DAVID GREGORATTI, AND JAVIER MATAMOROS | |
| <u>3 Efficient Management of Locally Generated Powers in Microgrids</u> | 57 |
| TOMASO ERSEGHE, STEFANO TOMASIN, AND PAOLO TENTI | |
| <u>4 An Application of Multiperspective Service Management in Virtual Power Plants</u> | 79 |
| MATTHIAS POSTINA, SEBASTIAN ROHJANS, MICHAEL SPECHT, ULRIKE STEFFENS, JOERN TREFKE, AND MATHIAS USLAR | |
| <u>5 Electric Distribution Grid Optimizations for Plug-In Electric Vehicles</u> | 115 |
| ALINE SENART, CHRISTIAN SOUCHE, PHILIPPE DANIEL, AND SCOTT KURTH | |

| | | |
|---|--|------------|
| 6 | Ontology-Based Resource Description and Discovery Framework for Low-Carbon Grid Networks | 137 |
| | K.-K. NGUYEN, A. DAOUADJI, M. LEMAY, AND M. CHERIET | |
| PART II COMMUNICATIONS AND NETWORKS IN SMART GRIDS | | |
| 7 | An Optimum Method to Design Distributed Electric Power Supply and Communication Networks | 155 |
| | SUSUMU YONEDA | |
| 8 | A Smart Grid Testbed: Design and Validation | 169 |
| | WEN-ZHAN SONG, DEBRAJ DE, AND GANG LU | |
| 9 | Deterministic Ethernet Synchronism with IEEE 1588 Base System for Synchrophasor in Smart Grid and Integration in IEC 61850 Standard | 195 |
| | VÍCTOR PALLARÉS-LÓPEZ, A. MORENO-MUÑOZ, M. GONZALEZ-REDONDO, R. REAL-CALVO, I. M. MORENO-GARCIA AND JUAN JOSÉ GONZALEZ DE LA ROSA | |
| 10 | Quality of Service in Networking for Smart Grid | 217 |
| | XIAOJING YUAN, WEI SUN, DONG HAN, JIANPING WANG, CHONGWEI ZHANG, AND XIAOHUI YUAN | |
| 11 | Communication Technologies, Networks, and Strategies for Practical Smart Grid Deployments: From Substations to Meters | 241 |
| | ALBERTO SENDIN | |
| 12 | Study on ICT System Engineering Trends for Regional Energy Marketplaces Supporting Electric Mobility | 277 |
| | CHRISTIAN MÜLLER, JENS SCHMUTZLER, AND CHRISTIAN WIETFELD | |
| | Index | 299 |

Contributors

M. Cheriet

Ecole de Technologie Supérieure
University of Quebec
Montreal, Quebec, Canada

Philippe Daniel

Accenture Technology
Sophia Antipolis, France

A. Daouadji

Ecole de Technologie Supérieure
University of Quebec
Montreal, Quebec, Canada

Debraj De

Sensorweb Research Laboratory
Department of Computer Science
Georgia State University
Atlanta, Georgia

Tomaso Erseghe

Department of Information
Engineering
University of Padova
Padova, Italy

Lorenza Giupponi

Centre Tecnològic de
Telecomunicacions de
Catalunya (CTTC)
Barcelona, Spain

Juan José Gonzalez de la Rosa

Universidad de Cadiz
Andalusia, Spain

M. Gonzalez-Redondo

Department of Computer
Architecture, Electronics,
and Electronic Technology
University of Cordoba
Cordoba, Spain

David Gregoratti

Centre Tecnològic de
Telecomunicacions de
Catalunya (CTTC)
Barcelona, Spain

Dong Han

Intelligent Sensor Grid and
Informatics Lab
University of Houston
Houston, Texas

Christian Ibars

Centre Tecnològic de
Telecomunicacions de
Catalunya (CTTC)
Barcelona, Spain

Scott Kurth

Accenture Technology Vision
Chicago, Illinois

xiv ■ Contributors

M. Lemay

Inocybe Technologies, Inc.
Montreal, Canada

Gang Lu

Sensorweb Research Laboratory
Department of Computer Science
Georgia State University
Atlanta, Georgia

Javier Matamoros

Centre Tecnològic de
Telecommunications
de Catalunya (CTTC)
Barcelona, Spain

L.M. Moreno-Garcia

Department of Computer
Architecture, Electronics,
and Electronic Technology
University of Cordoba
Cordoba, Spain

A. Moreno-Munoz

Department of Computer
Architecture, Electronics,
and Electronic Technology
University of Cordoba
Cordoba, Spain

Christian Müller

TU Dortmund University
Communication Networks Institute
Dortmund, Germany

Monica Navarro

Centre Tecnològic de
Telecomunicacions de
Catalunya (CTTC)
Barcelona, Spain

K. K. Nguyen

Víctor Pallarés-López

Department of Computer
Architecture, Electronics,
and Electronic Technology
University of Cordoba
Cordoba, Spain

Matthias Postina

R&D Division Energy
OFFIS
Oldenburg, Germany

R. Real-Calvo

Department of Computer
Architecture, Electronics,
and Electronic Technology
University of Cordoba
Cordoba, Spain

Sebastian Rohjans

R&D Division Energy
OFFIS
Oldenburg, Germany

Jens Schmutzler

TU Dortmund University
Communication Networks Institute
Dortmund, Germany

Aline Senart

Accenture Technology Labs
Sophia Antipolis, France

Alberto Sendin

Faculty of Engineering
Department of Telecommunications
University of Deusto
Bilbao, Spain

Autumn Nicole Smith

University of Alabama
Tuscaloosa, Alabama

Wen-Zhan Song

Sensorweb Research Laboratory

Chapter 9

Deterministic Ethernet Synchronism with IEEE 1588 Base System for Synchrophasor in Smart Grid and Integration in IEC 61850 Standard

Víctor Pallares-Lopez, A. Moreno-Muñoz,
M. Gonzalez-Redondo, R. Real-Calvo,
I. M. Moreno-Garcia and Juan José Gonzalez
de la Rosa

Contents

| | | |
|-------|--|-----|
| 9.1 | Introduction | 196 |
| 9.2 | Synchrophasor Standard | 198 |
| 9.2.1 | IEEE Standard 1344 | 198 |
| 9.2.2 | IEEE Standard C37.118-2005..... | 199 |
| 9.2.3 | Experimental System for IEEE C37.118 | 200 |
| 9.2.4 | New Synchrophasor Standards PC37.118.1 and PC37.118.2 | 201 |

195

196 ■ Communication and Networking in Smart Grids

| | | |
|---------|--|-----|
| 9.3 | PTP Standard | 202 |
| 9.3.1 | IEEE 1588 v1 2002 | 202 |
| 9.3.2 | PTP Grandmaster for Test | 203 |
| 9.3.2.1 | The XLI's Time Interval/Event Time (TIET) | 203 |
| 9.3.2.2 | Test to Determine the Stability of the Network Topology | 204 |
| 9.3.3 | Experimental System for Test with PTP v1 | 205 |
| 9.3.4 | PTP Slaves for Test | 206 |
| 9.3.5 | IEEE 1588 v2 2008 | 207 |
| 9.3.6 | Experimental System for Test with PTP v2 | 208 |
| 9.4 | IEC 61850 Standard | 209 |
| 9.4.1 | Harmonization of IEEE C37.118 with IEC 61850 and Precision Time Synchronization | 209 |
| 9.4.2 | PC37.239 for Common Format for Event Data Exchange | 210 |
| 9.4.3 | PC37.238 for Application of PTP to Electric Power | 210 |
| 9.4.4 | Experimental System for Test with PTP and IEC 61850 | 210 |
| 9.5 | PTP-Based V2 Global System for Synchronized Event in Smart Grid | 211 |
| 9.6 | Conclusions | 213 |
| | Acknowledgments | 214 |
| | References | 214 |

At present, phasor measurement units (PMUs) are the most widely used synchronized measurement technology (SMT)-based device for power system applications. The major advantages of using SMT are that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp; this will facilitate the transition from the conventional SCADA-based measurement system to a more intelligent measurement system that utilizes synchronized measurements from geographically distant locations. This will help in spreading the smart grid conception. We propose a new synchronized technique. A PTP-based global system has been defined to provide a synchronized substation for phasor measurements. It implements the precision time protocol to perform time stamping for these IEDs. For this objective, we have developed experimental procedures to the standards involved.

9.1 Introduction

As demands on the grid change, and the need for sophisticated information infrastructure increases, it will become more important than ever to ensure that events are accurately recorded and time-stamped consistently. Proper time synchronization across interconnections is a very important function for many reasons. Common time synchronization will be a key for many smart grid applications. IEEE Std 1588™ will be a key element to achieve

ANEXO C

Embedding Synchronized Measurement Technology for Smart Grid development.

Revista: IEEE Transactions on Industrial Informatics.

Autores: Pallares-López, V., Moreno-Muñoz, A., de La Rosa, J.J.G., Redondo, M.G., Real-Calvo, R., García, I.M.

Índice de impacto según JCR de ISI Web 2010: 1.627

Área temática en la Base de D.: ENGINEERING, INDUSTRIAL

Lugar que ocupa/Nº de revistas del Área temática: 9/38

Fecha de publicación: 2012. Aceptado en proceso de publicación.

Embedding Synchronized Measurement Technology for Smart Grid development

A. Moreno-Muñoz, *Senior Member, IEEE*, V. Pallarés-López, *Member, IEEE*,

J.J. Gonzalez de la Rosa *Member, IEEE*, M. Gonzalez-Redondo, R. Real-Calvo, I. M^a. Moreno-García.

Abstract- Present distribution networks have not been designed to accept extensive Distributed Generation (DG). The present framework may change in the near future impelled by a worldwide increase in DG penetration in distribution grids. The mutual dependency of energy distribution and communications on the same grid requires new means for effectively monitoring and controlling both systems in parallel. Relaying and control IEDs can also serve as measurement units for power quality. Synchronized Measurement Technology (SMT) has the potential of becoming the backbone of this paradigm. By using wide-area information systems, the data can be made available to all involved partners. This paper provides different outlooks about the possibilities of Embedded Systems to integrate the protection, control and monitoring functions in Distribution Automation Systems. To justify the choice of synchronization technology, we have scheduled a complete sequence of synchronism tests and measurement tests based on standard specifications.

I. INTRODUCTION

Traditionally, Sustainable Development has been defined as development that meets the requirements of the present generation without compromising the ability of future generations to meet their own needs. Obviously, Sustainable Development not only affects energy, but also all sectors of activity at local as well as at national levels. In recent years, and hand-in-hand with the Sustainable Development initiative, the concept of a “Smart Grid” for the delivery of energy to consumers [1] has emerged. Although there is no standard global definition, the European Smart Grids Technology Platform defines Smart Grids as: “electricity networks that can intelligently integrate the actions of all users connected to it – generators, consumers and those that do both – in order to efficiently deliver sustainable, economic and secure electricity supplies”. The nature of the electricity business and of power consumption has changed considerably over the last two decades. Rather than a recipe for specific implementations, the “smartness” provides a conceptual framework that defines new criteria for the design and implementation of a reliable power delivery grid. The constant growth of the electrical network complexity [2] and the need for larger security and reliability levels of the plant infrastructures lead to the need of more detailed contingency analysis in shorter times.

The ability of the electricity system to deliver electric power without interruption is termed 100% reliability. The ability to deliver a clean signal without variations in the nominal voltage or current characteristics is termed high

Power Quality (PQ) [3]. As the electric grid is operated under tight power quality and reliability standards, the voltage and frequency provided have to be within certain specified limits, while simultaneously ensuring stable operation. In this context Smart Grid provides a conceptual framework that defines new criteria for the design and implementation of a reliable power delivery grid [5] [6].

Recent interest in distributed electricity generation has emerged in energy markets for economic as well as environmental reasons, such as the shift towards renewable energy sources. The term Distributed Energy Resources (DER) is a catch-all, including wind, solar, biomass, and storage, where power is generated outside the traditional utility framework [5]. However, the integration of DER into existing networks raises several economic, regulatory and technical questions, some of which are closely related to PQ [2]. Elsewhere numerous system issues have been compiled - issues that may be encountered as DER penetration rises. As stated in [3], DER can no longer be treated as negative load; the complete integration of renewable energy sources will require distribution system operators to develop active network management in order to participate in the provision of system security. In this paper we will show the possibilities of Embedded Systems for integrating the protection, control and monitoring functions of Smart Grids within a synchronized framework [7].

The paper is organized as follows: Section II introduces the present Distribution Automation System; Section III analyzes the possibilities and goals for a functional integration of synchronized measurements; Section IV analyzes the experimental system while Sections V and VI report the preliminary studies and experimental results.

II. DISTRIBUTION AUTOMATION SYSTEM OVERVIEW

A Distribution Automation System (DAS) can be defined as an integrated system that enables an electricity utility to monitor, coordinate and operate distribution components, in a real-time remote mode [4] [8]. A DAS continuously controls, monitors and protects the network to avoid unplanned network outages. This covers all high-voltage equipment outside the substation (cables, overhead lines etc.) as well as those inside the substation (circuit breakers, transformers, etc.). DAS decisions are generally supported by a Distribution Management System (DMS) – *ad hoc* software which outputs control strategies based on the system's inputs (measurements) and which are in turn provided by a

Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA) System.

The key component of the DAS infrastructure is the Intelligent Electronic Device (IED) [9]. This device is designed to be intelligent and to be able to communicate with other entities collectively. In other words, some real-time critical functions can be executed autonomously on a single device while other functions are performed in a distributed form over many IEDs.

The basis of these improvements, as part of the Integrated Energy and Communications System Architecture (IECSA), enables four areas of technology to evolve [5][12]:

- Technologies which allow real time monitoring and control of power systems.
- Those which increase the control and capacity of power delivery systems. Together these developments will transform the functionality of the power delivery infrastructure, enabling such concepts as the “Smart Grid”, incorporating self-healing concepts.
- Technologies which enhance the performance of digital devices enabling tomorrow’s digital society to be supported.
- Technology which enables connectivity and enhances end-use, thereby revolutionizing the value of electricity services.

Until now, the utilities have used communications schemes in the substations in order to integrate data from relays and IEDs and to capitalize on protection, control, metering and outages recording. With volatile energy rates and a need to control costs, regional agencies and utilities are interested in technologies for metering distribution use and managing utility information. The IECSA requires the integration of customer interaction, power system monitoring and control, energy trading, and business systems.

At the utility grid level, real-time monitoring systems provide up-to-date information on major substation equipment and some transmission line conditions. However, this is not true for most distribution facilities [12].

IECSA will begin to be used in Power Generation and finally in the SmartGrid in general. This will imply the advantage of reusing the infrastructure of existing telecommunications networks. Real-time Ethernet systems now form the new generation of industrial communication systems.

Standardization enables the integration of the equipment and systems for controlling the electric power process into a complete system solution, necessary to support utilities processes. This ensures the interoperability of equipment and systems by providing compatibility between interfaces, protocols and data models. With IEC61850 data acquisition and description methods standardization, integration efforts are reduced.

At the customer level, the transformation of the electricity meter is still in its infancy. In this case, an important link to the consumer to enable demand response functionality is the deployment of AMR Systems that will measure and quantify the load curtailment at the consumer’s premises. AMR infrastructure programs are moving forward at a rapid pace with large numbers of pilot and full-scale deployments

currently being implemented across the globe [13]. However, the utility industry as a whole has not yet begun to deploy this strategy on a large scale. In addition, technology suppliers have been reluctant to invest in research and development before the market’s scope and size is fully understood.

III. OUTLOOKS AND GOALS

In the previous section we have emphasized the importance of the so-called Distribution Automation System. Its technological development is key to the intelligent management of the network. The need to research and develop models of Intelligent Electronic Devices (IED) with capabilities perfectly adapted to the new demands of the global intelligent network model is therefore justified [10]. Our research group has carefully studied various architectures that have as their central core a Digital Signal Processing (DSP) system or a Field Programmable Gate Array (FPGA) system. To make a proper technical decision, and in order to define our own model, we have carefully studied various standards that are already in force and others that are under development. The study has been divided into two categories:

- (A) Study of standards that affect the selection of the measurement system.
- (B) Study of standards that impact interoperability between different systems located at industrial facilities.

In the first category we focus on studying the method of capture, synchronization and basic processing [15]. In the second category we focus on the management, monitoring and intelligent control. Therefore, we have to study aspects that refer to real-time communications, distributed synchronization and advanced information processing [4] [11].

A. Standards defining the operation of the measurement system.

For this category, we selected the IEEE C37.118 standard for synchrophasors and phasor measurement units (PMUs). This standard possesses very stringent technical requirements. The error in phase measurements is obligatorily less than 32 μ s. In its turn, this requirement affects the choice of synchronization technology for the capture and processing of signals.

Furthermore, we selected the IEC61000-4-30 standard for quality-of-supply measurements in order to analyze the computational requirements of the systems that capture steady state parameters to detect deviations from the stable behavior of the power grid. In addition, this standard also specifies the procedure for the analysis and classification of transient disturbances.

And finally, the IEEE Std. 1588 which describes Precision Time Protocol has been developed for distributed measurements. We have selected it in order to study experimentally their integration into the IED system model [14][16].

B. Smart Grid Interoperability Standards.

In order to extend the IED model to a greater number of applications for Smart Grid[17], we have analyzed some of

| Types of standards for testing | Types of tests based on specialized instruments. | | | | | |
|--|--|------------------------------|--|----------------------------------|--|---|
| | (A) GrandMaster XLI 1588 | | (B) C.I. Tree-phase Power | | (C) C.I. 3091LD Load. | |
| | Internal Slave: NI-RIO | External Slave: ARM and PCI. | Transients with external trigger | Transients with internal trigger | Variation of load with external trigger | Variation of load with internal trigger |
| (1) To Sync with IEEE 1588 V2 | Slave PPS | Slave PPS | CLK OUT | CLK INT | CLK OUT | CLK INT |
| | Measurement of stability with respect to Master PPS | | Measurement of stability of sync pulse | | Measurement of stability of sync pulse. | |
| (2) For Phasors Measurement (IEEE C37.118) | Sampling clock | | Voltage measurement | | Current measurement | |
| | Measurement of shift and stability with respect to Slave PPS | | Measurement and Time Stamp of Frequency and Phasors. | | Measurement and Time Stamp, of Frequency and Phasors | |
| (3) For Power Quality (IEC61000-4-30) | Start Windows with 256 SPCycle. | | Voltage measurement | | Current measurement | |
| | Measurement of shift and stability with respect to Slave. | | Measurement and Time Stamp, of voltage sags, surges, etc. | | Measurement and Time Stamp, of Current Harmonics. | |
| (4) For very fast transient (Standards for protections) | Start Windows with 1024 SPCycle | | Voltage measurement | | Current measurement | |
| | Measurement of shift and stability with respect to Slave. | | Detection and Time Stamp of Transient in less than half cycle. | | Detection and Time Stamp of Gradients and short-circuit current. | |

Table I – Types of tests for embedded systems.

the regulations that focus on defining an overall architecture such as the IEEE Std 2030™-2011 called “IEEE Guide for Smart Grid Interoperability of Energy Technology and Information Technology Operation with the Electric Power System (EPS), End-Use Applications, and Loads” or the standard under development called “Draft NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards, Release 2.0”. The target of these guides is to define a model of reference for the interoperability of the systems that will have to coexist in Smart Grid.

In the same way, we are studying the IEC61850-90-5 standard that establishes a classification based on the synchronization requirements of critical applications. For the first time this standard includes the possibility of using IEEE Std 1588 for power system applications. Its use is subject to further technological development in order to ensure synchronization levels of the standard. Specifically, this trend is clearly described in standard PC37.238, being developed for the implementation of IEEE 1588 in Electric Power control systems.

In addition, the IEEE 1588 Conformity Alliance is an IEEE Conformity Assessment Program (ICAP) with the mission of promoting the IEEE 1588 “Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems”. The Alliance Certification Program has been formed to assess the conformity of IEEE 1588™ implementations over a wide range of applications such as telecommunications, Smart Grid, manufacturing, and digital audio and video broadcasting. We are following its evolution closely in order gain knowledge of the rules of conformity and how to apply them.

For our purposes, we are interested in the characteristics of the reference model developed in Section-5 of IEEE Std 2030™-2011 guide. Specifically, we define an architecture based on three aspects: functional considerations of power systems, communications technology and technologies for information

management. This last point emphasizes the types of parameters to be measured and how to manage its capture and processing.

C. Specifications for embedded system selection and types of tests to justify the choice.

All of the studies we performed allow us to define a technological model and its specifications. In this line, we selected the features that we considered essential and which must be included in the platform of an embedded system. The most important aspect is the ability to develop applications in three broad categories such as generation, transmission and energy consumption. The differentiating features are in the 2030 IEEE Smart Grid interoperability reference model (SGIRM) guide.

It is therefore necessary that the system allows us to select different scales in terms of computing power to suit every application while maintaining the same base technology. This allows us to maintain a high degree of compatibility in terms of synchronization technology, capture processing and transmission management and information flow.

Ultimately, the study of standards and requirements of IEEE Std 2030™ -2011 has led us to define specifications for more critical applications:

- The synchronization subsystem must ensure the simultaneous synchronization of multiple devices to a very high degree of precision ($\leq 1\mu s$). The degree of difficulty increases because in many cases devices have to be at a considerable distance, even more than one Km.
- The capture stage of each type of event has to ensure an almost instantaneous response capability, especially when very fast transients occur. This defines a minimum resolution of 16 bits and a minimum sampling of 256 samples per cycle.
- The processing stage should allow us to process and detect multiple disturbances both steady state (Vrms, Irms) and transients. It must have enough computational capability

| Standard under Test. | Alternatives as PTP slaves | | | |
|---|----------------------------|----------|------------------|--------------|
| | External slave | | Integrated slave | |
| | LM38962 | PCI-1588 | SbRIO | CRIO 9074 |
| IEEE 1588 v1. Router and Switch of 100Mbit | 12 μ s | 150ns | Not feasible | Not feasible |
| IEEE 1588 v2. Router and Switch of 100Mbit | In progress | 100ns | 75 μ s | 75 μ s |
| IEEE 1588 v2. Industrial Switch of 1Gbyte and integrated PTP v2. | Planned | Planned | Planned | Planned |

Table II – Tests Result for PTP Slave.

for processing tasks to ensure the trip times of protection systems.

- And finally it is essential to ensure a level of real-time transfer between devices. This requires the use of a technology that allows us to establish secure communication with a high degree of determinism.

These specifications have allowed us to select a platform to carry out all kinds of tests related to the synchronization between devices and related response times during the stages of capture, processing and communications.

Table-I illustrates a classification with all scheduled tests. The columns represent the type of tests based on specialized instruments and the rows the standards under test.

In the first step, tests are designed to check if our source of synchronization guarantees the stability of each of the slaves on the basis of standard specifications. This corresponds to column (A) of Table I and determines:

- Row (1): The stability of the clocks in each of the slave based on master PPS, at short, medium and long term.
- Row (2): The alignment error between PPS slave clock and sampling clock.
- Row (3): The error associated with the alignment of the windows of 10 cycles with respect to the PPS of the slave.
- Row (4): The error associated with the alignment of the PPS with respect to a transient less than one cycle.

The first test (A,1) enables us to determine the quality and stability of synchronization of the slaves under test, the second test (A,2) enables us to determine the effect on the Time Stamp quality of samples and third test enables us to determine the effect concerning the synchronism of the analysis window. These first tests are very important because these errors affect the quality of the measurements of all kinds of electric parameters, such as those programmed in columns (B) and (C), and they correspond to more complex tests for estimating the response times of the stages of capture, and the processing and classification of power grid disturbances [18].

The second phase of testing is divided into two categories: external and internal sync. With the external sync, the system under test triggers a sync signal to enable the generator to reproduce the transient. This approach allows us to assess the measurement system response with great accuracy. The internal sync reproduced a real situation. The measurement system under test does not know the time when the transition

occurs. With this method we evaluate the actual response of our system.

To perform all these tests our research group has defined a special type of laboratory with highly specialized equipment to calibrate and certify the results. We have three main instruments that will allow us to define each trial: a Grand Master XLI acting as Master of PTP synchronization, a three-phase fully programmable 9KVA power supply that can generate all kinds of disturbances at low voltage and a programmable 3091LD load to emulate different types of behaviors of a three-phase load. The three instruments include a measurement system that enables any type of test to be certified.

In particular, the test allowed us to calculate synchronization errors with two slaves simultaneously. In this part of the research we do not include results of the capture and processing of the phasors. We have only estimated the influence of the synchronization error in the phasor measurements.

In columns (A) and (B) and row (4), we have scheduled a series of tests to estimate the sensitivity of the measurement system. These are the most critical tests. The goal is to detect transient changes very quickly.

Section IV explains the method for evaluating the quality of the PTP slaves. The tests included in V are scheduled in the first phase (A). As the standard for synchrophasors requires a very high level of synchronism, this has allowed us to define a maximum threshold for the embedded system.

Table-II includes the tests we have performed to date. The tests on the third row are in progress and correspond to the connection of a specialized industrial Switch (Moxa PT-7710) that manages the IEEE 1588 V2. The results should be even more successful.

D. Procedure for synchronization of the sampling.

As explained in the previous section, our main goal is to use a method of data synchronization and correlation between separate systems with errors less than those specified by the standard for synchrophasors [21].

Timing and synchronization technologies allow the

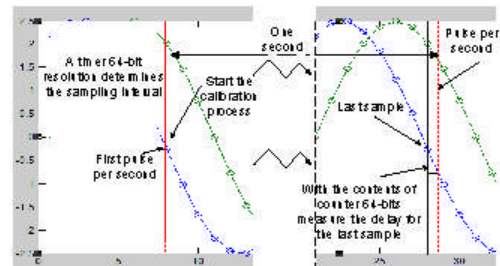


Fig.1 - Synchronization method for capture process.

correlation or coordination of events in time and maximize the value the system provides. The tests in Table-II are designed to ensure the correct selection of the technology for synchronization.

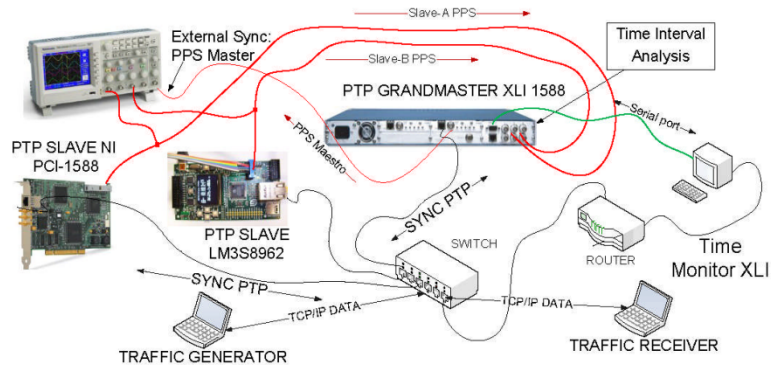


Fig.2- Slave Measurement Test Set-up

To estimate the quality of synchrophasors, the most important tests are indicated in Table-I, specifically in (A,2). This test corresponds with the estimated error between the PTP Slave synchronization and sampling clock.

The NI-RIO works as a PTP-Slave and provides a PPS signal with high stability. This signal starts the capture process and enables us to re-synchronize sampling (see Fig.1). The NI-RIO CLK module provides a real-time clock. This clock can be used to measure the passage of time, as well as to add timestamp messages to event logs. A high-resolution counter determines the sampling intervals. The 64-bit counter (FPGA I/O functions) is implemented in the FPGA. We use a Single-Cycle Timed Loop (SCTL) which guarantees that all operations will be executed in one clock pulse at 40MHz internal time-base. It is worth emphasizing, therefore, that with this system we appraise in nanoseconds the deviation between the pulse per second and the last sample for the second (see Fig.1). The process is repeated for several seconds to adjust the counter and reduce the maximum drift.

Therefore, we establish a process of resynchronization between the PPS and the oscillator responsible for maintaining the sampling frequency. This process is repeated every time the system reboots. Once the capture process is started, it continuously measures the drift and stores it in a register along with the drift. This information should be stored in the frame with the captured parameters. When the deviation exceeds a threshold, the system can adjust the beginning of the capture process in the following PPS in real time. Short-term stability depends on the local oscillator.

IV. PROCEDURES FOR SYNCHRONISM TEST.

The first procedure allows us to evaluate the quality of the slaves and the master individually. This test is essential in order to compare the precision and stability of the clocks of all architectures. The method consists in detecting the deviation of the PPS with respect to a time of a higher quality. In Fig.1 we have highlighted in red the PPS output of the PTP-Master and of the two PTP-Slaves under test. The PTP-Master synchronizes the oscilloscope to display the correct moment of onset of PPS for each slave. This signal is

also connected to the inputs for analyzing long-term stability. We use specialized software called Time Monitor.

A second procedure allows us to determine the stability of a PTP integrated into an embedded system. NI CompactRIO combines an embedded floating point processor (PowerPC) with real-time operating system VxWorks, a high-performance FPGA and hot-swappable I/O modules (see Fig.3). This architecture provides a high level of determinism and is suitable for aligning the samples during the capture process with the PPS.

A. Experimental system for external PTP-Slave.

In the appendix we have included the technical details of the two slaves under test (PCI-1588 and LM3S8962).

The method is to check if traffic data for synchronization and communication traffic can be shared in the same Ethernet network. The standard for synchrophasors [25] clearly specifies the volume data exchange between PMU and the data concentrator. The transmitted frame has the size specified by the standard and the transmission rate equals the speed of system response. Fig.2 shows the simultaneous connection of PTP-Slaves and PC to simulate traffic. A similar method is used in [16]. We use an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx.

The XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks and the Time Monitor analyzer application provides the capability to measure and analyze Packet and Synchronization networks to ensure timing and frequency stability (see Fig.2).

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to, Slave oscillator quality and PLL control, networking equipment, network traffic levels, network topology and the transient deterioration of synchronization accuracy during a recovery from a master failure [7].

The measuring of slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input "XLI IEEE 1588".

Slave2.Test B: Second prototype analysis. The expected performance of both PTP system (XLI-MASTER and PCI-1588 SLAVE) was tested with Symmetricom and National Instrument with the same conditions and methods: synchronization was performed for 10 minutes before testing began; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second were used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps.

Results: The slave synchronization error has been measured with relation to its PPS output under the same conditions (see Fig.6). Maximum peak value is about 2.35×10^{-7} . Additional traffic generates “sync” and “Delay_rep” packets delays, so that the slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 3.1×10^{-7} .

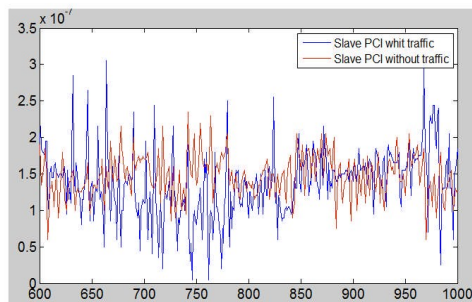


Fig.6- PTP Slave PCI-1588 error (phase delay) under traffic and non-traffic conditions.

The differences between the quantities measured by the master and by the slave have been evaluated and statistically analyzed (Table III).

| Test | IPPS error:Delay Phase | | Estimated Phase deviation of the synchrophasor | |
|---------|------------------------|---------|--|--------|
| | Mean | S. Dev. | Mean | S.Dev. |
| T.A.M-1 | 1.23E-5 | 1.1E-7 | 0.222° | 1.9m° |
| T.A.M-2 | 1.24E-5 | 2.2E-7 | 0.223° | 4.0m° |
| T.B.M-1 | 1.45E-7 | 2.7E-8 | 0.003° | 0.5m° |
| T.B.M-2 | 1.48E-7 | 3.9E-8 | 0.003° | 0.7m° |

Table III – Delay phase

With the experimental PTP-based system, the events can be well-synchronized within 12 μ s. Requirements IEEE 37.118-2005 standard [21] limit time error to be lower than 31 μ s. Nevertheless, with a slave PCI-1588 for test recovers its stability around 150ns.

For a prototype reaching nanoseconds error and for future test users XLI IEEE-1588 Grandmaster Clock supports PTP version 2, Slave LM3S8962 with PTPv2.

The use of ordinary switches or routers should be avoided in critical timing applications where sub-microseconds or a greater accuracy are needed. In these cases Transparent Clocks (TCs) and Boundary Clocks (BCs) should be utilized. In [22] advantages of using devices compliant with IEEE 1588-2008 standard are investigated.

B. Experimental test result for internal PTP-Slave.

The results correspond to the synchronization of an NI cRIO-9074 chassis working as IEEE1588 Slaves.

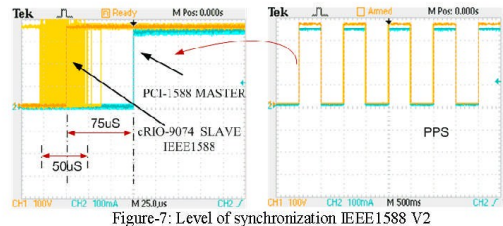


Figure-7: Level of synchronization IEEE1588 V2

The external sync signal is connected to the PPS of the PTP-Master. In the oscilloscope image (Fig.7) we can observe the level of synchronization achieved between the master and one slave for 30 minutes. The average error is 75 μ s with a variance of about 50 μ s.

VI. CONCLUSIONS

Table-I has been defined in order to analyze if the embedded system meets the specifications of several Smart Grid standards. The standard for synchrophasors represents the highest level of demand for synchronization.

The tests in this work represent a first phase corresponding to the analysis of the synchronous system, as we can see in the first column of Table-II. We verified that the ARM and PCI slave comply with the requirements of synchronism and stability, remembering that the maximum allowable error is 32 μ s. It is comparable to the method used in [16] [25].

Moreover, the PCI-1588 card oscillator’s quality is sufficient for it to work as a Master PTP in an industrial environment. We must emphasize that the tests have been performed with the standard IEEE-1588 v2 2008. This standard has been imposed definitively and is incompatible with the IEEE 1588 v1 2003 version. This has forced us to redefine our tests to be applied only to the new standard. Table-II illustrates the error of synchronization in relation to other devices. The average error is 150ns. This quality justifies its use as a PTP master. Table-II specifies tests that are in progress.

Tests with the slave integrated into the architecture of the NI-CompactRIO reach a level below the synchronization required by the standard. The result is 75 μ s. We hope that through the use of an industrial switch (e.g. Moxa PT-7710) the required level is achieved. This IEEE-1588 v2 switch is to eliminate the latency associated with the conventional router and switch.

However, external synchronization is the best solution (this is implemented in our research with ARM technology). The processor is dedicated to the capture, processing and communication tasks and does not have to run a critical timing loop. Tests with the slave ARM and IEEE 1588 v2 are in progress.

Finally, it is quite notable the integration process of this type of synchronization, in industrial protocols as EtherCAT [24].

APPENDIX

Synchronization precision and the distance between the system nodes are the two parameters we have to take into account when designing a timing and synchronization scheme. System designers must take into account the limitations created by these variables because as transmission distance increases it is more difficult to share signals between systems in order to keep them synchronized.

To achieve a high degree of synchronization precision, we must have a highly accurate, high-frequency. This accuracy, however, can degrade as the distance between the chassis, or nodes, increases. The IEEE 1588 standard achieves the highest levels of precision timing systems over one km. Only GPS synchronization is better. Distance does not affect the synchronization quality because a GPS must be installed in each measuring point.

Main system components, selected to comply with “Level-0” IEEE 37.118-2005 requirements, are shown in Table-I. A PTP-LM3S8962 synchronizes industrial networks utilizing the IEEE1588 [20]. Synchronism error may be below the microsecond when directly connected to PTP master. This type of test corresponds with Table-II (first column).

A. Technical Specifications of PCI1588-Master.

This device is able to work as either a PTP slave or master and has been tested to determine its stability with respect to XLI GrandMaster. In the future we will be able to use it for field measurements outside the laboratory. The PCI card can be inserted into an industrial computer.

This latter is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps), with PFI terminals and with a 10 MHz TCXO. TCXO is characterized by an initial accuracy of ± 1.5 PPM, temperature stability (0° to 55° C) of ± 2 PPM and an aging per year of ± 1 PPM.

This Master oversees and manages the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. The PTP Master sends multicast synchronism “sync and Delay_req” packets to every slave unit in order to synchronize their local clocks with the master unit clock.

In its turn, the PTP master local clock is stabilized by the GPS signal provided by a FasTrax IT321 for high performance and an ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal for synchronizing remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer [23].

B. Technical Specifications of ARM-Slave.

The slave is developed using a Stellaris LM3S8962 Evaluation Board Layout. The LM3S8962 microcontroller is based on the ARM[®] Cortex[™]-M3 controller core operating at 50 MHz and also features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP) [20]. High-precision time stamps can be achieved with the support of specialized hardware interfaces in the physical layer of the network.

The software integrating the Precision Time Protocol daemon (PTPd) is a complete implementation of the IEEE 1588 specification for a standard non-boundary clock.

The above software was developed by two engineering students at Case Western Reserve University over a period of

approximately six months as part of an undergraduate senior project [19].

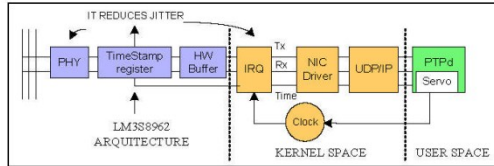


Fig. 8 - LM3S8962 (Architecture for IEEE1588).

Fig. 8 illustrates the message send and receive paths in an LM3S8962 microcontroller system running the Precision Time Protocol daemon PTPd. For applications requiring very high-precision synchronization packets, the Ethernet Controller provides a means of generating precision timestamps in support of the IEEE Precision Time Protocol IEEE-1588 [20]. This feature is enabled by setting the TSEN bit in the Ethernet MAC Timer Support (MATCS) register. The General-Purpose Timer must be dedicated to the Ethernet Controller for storing the received time, and it stores the transmission time.

This LM3S8962 microcontroller provides a PPS signal with high stability. This signal enables us to re-synchronize sampling by asking the PTP master for an exact PPS timestamp.

C. Technical Specifications of NI RIO-Slave.

The embedded system selected is an NI CompactRIO running LabVIEW Real-Time, with the reconfigurable FPGA chassis as the center of the embedded system architecture. The FPGA is directly connected to the I/O modules for high-performance access to each module’s I/O circuitry and for unlimited flexibility in timing, triggering, and synchronization. Because each module is connected directly to the FPGA rather than through a BUS, almost no control latency for system response when compared to other industrial controllers is experienced.

We use NI LabVIEW and the FPGA Module to develop measurement hardware. The FPGA enables programs on the real-time controller to access I/O with less than 500 ns of jitter between loops. Because of the FPGA speed, we use this chassis to create measurement systems that incorporate high-speed buffered I/O, very fast control loops, or custom signal filtering.

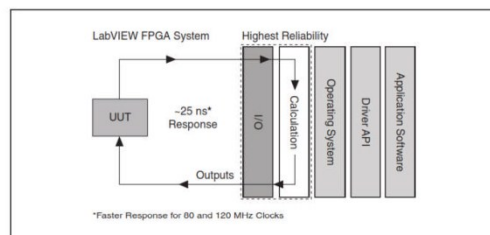


Figure-9: FPGA Software and Hardware Layers

Additionally, a software-based system poses added vulnerability because a crash that interferes with the response of the system can occur at multiple levels. When executing calculations in hardware, as with FPGA, software on the required response to the UUT can be removed. In the configuration shown in Fig.9, the LabVIEW FPGA system can respond to digital signals within a single clock cycle. With a default clock rate of 40 MHz, the LabVIEW FPGA system can respond to a digital signal within 25 ns. In some cases, we can compile LabVIEW FPGA code at higher rates.

REFERENCES

- [1] Gungor, V.C.; Sahin, D.; Kocak, T.; Ergut, S.; Buccella, C.; Cecati, C.; Hancke, G.P.; "Smart Grid Technologies: Communication Technologies and Standards", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 7, pp. 529 - 539, November 2010
- [2] Wencong Su; Eichl, H.; Wente Zeng; Mo-Yuen Chow; "A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment". IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 8, pp. 1551-3203. February 2012.
- [3] Moreno-Muñoz, A. Power quality. Mitigation Technologies in a distributed environment. 1st edition. London. Springer. 2007.
- [4] Ishak, M.K., Herrmann, G., Pearson, M. "A simple approach for minimal jitter in Ethernet for real-time control communication". International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, art. no. 6174708, pp. 710-715. 2012
- [5] Liserre, M.; Sauter, T.; Hung, J.Y.(2010). "Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics," IEEE Industrial Electronics Magazine, vol.4, no.1, pp.18-37, March 2010
- [6] Lo, C.; Ansari, N.; "The Progressive Smart Grid System from Both Power and Communications Aspects". Communications Surveys & Tutorials, IEEE, Vol pp.1-23, 18 August 2011.
- [7] Gaderer, G.; Loschmidt, P.; Sauter, T.; "Improving Fault Tolerance in High-Precision Clock Synchronization". IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol 6, pp. 206 - 215. March 2010
- [8] de la Rosa, J.J.G., Agüera-Pérez, A., Palomares-Salas, J.C., Sierra-Fernández, J.M., Moreno-Muñoz, A. "A novel virtual instrument for power quality surveillance based in higher-order statistics and case-based reasoning". Measurement: Journal of the International Measurement Confederation, 2012. Article in Press.
- [9] Chen Haidong ; Fu Zhouxing ; Yun Baoji ; Lihe ; "IED modeling based on IEC61850 standard", International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT), 2011. Vol 6, pp. 2967 – 2970, September 2011
- [10] Malinowski, A.; Hao Yu ; "Comparison of Embedded System Design for Industrial Applications", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol.7, pp. 244 - 254, April 2011.
- [11] Qiang Yang; Barria, J.A.; Green, T.C.; "Communication Infrastructures for Distributed Control of Power Distribution Networks," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol.7, pp. 316 - 327, April 2011.
- [12] Facchinetti, T. ; Della Vedova, M.L. ; "Real-Time Modeling for Direct Load Control in Cyber-Physical Power Systems", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol.7, pp. 689 - 698, Nov. 2011.
- [13] Gungor, V.C.; Bin Lu; Hancke, G.P.; (2010). "Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.10, pp.3557-3564, Oct. 2010.
- [14] Ferrari, P., Flammini, A., Rinaldi, S., & Sisinni, E. (2010). On the seamless interconnection of IEEE1588-based devices using a PROFINET IO infrastructure. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 6(3), 381-392
- [15] Lixia, M., Benigni, A., Flammini, A., Muscas, C., Ponci, F., Monti, A. (2012). "A software-only PTP synchronization for power system state estimation with PMUs". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 61 (5), art. no. 6152149, pp. 1476-1485.
- [16] Lixia, M.; Benigni, A.; Flammini, A.; Muscas, C.; Ponci, F.; Monti, A.; "A software-only PTP synchronization for power system state estimation with PMUs", Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2011 IEEE, pp. 1-6, July 2011.
- [17] Moreno-Muñoz, A., De la Rosa, J. J. G., López, M. A., & Gil de Castro, A. R. (2010). Grid interconnection of renewable energy sources: Spanish legislation. Energy for Sustainable Development, 14(2), 104-109.
- [18] Tsao-Tsung Ma; (2010) "Quantitative Design of Active Anti-Islanding Controllers for Power-Converter-Based Distributed Generators," IEEE Transactions on Industrial Electronics, , vol.57, no.10, pp.3448-3455, Oct. 2010.
- [19] Te-Kwei Wang, Student Member, IEEE, Fan-Ren Chang, Member, IEEE, and Shinn-Yan Lin, Member, IEEE, Multidevice Time Measurement System via a PTPd Network IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, pp. 2304 – 2307, July 2011.
- [20] IEEE Std 1588-2008, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2008). The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [21] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [22] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE;" A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems". IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.
- [23] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.
- [24] Cena, G.; Bertolotti, I.C.; Scanzio, S.; Valenzano, A.; Zunino, C.; "Evaluation of EtherCAT Distributed Clock Performance", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 8, pp. 20 – 29, February 2012.
- [25] Lijun, Q., Shenrui, Z., Qing, G., Cuijuan, H. "Feasibility study of PMU based on IEEE 1588". DRPT 2011 - 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies , art. no. 5994025 , pp. 922-925, Agosto 2011.

ANEXO D

Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid.

Congreso: “2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)”.

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; García, I.M.; de Castro, A.G.; Pérez, F.D.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 7 de Julio 2011. Páginas: 22 - 27.

E-ISBN: 978-1-4244-8805-6. Id. digital: [10.1109/CPE.2011.5942201](https://doi.org/10.1109/CPE.2011.5942201).

Deterministic Ethernet synchronism with PTP-base system for synchrophasor in Smart Grid

Victor Pallares-Lopez⁽¹⁾, Antonio Moreno-Muñoz⁽¹⁾, Miguel Gonzalez-Redondo⁽¹⁾,
Rafael Real-Calvo⁽¹⁾, Isabel Moreno Garcia⁽¹⁾, Aurora Gil de Castro⁽¹⁾, Francisco Domingo Perez⁽¹⁾
⁽¹⁾Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC, Electronics and TE. University of Cordoba
Cordoba. SPAIN. vpallares@uco.es, amoreno@uco.es

Juan Jose Gonzalez de la Rosa⁽²⁾,
⁽²⁾Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics.
University of Cadiz. Algeciras
Cadiz. SPAIN. juanjose.delarosa@uca.es

Abstract – We propose a new synchronized technique for SmartGrid. A PTP-Based IEEE 1588-2008 Global System has been defined. Specifically for PMUs with synchronism needs up to the microsecond range, for Energy Measurements System (EMS) and for Intelligent Electronics Devices (IEDs). This new Electronic Devices comprise two main technologies; LM3S8962 microcontroller as a slave IEEE 1588-2008, a Single-Board-RIO integrating the acquisition and synchronization. For tasks such as PTP master a NI PCI_1588 card and a Symmetricom's XLI IEEE1588 GrandMaster system for test. For the essays we have defined one experimental system for high precision Synchronism.

I. INTRODUCTION

Synchrophasor measurements are key information needed by system operators to assess the status of the power grid. Using data from Phasor Measurement Units (PMUs), received by phasor data concentrators (PDCs), grid operators will be able to have better visibility of power grid operations and respond to grid disturbances earlier to prevent major blackouts [8].

Two Standards are related to communications of phasor measurement unit (PMU) data and information. IEEE C37.118 was published in 2005 for PMUs. IEC 61850 has been substantially developed for substations but is seen as a key standard for all field equipment operating under both real-time and non-real time applications. The use of IEC 61850 for wide-area communication is already discussed in IEC 61850-90-1 in the context of communication between substations; it is only a small step to use it as well for transmission of PMU data. The models for PMU data need to be defined in IEC 61850. This work seeks integration study with experimentally test [10].

At present, synchronized measurements based on an accurate time reference, e.g. GPS (Global Positioning System), provide the missing link now allowing more efficient use of phasor data [7]. This phasor meters are very geographically dispersed through wide areas and still capture electrical waveforms on a synchronized way with a precision up to the microsecond range. The synchronization requirements are very close to the ones imposed to systems working with a unique clock.

This paper proposes a new synchronized technique for SmartGrid. A PTP-Based IEEE 1588-2008 Global System has been defined and an Experimental PTP-Based System has been developed to provide synchronized on substation for phasor measurements. It implements the Precision Time Protocol (PTP) to perform time stamping for these IEDs.

A NI PCI_1588 card as an experimental feasible Master managed by the virtual instruments implemented in the LabVIEW environment and experimental equipped IED with a PTPd Version 2 slave LM3S8962 microcontroller

For example, synchrophasor Standard [2] imposes critical synchronism requirements. To keep TVE Level-0 (highest) below 1% threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency for electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error of 0.18°. Furthermore, our technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [16].

On the other hand the IEC61850 is better described as a communication system than a protocol. It includes parts for modeling of the components and the system, description of data types and classes, abstract service definitions, specific mapping for system implementation, and conformance testing.

IEC 61850 v1 only included communication within the substation, so connection to the control center was informational only and did not include 61850 services.

With the completion of section 90-1 in 2009, methods for direct communication with 61850 outside of a single substation became a part of the standard and are fully described and supported.

Integrating IEEE C37.118 with IEC 61850 will help to remove overlaps between the standards, which may impede development of interoperable equipment and systems.

IEEE C37.118 is intended to support applications, for example, protection. IEC 61850 is suitable for system-wide applications that require higher publishing rates [10].

A standards-based approach for time synchronization that addresses the requirements from all applications will support interoperability and facilitate implementation of new Smart Grid applications.

II. HARMONIZATION OF IEEE C37.118 WITH IEC 61850 AND PRECISION TIME SYNCHRONIZATION.

There are significant differences in scope and content of the two standards. IEEE C37.118 includes communication as well as measurement requirements and is also intended to support applications such as protection. IEC 61850 is suitable for system-wide applications that require higher publishing rates. The approach including possible models for PMU data needs to be defined in IEC 61850 [8].

Common time synchronization will be a key for many Smart Grid applications. The IEEE 1588 standard will be a key element to achieve that synchronization and PC37.238 standard is developing for application of PTP to Electric Power [12].

It is possible to use a similar approach for the transmission of PMU and PDC data but the capability needs to be formally defined in IEC 61850. PC37.239 standard defines a Common Format for Event Data Exchange (COMFEDE) for Power Systems [13].

III. PC37.239 FOR COMMON FORMAT FOR EVENT DATA EXCHANGE.

This standard defines a common format for the data files needed for the exchange of various types of power network events in order to facilitate event data integration and analysis from multiple data sources and from different vendor devices. The flexibility provided by digital devices in recording network fault event data in the electric utility industry have generated the need for a standard format for the exchange of data. These data are being used with various devices to enhance and automate the analysis, testing, evaluation, and simulation of power systems and related protection schemes during fault and disturbance conditions. Since each source of data may use a different proprietary format, a common data format is necessary to facilitate the exchange of such data between applications. This will facilitate the use of proprietary data in diverse applications and allow users of one proprietary system to use digital data from other systems [13].

IV. PC37.238 FOR APPLICATION OF PTP TO ELECTRIC POWER.

This standard specifies a common profile for use of IEEE 1588-2008 Precision Time Protocol (PTP) in power system protection, control, automation and data communication applications utilizing Ethernet communications architecture [12].

The profile specifies a well-defined subset of IEEE 1588-2008 mechanisms and settings aimed at enabling device interoperability, robust response to network failures, and deterministic control of delivered time quality. It specifies the

preferred physical layer (Ethernet), higher level protocol used for PTP message exchange and the PTP protocol configuration parameters. Special attention is given to ensuring consistent and reliable time distribution within substations, between substations, and across wide geographic areas.

V. PTP-BASED GLOBAL SYSTEM FOR SYNCHRONIZED EVENT SMART GRID

Proper time synchronization across Interconnections is a very important function for many reasons. Common time synchronization will be a key for many Smart Grid applications. The IEEE Std 1588™ standard will be a key element to achieve that synchronization. This standard is available to achieve highly accurate synchronization over a communication network. Many applications related to Smart Grid require time synchronization.

At present, phasor measurement units (PMU) can be considered as SMT devices commonly used in power system applications [23]. A significant advantage of using SMT is that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp, which will facilitate the transition from a conventional measurement system, based on SCADA, towards a more intelligent measurement system using synchronized measurements from geographically distant locations. This feature is essential to develop the SmartGrid concept.

Thus, for synchronizing SmartGrids the use of a PTP-based global system can provide a secure communication channel with a delay that does not compromise the correct operation of the global system. This would imply the advantage of reusing the infrastructure of existing telecommunications networks to transmit synchronism information between PMUs. The Fig.1 shows an example of generic application of PMUs in Smart Grids.

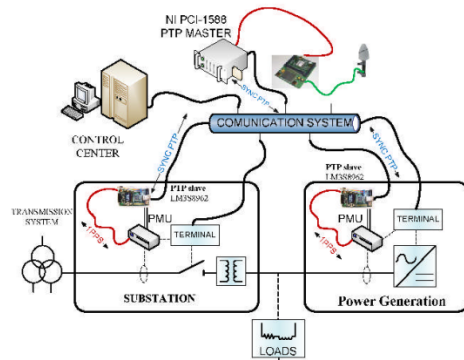


Fig.1 PTP-BASED GLOBAL SYSTEM.

Multiple IEDs sharing data or control commands results in new distribution protection, control and automation functions.

This has the potential to supersede and eliminate much of the dedicated control wiring in a substation, plus costly special purpose communication channels between the stations and power network.

This standardization enables the integration of the equipment and systems for controlling the electric power process into complete system solution, which is necessary to support utilities processes. Ensure the interoperability of equipment and systems by providing compatibility between interfaces, protocols and data models. With IEC61850's standardization of data acquisition and description methods, integration efforts are reduced [18].

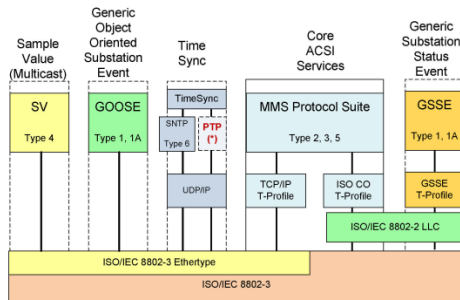


Fig.2- Protocol Mapping Profile.

The data concentration function also requires supporting a wide range of communications protocols. And they should support the newer standard protocols for both IEDs and SCADA masters. Standard protocols such as DNP3™, IEC 60870-5 and IEC61850 (including GOOSE) may be needed now or in the future. When applicable, both serial and LAN formats should be specified. User-friendly features such as configuration templates for all protocols can reduce the configuration time considerably [9].

In addition Network Time Protocol (NTP), Simple Network Time Protocol (SNTP), and the Precision Time Protocol (PTP) may be required to allow time synchronization over the network.

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network and the integration of the PTP protocol for synchronizing tasks Fig.2 as proposed in the paper [18]. This scheme represents the IEC61850 PROTOCOL MAPPING PROFILE.

The OMICRON IEDScout software was used to detect and subscribe GOOSE messages on the network. Several GOOSE messages that were transmitted on the network were detected by the EDSscout software.

VI. EXPERIMENTAL PTP-BASED SYSTEM FOR SYNCHROPHASORS MEASUREMENT

The experimental system is a complete system ready to measure the outside: The system is composed of a PCI1588-Master (GPS), two LM3S8962-Slave and two PMUs. For calibration of each of the experimental Slaves: this system is

based in the XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks.

It has been designed to provide highest stability level to the A/D conversion process. System has been over-dimensioned to provide enough room for future analysis, grid management and protection features. Main system components have been selected to comply "Level-0" IEEE 37.118 requirements:

- **Two NI Single-Board RIO 9631;** Simultaneous 6-channel, 16-bit ADC, operating up to 51.2k Samples/s and FPGA synchronization.
- **Two Slave-PTP V2;** A LM3S8962 microcontroller with PTPd soft. Sub-microsecond synchronism error (when directly connected to PTP master).
- **Master PTP V2;** An Industrial-PC with A PCI-1588 as Master PTP V2 and a receptor GPS.

A.1.- Issues with implementation of PCI1588- Master.

Fig.3 shows how the phasor meters units are synchronized with a Master-PTP V2 who acts as the central system. This system is an evolution of "An IEEE1588-BASED system for synchronized PMUs and protective relaying functions" [24]. This is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps), with PFI terminals and with a 10 MHz TCXO. TCXO is characterized by an initial accuracy of ±1.5 PPM, a temperature stability (0° to 55° C) of ±2 PPM and a aging per year of ±1 PPM.

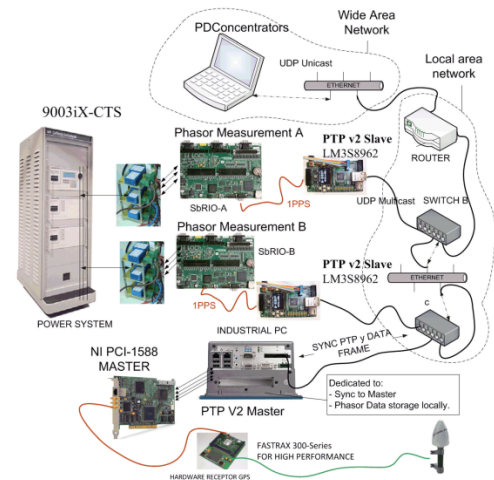


Fig.3- Phasor meters synchronization method.

This Master oversees and manages the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. PTP Master sends multicast synchronism packets "sync and Delay_req" to every slave unit in order to synchronize their local clocks with the master unit one. PTP master local clock gets stabilized in turn from the GPS signal provided by a

FasTrax IT321 for high performance and Ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal for synchronism of remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer [17][22].

A.2.- Issues with design and implementation of ARM- Slave.

The slave is developed by Stellaris LM3S8962 Evaluation Board Layout. The LM3S8962 microcontroller based on the ARM® Cortex™-M3 [15] controller core operating at 50 MHz. The LM3S8962 also features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP) [3]. High precision time stamps can be achieved with the support of specialized hardware interfaces in the physical layer of the network.

The software integrates the PTPd Version 2. The Precision Time Protocol daemon (PTPd) is a complete implementation of the IEEE 1588-2008 specification for a standard non-boundary clock.

A.3.- Synchronism Method.

This LM3S8962 microcontroller provides a PPS signal with the same stability features and TimeStamp with SPI Channel. This signal enables us to re-synchronize sampling Fig.4 and “Data Frame” sending processes by asking PTP master exact PPS timestamp. “Data Frame” messages enclose phasor, time and frequency information.

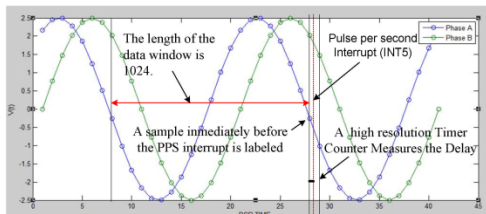


Fig.4 - Synchronism method

The NI-sbRIO-9631 CLK module provides a real-time clock. This clock can be used to measure the passage of time [8], as well as to add timestamp messages to event logs. Both the high resolution times are stored as 64-bit values. The 64-bit counter (FPGA I/O functions) is implemented using a Single-Cycle Timed Loop (SCTL) which guarantees that all operation will execute in one clock pulse at 266MHz internal time-base.

Also we can emphasize that with this system we appraise the deviation in nanoseconds between the pulse per second and the most nearby sample with a timer of high resolution. This displacement adds to the received TimeStamp.

A.4.- Data sampling and processing issues

“Level-0” complaint requirements force us to use high data sampling rates. First estimations lead us to consider a data sampling range among 256 and 1024 samples per cycle (12.8KSamples/s to 51.2KSamples/s).

Data sampling rate must be kept as low as possible, since it considerably increases, the already high computational load required for correlation DFT and FFT phasor estimation methods [11]. When nominal frequency remains constant, phasor estimations for N samples per cycle can be obtained [5] on a continuous basis from a correlation DFT. Between sampling and sampling are calculated each of the terms of the DFT to guarantee the processing in real-time.

An electrical disturbance has effect on several analysis windows, first with the quality factor increasing to reach a maximum and then again decreasing until an acceptable value is reached [5][6].

Voltage and current phasor estimations, timestamp, measured frequency and frequency deviation with regard to analysis window data are informed on a regular basis (25 or 50 data frames per second sending rates). The information is transmitted by a channel UDP Unicast. A central team receives the frames of two experimental IEDs.

VII. GRANDMASTER FOR EXPERIMENTAL TEST

The standard “XLI IEEE1588 GrandMaster Clock [1], as can be seen on Fig.5, provides a complete implementation of a Precise Time Protocol (PTP) “ordinary clock” over a dedicated IEEE 1588 card. The IEEE 1588 card can be configured to operate as a PTP grandmaster or as a PTP slave.

As a PTP grandmaster, the IEEE 1588 card typically synchronizes PTP slaves on the network to International Atomic Time (TAI). The XLI IEEE 1588 Clock derives TAI from the Global Positioning System (GPS). In addition, Symmetricom designed the XLI IEEE 1588 Clock so the user can distribute Coordinated Universal Time (UTC) or user-entered time over PTP.

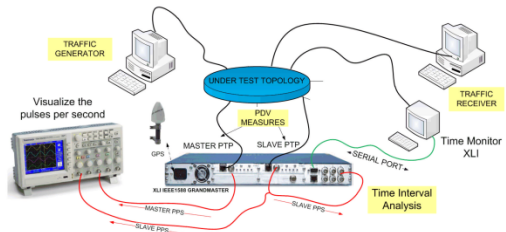


Fig.5- Network Measurement Test Set-up

The XLI’s Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks. The XLI IEEE 1588 Clock is characterized by the following nominal specification: Frequency Output Accuracy; $<2 \times 10^{-12}$, Frequency/Timing: Allan Deviation, Stability; 1×10^{-9} @ 1sec, 2×10^{-10} @ 1000sec y 1×10^{-12} @ 1 day. The XLI comes with the standard TCVCXO oscillator described below. The stability of the following oscillators is dependent on the reference source (GPS). GPS characterized by Tracking Up to 12 satellites with TRAIM, Position Accuracy Typically $< 10\text{m}$ when tracking four (4) satellites,

TRAIM Mask 1 μ S, 1PPS Accuracy UTC-USNO \pm 30ns RMS 100ns Peakby a PPS accuracy within 15ns to GPS/UTC.

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to Slave oscillator quality and PLL control [4], networking equipment, network traffic levels and network topology. System designer generally cannot easily modify slave oscillator and control. However, PTP settings and network design are under the control of the system designer.

Through careful network design, synchronization performance of measurement systems can be maintained. Network characterization is an important step for determining the fitness for high performance synchronization. Two parameters that aids the characterization process are "Packet Delay Variation" (PDV) and Slave PPS Time Error. PDV measures variations in the master to slave packet delay at the physical layer of the network. Measuring slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input "XLI IEEE 1588".

When system behavior degrades in such a way that TVE threshold is surpassed, phasor estimations cannot be correlated with the ones coming from points with better stability conditions. To prevent or reduce stability issues, alternative network topologies can be evaluated:

Share synchronism and data paths but using only PTP switches. Existing studies [4][21] demonstrate that with PTP switches and a flat network topology both communication paths can be unified.

The use of ordinary switches or router should be avoided in critical timing application where sub-microseconds or better accuracy is needed. In these cases Transparent Clocks (TCs) and Boundary Clocks (BCs) should be utilized. This work [20] investigated about advantages from the use of these devices using the IEEE 1588-2008.

VIII. AC/DC POWER SOURCES FOR EXPERIMENTAL TESTS.

An AC/DC power sources 9003iX-CTS with a high performance power analyzer. Applies a waves form precision for two phases simultaneously. The slave unit 1 is implemented in a LM3S8962 microcontroller. The slave unit 2 is equipped with a 3.20 GHz processor with 2GB (2 x 1 GB) 667 MHz DDR2 RAM memory and with NI PCI-1588 PTP. The same slave transmits to the central device the frames as the norm Synchrophasor Standard [2]. The method must emulate the traffic in a substation.

IX. CONCLUSIONS

With experimental PTP-based V1 system [24], substation events could be synchronized within 12 microseconds. TVE requirements [2], limit time error to be lower than 31 μ s. Nevertheless with a slave PCI-1588 for test recovers its

stability around 150ns. The tests are very similar to [16][19] with a PXI system.

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network with IEEE 1588-2008 synchronization.

With experimental PTP-based V2 system proposed in this paper we hope to achieve accuracy within some 100 nanoseconds. Some important enhancements [20], among others, are: enablers for increased accuracy higher timestamp resolution, shorter sync intervals, correction field, rapid reconfiguration after network topology changes, fault tolerance, unicast operation and new mappings (for example, PTP directly on Ethernet MAC layer, without IP/UDP).

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported partially by the Company Telvent Energy, Spain, through the project Malaga SmartCity under contract number 12009028. SmartCity's budget is partly financed by the European regional development fund (ERDF) with backing from the Junta de Andalucía and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology. The authors would like to thank the Spanish Ministry of Industry, Tourism and Trade for funding the Project TSI-020100-2010-484 which partially supports this work. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2010-19242-C03-02.

REFERENCES

- [1] XLI IEEE 1588 Grandmaster, http://www.symmtm.com/products_gps_XLI_IEEE_1588.asp
- [2] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [3] IEEE Std 1588-2008, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2008) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [4] Eidson, J.C., Measurement, Control and Communication Using IEEE 1588. (2006). Springer-Verlag London Limited, Lond.
- [5] Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. A.G. Phadke • J.S. Thorp. EDIT. Springer, 2008. ISBN: 978-0-387-76535-8.
- [6] DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK. Rulph Chassaing. EDIT. JOHN WILEY & SONS, INC., 2002. ISBN 0-471-22112-0.
- [7] Andrea Carta, Nicola Locci, Carlo Muscas, Member, IEEE, and Sara Sulis, Member, IEEE, "A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks", IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [8] NIST Special Publication 1108; "NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards, Release 1.0". January 2010.
- [9] Erich W. Gunther, "Cybectec Substation Gateways", SmartGridnew.com, Publication Year: Nov 5, 2008.
- [10] PAP13 61850 C37118 Harmonize and Synchronization; "Time Synchronization, IEC 61850 Objects/IEEE C37.118 Harmonization (6.1.2, 6.2.2)". 2009
- [11] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007

- [12] PC37.238™/D5.6 2 Draft Standard Profile for Use of IEEE 3 Std. 1588 Precision Time Protocol in 4 Power System Applications. February 2011.
- [13] IEEE PC37.239™/D05 2 Draft Standard for Common Format for 3 Event Data Exchange (COMFEDE) for 4 Power Systems. May 2010.
- [14] The Precision Time Protocol daemon (PTPd). <http://ptpd.sourceforge.net/>.
- [15] Yang, G.H, Wen, B.Y., "A Device for Power Quality Monitoring Based on ARM and DSP", Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference, Publication Year: 2006 , Page(s): 1 – 5.
- [16] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of Synchrophasors in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009
- [17] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for RealTime Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33-40.
- [18] Yang Liu, R. Zivanovic and S. Al-Sarawi, C.Marinescu and R. Cochran, "A Synchronized Event Logger for Substation Topology Processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009 , Page(s): 1 - 6.
- [19] Andrea Carta, Nicola Locci, and Carlo Muscas, Member, IEEE: "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks". IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 58, no. 10, october 2009
- [20] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE:" A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems", IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.
- [21] J.-C. Toumier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [22] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.
- [23] Martin, K. E., Hamai, D., Adamiak, M. G., Anderson, S., Begovic, M., Benmouyal, G., et al. (2008). Exploring the IEEE standard C37.118-2005 synchrophasors for power systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 23(4), 1805-1811.
- [24] Pallarés-López, V., Moreno-Muñoz, A., De La Rosa, J.J.G., Real-Calvo, R. (2010). "An IEEE1588-BASED system for synchronized PMUs and protective relaying functions". SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion , art. no. 5542201, pp. 593-598.

ANEXO E

Synchrophasor integration in IEC 61850 standard for SmartGrid and synchronism with PTP-base system.

Congreso: “2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)”.

Autores: Pallares-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; García, I.M.; de Castro, A.G.; Pérez, F.D.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 4 de Agosto 2011. Páginas: 1507 - 1512.

E-ISBN: 978-1-4244-8755-4. Id. digital: [10.1109/ICIEA.2011.5975829](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2011.5975829).

Synchrophasor Integration in IEC 61850 Standard for SmartGrid and Synchronism with PTP-base System.

Victor Pallares-Lopez⁽¹⁾, Antonio Moreno-Muñoz⁽¹⁾, Miguel Gonzalez-Redondo⁽¹⁾, Rafael Real-Calvo⁽¹⁾, Isabel Moreno Garcia⁽¹⁾.

⁽¹⁾Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC, Electronics and TE. University of Cordoba

Cordoba. SPAIN

vpallares@uco.es, amoreno@uco.es

Juan Jose Gonzalez de la Rosa⁽²⁾,

⁽²⁾Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics.

University of Cadiz. Algeciras
Cadiz. SPAIN

juanjose.delarosa@uca.es

Abstract – The proposed technique integrates IEC61850 and PMU for extent of wide area measurement system (WAMS) with a new Synchronized Measurement Technology. This new Electronic Devices comprise three main technologies: a LM3S8962 microcontroller for PTP slave, a Single-Board-RIO for acquisition and synchronization and an IPC@CHIP based system for communications with IEC61850. For Master task a PCI 1588 card and for test a Symmetricom's XLI IEEE1588 GrandMaster system are used. For the essays we have defined one experimental system for high precision Synchronism and real-time communications with IEC61850.

Keywords- IEC61850, Synchrophasor, PTP, IEDs, WAMS, DFR, PMU.

I. INTRODUCTION

This paper proposes two experimental systems: First a PTP-based Global System for synchronized events and second an IEC61850-based system for real-time communications in SmartGrid. We are considering to use IEC 61850-90-5 to transmit synchrophasor information according to IEEE C37.118.

For Synchronized Measurement Technology we use a NI PCI 1588 card as an experimental feasible Master managed by the virtual instruments implemented in the LabVIEW environment and equipped IED with a PTPd slave LM3S8962 microcontroller. For real-time communications a IPC@CHIP with IEC61850 Client and Server Integration is used.

We propose a new synchronized technique for SmartGrid. The PTP-Based Global System has been defined to provide synchronism on substation for phasor measurements. It implements the Precision Time Protocol (PTP) to perform time stamping for these IEDs.

The synchrophasor Standard [1] imposes critical synchronism requirements. To keep TVE Level-0 (highest) below 1% threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency for electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error

of 0.18°. Furthermore, our technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [2].

A Substation Automation System (SAS) has depended upon the development and availability of microprocessor-based systems. Thus, the substation equipment evolved from simple electro-mechanical devices to robust digital devices.

This, in turn, provided the possibility of implementing SAS using several intelligent electronic devices (IEDs) to perform the required functions (e.g. protection, local and remote monitoring and control). Consequently, the need arose for efficient communication protocols among the IEDs. Until recently, specific proprietary communication protocols developed by each manufacturer have been used requiring complicated and costly protocol converters when using IEDs from different vendors. The IEC 61850-90-1 and 61850-90-2 is used for the communication between substations and for the communication between control centers and substations.

Synchronized measurement technology (SMT) can significantly improve the performance of Embedded Systems (ES) [3] [4] [5]. At present, phasor measurement units (PMU) can be considered as SMT devices commonly used in power system applications [6]. A significant advantage of using SMT is that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp, which will facilitate the transition from a conventional measurement system, based on SCADA, towards a more intelligent measurement system using synchronized measurements from geographically distant locations. This feature is essential to develop the SmartGrid concept.

The IEC 61850 Standard incorporate the SNTP protocol that there is widely used in synchronizing computer systems within a network. The SNTP-servers themselves are synchronized to timeservers traceable to international standards. UTC time accuracy from SNTP systems is usually in the millisecond range. SNTP provides the current time, the current number of

leap seconds, and the warning flags marking the introduction of a leap second correction. [7]

We also study the possibility of integration of the PTP protocol for synchronizing tasks in IEC 61850 Standard adding the functionality of transmitting GOOSE messages on an Ethernet network.

Ultimately, the industry’s experiences have demonstrated the need for developing a standard communication protocol, which would support interoperability of IEDs from different manufacturers. Interoperability is the ability to operate on the same network or communication path sharing information and commands.

II. EXPERIMENTAL GLOBAL SYSTEM FOR SYNCHRONIZED EVENT IN SMARTGRID

For event synchronizing in SmartGrid we use a PTP-based global system that can provide a secure communication channel with a delay that does not compromise the correct operation of the global system.

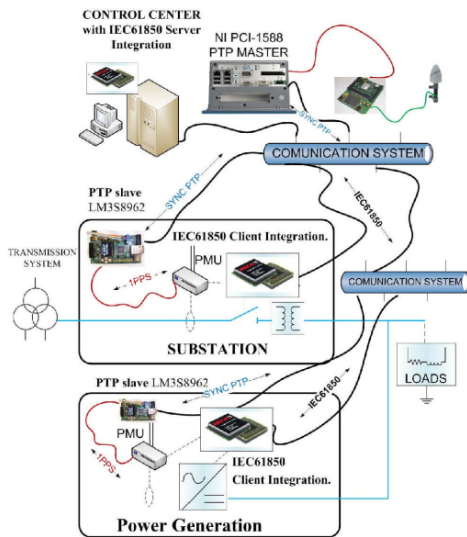


Fig.1 PTP-BASED GLOBAL SYSTEM AND EXPERIMENTAL IEC61850-BASED SYSTEM.

This would imply the advantage of reusing the infrastructure of existing telecommunications networks to transmit synchronism information between PMUs. Fig.1 shows an example of generic application of PMUs in SmartGrids. IEC 61850-7-420 is dedicated to Communications systems for Distributed Energy Resources (DER)

The standardization enables the integration of the equipment and systems for controlling the electric power process into complete system solution, which is necessary to support utilities processes. It ensures the interoperability of equipment and systems by providing compatibility between interfaces, protocols and data models. With IEC61850’s standardization of data acquisition and description methods, integration efforts are reduced [8].

The data concentration function also requires supporting a wide range of communications protocols. And they should support the newer standard protocols for both IEDs and SCADA masters. Standard protocols such as DNP3™, IEC 60870-5 and IEC61850 (including GOOSE) may be needed now or in the future. When applicable, both serial and LAN formats should be specified. User-friendly features such as configuration templates for all protocols can reduce the configuration time considerably [9].

For this task we use development system for building applications based on the Embedded Web Controllers IPC@CHIP SC123 and IPC@CHIP SC143. It runs with the @CHIP-RTOS operating system, which includes features like a real-time kernel, a full TCP/IP stack with a UDP/TCP socket interface, IEC61850 integrated and time synchronization via SNTP. Alternatively we can use the IEC 61850/61400-25 DLL (Dynamic Link Library) to communicate from a computer. [10]

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network and the integration of the PTP protocol for synchronizing tasks as shown in Fig.2 and as proposed in [18]. This scheme represents the IEC61850 PROTOCOL MAPPING PROFILE.

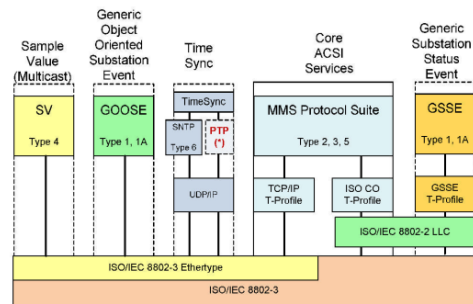


Fig.2- PROTOCOL MAPPING PROFILE.

The OMICRON IEDScout software, which is available at [11], was used to detect and subscribe GOOSE messages on the network. Several GOOSE messages that were transmitted on the network were detected by the EDSout software.

IEC61850 provides signal designations for application information produced, exchanged and consumed by devices.

The communication services provide the exchange of values in real-time (GOOSE and Sampled Values, based on Layer 2 Multicast) and in a client-server relation based on TCP/IP and higher layer protocols. The configuration language SCL describes all information of a system and the flow of the information between the devices of the system.

III. EXPERIMENTAL IEC61850-BASED SYSTEM FOR REAL-TIME COMMUNICATIONS IN SMARTGRID

The experimental system shown in Fig.3 is a complete system ready to test measurement and real time communications: The system is composed of a PCI1588-Master (GPS), two LM3S8962-Slave, two PMUs and two IPC@CHIP based systems.

For calibration of each of the experimental Slaves this system is based in the XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks.

For calibration of each PMU this system is based in the AC/DC power sources 9003iX-CTS with a high performance power analyzer.

For calibration of two IPC@CHIP the system is based in IEDScout software.

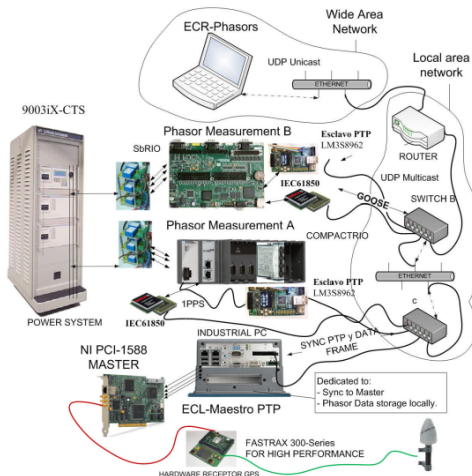


Fig.3- Phasor meters synchronization method.

It has been designed to provide highest stability level to the A/D conversion process. System has been over-dimensioned to provide enough room for future analysis, grid management and protection features. Main system components have been selected to comply "Level-0" IEEE 37.118 2005 requirements:

- **NI Single-Board RIO 9631:** Simultaneous 6-channel, 16-bit ADC, operating up to 51.2k Samples/s and FPGA synchronism.
- **PTP-LM3S8962:** features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588[3]. Submicrosecond synchronism error (when directly connected to PTP master).
- **IPC@CHIP SC123 and IPC@CHIP SC143:** with IEC61850 Client and Server Integration

A.1.- Issues with implementation of PCI1588- Master.

Fig.3 shows how the phasor meters units are synchronized with a NI PCI-1588 PTP Master who acts as the central system. This is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps), with PFI terminals and with a 10 MHz TCXO. TCXO is characterized by an initial accuracy of ± 1.5 PPM, a temperature stability (0° to 55° C) of ± 2 PPM and a aging per year of ± 1 PPM.

This Master oversees and manages the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. PTP Master sends multicast synchronism packets "sync and Delay_req" to every slave unit in order to synchronize their local clocks with the master unit one. PTP master local clock gets stabilized in turn from the GPS signal provided by a FasTrax IT321 for high performance and Ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal for synchronism of remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer [12][13].

A.2.- Issues with design and implementation of ARM- Slave.

The slave is developed by Stellaris LM3S8962 Evaluation Board Layout. The LM3S8962 microcontroller based on the ARM® Cortex™-M3 [14] controller core operating at 50 MHz. The LM3S8962 also features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP) [15]. High precision time stamps can be achieved with the support of specialized hardware interfaces in the physical layer of the network.

The software integrates the the Precision Time Protocol daemon (PTPd). It is a complete implementation of the IEEE 1588 specification for a standard non-boundary clock.

The following shows, in Fig.3, the message send and receive paths in a LM3S8962 microcontroller system running the Precision Time Protocol daemon PTPd [16]. For applications requiring very high-precision synchronization packets, the Ethernet Controller provides a means of generating precision timestamps in support of the IEEE Precision Time Protocol IEEE-1588 [15]. This feature is enabled by setting the TSEN bit in the Ethernet MAC Timer Support (MATCS) register. General-Purpose Timer must be dedicated to the Ethernet Controller for stores the receive time, and stores the transmit time.

IV. GRANDMASTER FOR EXPERIMENTAL TEST

The standard “XLI IEEE1588 GrandMaster Clock [17] provides a complete implementation of a Precise Time Protocol (PTP) “ordinary clock” over a dedicated IEEE 1588 card. The IEEE 1588 card can be configured to operate as a PTP grandmaster or as a PTP slave.

As a PTP grandmaster, the IEEE 1588 card typically synchronizes PTP slaves on the network to International Atomic Time (TAI). The XLI IEEE 1588 Clock derives TAI from the Global Positioning System (GPS). In addition, Symmetricom designed the XLI IEEE 1588 Clock so the user can distribute Coordinated Universal Time (UTC) or user-entered time over PTP.

The XLI’s Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks. The XLI IEEE 1588 Clock is characterized by the following nominal specification: Frequency Output Accuracy: $<2 \times 10^{-12}$, Frequency/Timing: Allan Deviation, Stability: 1×10^{-9} @ 1 sec, 2×10^{-10} @ 1000 sec y 1×10^{-12} @ 1 day. The XLI comes with the standard TCVCXO oscillator described below. The stability of the following oscillators is dependent on the reference source (GPS). GPS characterized by Tracking Up to 12 satellites with TRAIM, Position Accuracy Typically < 10 m when tracking four (4) satellites, TRAIM Mask $1 \mu\text{s}$, 1 PPS Accuracy UTC-USNO ± 30 ns RMS 100 ns Peak by a PPS accuracy within 15 ns to GPS/UTC.

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to Slave oscillator quality and PLL control [18], networking equipment, network traffic levels and network topology. System designers generally cannot easily modify slave oscillator and control. However, PTP settings and network design are under the control of the system designers.

Through careful network design, synchronization performance of measurement systems can be maintained. Network characterization is an important step for determining the fitness for high performance synchronization. Two parameters that aids the characterization process are “Packet Delay Variation” (PDV) and Slave PPS Time Error. PDV measures variations in the master to slave packet delay at the physical layer of the network. Measuring slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input “XLI IEEE 1588”.

V. EXPERIMENTAL TESTS.

The two slave units work by IEDs system architecture: An architecture with CompactRIO-9074 (400 MHz industrial real-time processor, 2M gate, 8-slot FPGA chassis for custom I/O timing and processing) and other architecture with SbRIO-9631 (266 MHz industrial real-time processor, 1M gate, with an assortment of analog, digital, and industrial I/O).

A.1 Test for the experimental Slaves.

Slave1.Test A: The expected performance of both PTP system (XLI-IEEE1588 MASTER, LM3S8962-PTPd SLAVE and CompactRIO-9074 acquire system) was tested by Symmetricom and Texas Instrument with the following conditions: synchronization was performed for 12 hours; test durations were 12 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps; for the switch test, a of non-1588 Ethernet traffic was present on the switch. The information is transmitted by a second socket UDP Unicast for the same channel RJ45 used for the synchronism PTP. A central team receives the frames.

- *Methods:* both RJ-45 PMU lines connected to an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx (CenTreCom FS709FC). A moderate amount of Ethernet traffic among two PMU devices connected to the same switch: every PMU generates traffic of 10 data frames (10×100 bytes) per second sending rates.

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output. Maximum peak value is about 1.26×10^{-5} . Additional traffic generates “sync” and “Delay_rep” packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 1.33×10^{-5} .

Slave2.Test B: Second prototype analysis. The expected performance of both PTP system (XLI-MASTER, PCI-1588 SLAVE and SbRIO acquire system) tested by Symmetricom and National Instrument with the same conditions and methods: synchronization was performed for 10 minutes before testing began; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps.

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output under the same conditions. Maximum peak value is about 2.35×10^{-7} . Additional traffic generates “sync” and “Delay_rep” packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 3.1×10^{-7} .

A.2 Test for the experimental PMUs.

An AC/DC power sources 9003iX-CTS with a high performance power analyzer. It applies a waves form precision for two phases simultaneously. The slaves are implemented in a LM3S8962 microcontroller. The same slave transmits to the central device the frames as the norm Synchrophasor Standard [1]. The method must emulate the traffic in a substation.

Table I – measurement delay phase for input two phases simultaneously.

| AC/DC Two phases | Phase deviation of the synchrophasor | |
|---------------------|--------------------------------------|--------|
| | Mean (100 cycles) | S.Dev. |
| 1° | 0.22° | 1.9m° |
| 2° | 0.23° | 4.0m° |
| 4° | 0.26° | 7.5m° |
| 6° | 0.27° | 7.7m° |
| 8° | 0.27° | 7.5m° |
| 10° | 0.28° | 7.6m° |

A.3 Test for the experimental communications system

The following Test focuses on the signals to be described and exchanged with IEC 61850. IEC 61850 provides signal designations for application information produced, exchanged and consumed by devices.

The communication services provide the exchange of values in real-time (GOOSE and Sampled Values, based on Layer 2 Multicast) and in a client-server relation based on TCP/IP and higher layer protocols. These basic features of IEC 61850 are depicted in Fig.4.

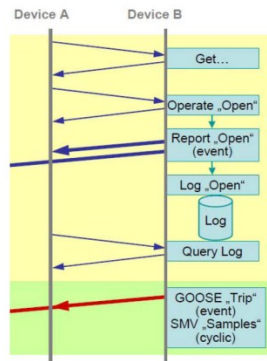


Fig.4- These basic features of IEC 61850.

The communication Architecture is depicted in Fig.5. The physical Inputs are connected to an PMU-B and the physical Outputs are connected to an PMU-A.

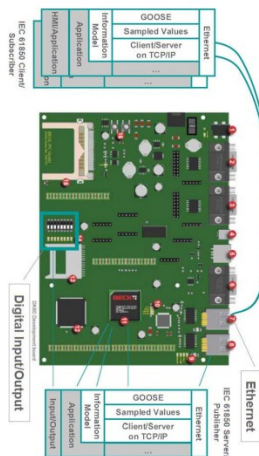


Fig.5- Architecture for IEC 61850 .

For the purpose of communication it is required to designate and format the information to be exchanged.

- *Methods with Slave1.Test A:* Device-B (PMU-B) provides information (Status, 3-phase electrical Measurements, sensor information, Engineering and Configuration information, that can be retrieved (Get) by Device B). Device-A (PMU-A) may operate something in Device B (open a breaker, start a program, etc.). A change of the breaker position may cause a report of the new value to a specific Device; or the change may be logged and queried for retrieval later on. These services use a client-server communication based on TCP/IP.

We use the IEC 61850/61400-25 DLL (Dynamic Link Library) to communicate from a computer. SystemCorp (Perth, Australia) and NettedAutomation offer three Application examples using the DLL: C Server Application (simple Console), C Client Application (simple Console) and "C#.Net" Client Application[10].

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output. Maximum peak value is about 1.26×10^{-5} . Synchronism with this error allows us to get the maximum transfer speed of IEC61850 to a computer in the same subnet. The data could reach the client in about 2.5 ms.

VI. CONCLUSIONS

The use of a PTP-based global system for synchronizing SmartGrids provides a secure communication channel with a delay to within 12 microseconds. We use a master PCI-1588 and its stability around 100ns.

The FPGA technology controls all task timing, capture and pre-processing and provides a deterministic method for phasor estimation.

We study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network and the IEC 61850-90-5 to transmit synchrophasor information according to IEEE C37.118. The first results are quite encouraging. Today we continue with more specific tests.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported partially by the Company Telvent Energy, Spain, through the project Malaga SmartCity under contract number 12009028. SmartCity's budget is partly financed by the European regional development fund (ERDF) with backing from the Junta de Andalucía and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology. The authors would like to thank the Spanish Ministry of Industry, Tourism and Trade for funding the Project TSI-020100-2010-484 which partially supports this work. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2010-19242-C03-02.

REFERENCES

- [1] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [2] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of Synchrophasors in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009
- [3] Begovic, M., Novosel, D., & Djokic, B. (2008). Issues related to the implementation of synchrophasor measurements. 41st Annual Hawaii International Conference on System Sciences, 164-164.
- [4] Chakrabarti, S.; Kyriakides, E.; Tianshu Bi; Deyu Cai; Terzija, V.; (2009) Measurements get together. IEEE Power and Energy Magazine, 7(1), 41-49.
- [5] Jiang, Z. (2009). Computational intelligence techniques for a smart electric grid of the future. Lecture Notes in Computer Science. 5551, 1191-1201.
- [6] Martin, K. E., Hamai, D., Adamiak, M. G., Anderson, S., Begovic, M., Benmouyal, G., et al. (2008). Exploring the IEEE standard C37.118-2005 synchrophasors for power systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 23(4), 1805-1811.
- [7] IEC 61850-8-1 Standard incorporate the SNTP protocol.
- [8] Yang Liu, Zivanovic, R., Al-Sarawi, S., Marinescu, C., Cochran, R., "A synchronized event logger for substation topology processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009, Page(s): 1 - 6
- [9] Erich W. Gunther, "Cybectec Substation Gateways", SmartGridnews.com, Publication Year: Nov 5, 2008.
- [10] IEC 61850/61400-25 DLL to communicate from a computer. SystemCorp (Perth, Australia) and Netted Automation.
- [11] IEDScout – Software tool for engineers work with IEC 61850, Version. 2.0, OMICRON electronics GmbH, 2009. Last accessed on 1st June, 2009.
- [12] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for RealTime Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33–40.
- [13] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.
- [14] Yang, G.H, Wen, B.Y., "A Device for Power Quality Monitoring Based on ARM and DSP", Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference, Publication Year: 2006, Page(s): 1 - 5.
- [15] IEEE Std 1588-2002, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2002) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [16] The Precision Time Protocol daemon (PTPd). Ptpd.sourceforge.net.
- [17] XLI IEEE 1588 Grandmaster. Symmetricom.
- [18] Eidson, J.C., Measurement, Control and Communication Using IEEE 1588. (2006). Springer-Verlag London Limited, Lond.

ANEXO F

Synchronism with Software-Based IEEE 1588–2008 for Smart Grid.

Congreso: “2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)”.

Autores: Pallares-López, V.; Moreno-Munoz, A.; González-Redondo, M.; Real-Calvo, R.; Moreno-García, I.M.; Flores Arias, J.M.; de Castro, A.G.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 18 de Agosto 2011. Páginas: 1237 - 1242.

E-ISBN: 978-1-4244-9311-1. Id. digital [10.1109/ISIE.2011.5984335](https://doi.org/10.1109/ISIE.2011.5984335).

Synchronism with Software-Based IEEE 1588-2008 for Smart Grid

Víctor Pallares-Lopez⁽¹⁾, A. Moreno-Muñoz⁽¹⁾, M. Gonzalez-Redondo⁽¹⁾, R. Real-Calvo, I. M^a. Moreno-García⁽¹⁾
Jose Maria Flores Arias⁽¹⁾, Aurora Gil de Castro⁽¹⁾

⁽¹⁾Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC, Electronics and TE. University of Cordoba
Cordoba. SPAIN
vpallares@uco.es

Juan José Gonzalez de la Rosa⁽²⁾,

⁽²⁾Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics.
University of Cadiz. Algeciras
Cadiz. SPAIN
juanjose.delarosa@uca.es

Abstract – We propose a new synchronized event technique for SmartGrid. A Software-Based IEEE 1588-2008 synchronized event for Energy Measurements System (EMS) and for Intelligent Electronics Devices (IEDs). This Electronic Device comprise two main technologies: a NI cRIO-9074 integrating the acquisition and synchronization and a NI PCI_1588 card for Master task. For the essays we have defined one experimental system for high precision Synchronism.

I. INTRODUCTION

This paper proposes a Software-Based IEEE 1588-2008 for synchronized event in Smart Grid. A NI PCI_1588 card is used as an experimental feasible Master managed by the virtual instruments implemented in the LabVIEW environment and experimental IED equipped with a NI cRIO-9074. It integrates a reconfigurable FPGA and embedded real-time controller.

The two most important variables in designing a timing and synchronization scheme are synchronization precision and the distance between the system nodes. System designers

This trade-off between precision and distance presents a problem: to get a high precision of synchronization, we must have a clock with high frequency and accuracy, which can degrade as the distance between chassis, or nodes, increases. In most systems, you know the distances you must design for. We may have a single node, a group of nodes in one location, or multiple nodes that are spread out over a greater distance. Based on this, we must decide if you can successfully transmit the clock and trigger signals over this distance without too much degradation. If you cannot, then you must use a time reference to relay the clock domain information. Figure 1 shows the precision versus distance graph for physically connected and time-referenced synchronization systems.

The precision versus distance graph shows that as the distance between nodes increases past a certain point, we cannot physically connect the clock and trigger lines for each node together anymore. You need another method of conveying the clock and trigger signals from the master node to the other slave nodes in the system. This method, examined later, is called time-referenced synchronization.

At present, synchronized measurements based on an accurate time reference, e.g. GPS (Global Positioning System), provide the missing link now allowing more efficient use of phasor data [2]. This phasor meters are very geographically dispersed through wide areas and still capture electrical waveforms on a synchronized way with a precision up to the microsecond range. The synchronization requirements are very close to the ones imposed to systems working with a unique clock.

Wide area measurement systems use the technologies of synchronized phasor measurements and modern communications, monitoring and analyzing the current operation status of wide-area power system, and serving the real-time controls and operations in power systems [3].

For improving reliability of protective relay in the digital and analog protection testing, it has paid particular attention to the use of real failure data, recorded using a Digital Fault Recorder (DFR) or a Phasor Measurement Unit (PMU) to test

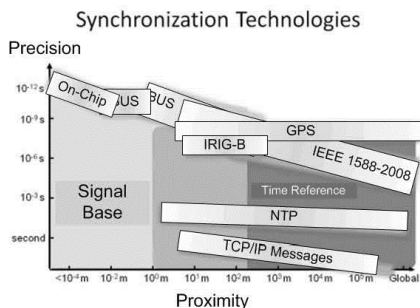


Fig. 1. Precision versus Distance Graph TEM

must take into account the limitations created by these variables because as transmission distance increases, it is more difficult to share signals between systems to keep them synchronized [1].

the performance of the protection device of an effective and practical way [4].

We propose a new synchronized technique for SmartGrid. A PTP-Based Global System has been defined and an Experimental PTP-Based System has been developed to provide synchronized in SmartGrid. It implements the Precision Time Protocol (PTP) to perform time stamping for these IEDs.

Both approaches present obvious drawbacks. For the first one, all the remote units need to be located in points from where at least four GPS satellites could be seen at every moment. This requirement is not always technically feasible. The second technical alternative, based on optical fiber lines have to be deployed through vast geographically areas, is well suited for industrial environments, but it turns into a very expensive option in other cases.

For example, synchrophasor Standard [5] imposes critical synchronism requirements. To keep TVE Level-0 (highest) below 1% threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency for electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error of 0.18°. Furthermore, this technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [6].

II. PTP-BASED GLOBAL SYSTEM FOR SYNCHRONIZED EVENT SMART GRID

Synchronized measurement technology (SMT) can significantly improve the performance of Embedded Systems (ES) [7] [8] [9]. At present, phasor measurement units (PMU) can be considered as SMT devices commonly used in power system applications [10].

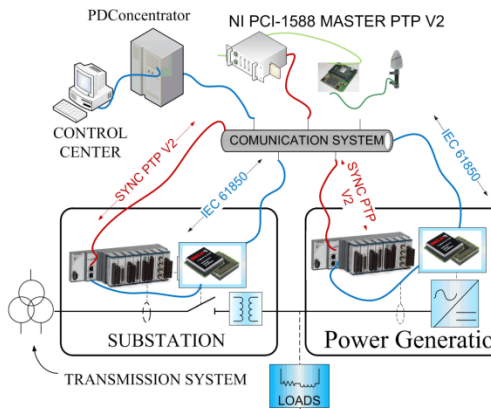


Fig.2 PTP-BASED GLOBAL SYSTEM

A significant advantage of using SMT is that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp, which will facilitate the transition from a conventional measurement system, based on SCADA, towards a more

intelligent measurement system using synchronized measurements from geographically distant locations. This feature is essential to develop the SmartGrid concept.

Thus, for synchronizing Smart Grids the use of a PTP-based global system can provide a secure communication channel with a delay that does not compromise the correct operation of the global system. This would imply the advantage of reusing the infrastructure of existing telecommunications networks to transmit synchronism information between PMUs. The Fig.2 shows an example of generic application of PMUs in Smart Grids.

Multiple IEDs sharing data or control commands results in new distribution protection, control and automation functions. This has the potential to supersede and eliminate much of the dedicated control wiring in a substation, plus costly special purpose communication channels between the stations and power network.

Standardization enables the integration of the equipment and systems for controlling the electric power process into complete system solution, which is necessary to support utilities processes. It ensures interoperability of equipment and systems by providing compatibility between interfaces, protocols and data models. With IEC61850's standardization of data acquisition and description methods, integration efforts are reduced [11].

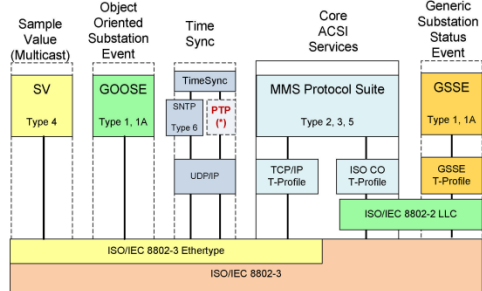


Fig.3- PROTOCOL MAPPING PROFILE.

The data concentration function also requires supporting a wide range of communications protocols. And they should support the newer standard protocols for both IEDs and SCADA masters. Standard protocols such as DNP3™, IEC 60870-5 and IEC61850 (including GOOSE) may be needed now or in the future. When applicable, both serial and LAN formats should be specified. User-friendly features such as configuration templates for all protocols can reduce the configuration time considerably [12].

In addition, Network Time Protocol (NTP), Simple Network Time Protocol (SNTP), and the Precision Time Protocol (PTP) may be required to allow time synchronization over the network. We also study the possibility of adding functionality to transmit GOOSE messages on an Ethernet network and the integration of the PTP protocol for synchronizing tasks (Fig.3) as proposed in [11]. This scheme represents the IEC61850 PROTOCOL MAPPING PROFILE.

configuration templates for all protocols can reduce the configuration time considerably [9].

In addition Network Time Protocol (NTP), Simple Network Time Protocol (SNTP), and the Precision Time Protocol (PTP) may be required to allow time synchronization over the network. We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network and the integration of the PTP protocol for synchronizing tasks Fig.3 as proposed in the paper [18]. This scheme represents the IEC61850 PROTOCOL MAPPING PROFILE.

The OMICRON IEDScout software, which is available at [27], was used to detect and subscribe GOOSE messages on the network. Several GOOSE messages that were transmitted on the network were detected by the EDScout software.

III. EXPERIMENTAL PTP-BASED SYSTEM FOR EVENT IN SMARTGRID.

The experimental system is a complete system Fig.4 ready to measure the outside: The system is composed of a PCI1588-Master (GPS), two NI CompactRIO system. For calibration of each of the experimental Slaves: this system is based in the XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks.

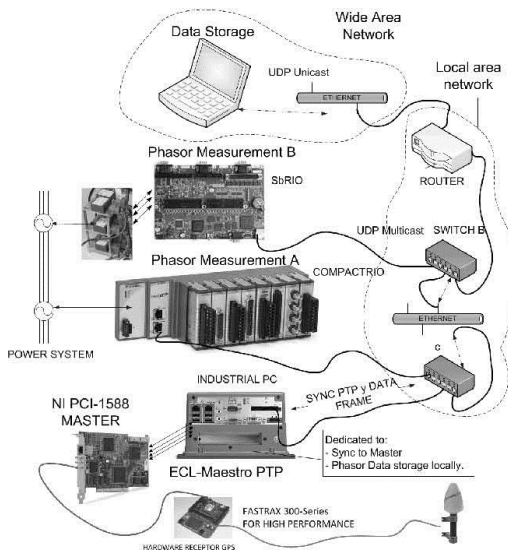


Fig.4- Phasor meters synchronization method.

It has been designed to provide highest stability level to the A/D conversion process. System has been over-dimensioned to provide enough room for future analysis, grid management and protection features:

- **NI Single-Board RIO 9631:** Simultaneous 6-channel,

16-bit ADC, operating up to 51.2k Samples/s and FPGA synchronism.

- **NI cRIO-9074:** features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588 v2[3]. Submillisecond synchronism error (when directly connected to PTP master).

A.1.- Issues with implementation of PCI1588-Master.

Fig.4 shows how the meters units are synchronized with a NI PCI-1588 PTP Master who acts as the central system. This is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps), with PFI terminals and with a 10 MHz TCXO. TCXO is characterized by an initial accuracy of ± 1.5 PPM, a temperature stability (0° to 55° C) of ± 2 PPM and a aging per year of ± 1 PPM.

This Master oversees and manages the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. PTP Master sends multicast synchronism packets "sync and Delay_req" to every slave unit in order to synchronize their local clocks with the master unit one. PTP master local clock gets stabilized in turn from the GPS signal provided by a FasTrax IT321 for high performance and Ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal for synchronism of remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer[17][22].

A.2.- Issues with design and implementation of CompactRIO-Slave.

The level of precision achievable using the PTP protocol depends heavily on the jitter (the variation in latency) present in the underlying network topology. Point-to-point connections provide the highest precision. Hubs impose relatively little network jitter. Under very low or no network load, Layer 2 switches have a very low processing time, typically 2 to 10 μ s plus packet reception time, and have low latency jitter of about 0.4 μ s. But with network switches, a single queued maximum length packet imposes a delay for the following packet of about 122 μ s, and under high load conditions, more than one packet can be in the queue. Prioritization of packets, eg: IEEE 802.1p, does not fully solve the problem, as at least one long packet can be in front of a synchronization packet and so will impose up to 122 μ s to the jitter of transmission.

An effective way to reduce the effect of jitter in Ethernet based IEEE 1588 v2 networks is the use of IEEE 1588 boundary clocks or transparent switches. A switch acting as a boundary clock runs the PTP protocol, and is synchronized to an attached master clock. The boundary clock in turn acts as a master clock to all attached slaves. With this approach, all internal latencies and jitter in the switch can be compensated and do not affect synchronization accuracy..

A.3.- Synchronism method.

LabVIEW 2010 introduces a new clock available to NI-TimeSync. The IEEE Standard 1588 plug-in available with NI-TimeSync 1.1 provides a clock reference that is

We can also emphasize that with this system we appraise the deviation in nanoseconds between the pulse per second and the most nearby sample with a timer of high resolution. This displacement adds to the received TimeStamp.

A.4.- Data sampling and processing issues

“Level-0” complaint requirements force us to use high data sampling rates. First estimations lead us to consider a data sampling range among 256 and 1024 samples per cycle (12.8KSamples/s to 51.2KSamples/s).

Data sampling rate must be kept as low as possible, since it considerably increases the already high computational load required for correlation DFT and FFT phasor estimation methods [18]. When nominal frequency remains constant, phasor estimations for N samples per cycle can be obtained [19] on a continuous basis from a correlation DFT. Between sampling and sampling are calculated each of the terms of the DFT to guarantee the processing in real-time.

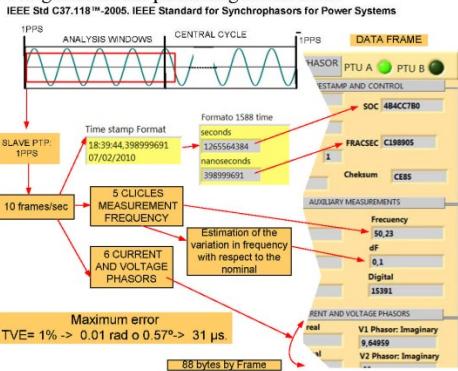


Fig.5 - Data Frame definition.

An electrical disturbance has effect on several analysis windows, first with the quality factor increasing to reach a maximum and then again decreasing until an acceptable value is reached [19][20]

Fig.5 shows how tasks are scheduled for every second interval. Voltage and current phasor estimations, timestamp, measured frequency and frequency deviation with regard to analysis window data are informed on a regular basis (25 or 50 data frames per second sending rates). The information is transmitted by a channel UDP Unicast. A central team receives the frames of two experimental IEDs.

IV. EXPERIMENTAL TESTS.

The slave units work by IEDs system architecture: An architecture with CompactRIO-9074 (400 MHz industrial real-time processor, 2M gate, 8-slot FPGA chassis for custom I/O timing and processing) and other architecture with SbRIO-9631 (266 MHz industrial real-time processor, 1M gate, with an assortment of analog, digital, and industrial I/O). Between the slaves and the network we use a IPC@CHIP DK61 development kit from Beck to implement IEC 61850 functionality. The DK61 development kit has two

Ethernet port, and we use one of them to connect to the IED and the other to the network.

The test focuses on the signals to be described and exchanged with IEC 61850. IEC 61850 provides signal designations for application information produced, exchanged and consumed by devices.

The communication services provide the exchange of values in real-time (GOOSE and Sampled Values, based on Layer 2 Multicast) and in a client-server relation based on TCP/IP and higher layer protocols. These basic features of IEC 61850 are depicted in Fig.6.

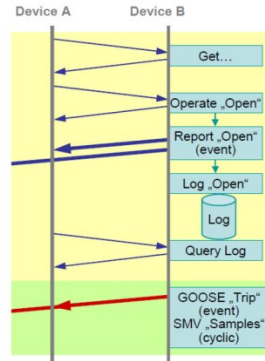


Fig.6- Basic features of IEC 61850.

The communication Architecture is depicted in Fig.7. The physical Inputs are connected to a PMU-B and the physical Outputs are connected to a PMU-A.

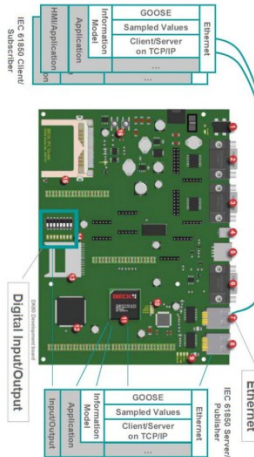


Fig.7- Architecture for IEC 61850.

For the purpose of communication it is required to designate and format the information to be exchanged.

- *Methods with Slave1.Test A:* Device-B (PMU-B) provides information (Status, 3-phase electrical Measurements, sensor information, Engineering and Configuration information), that can be retrieved (Get) by Device A. Device-A (PMU-A) may operate something in Device B (open a breaker, start a program, etc.). A change of a breaker position may cause a report of the new value to a specific Device; or the change may be logged and queried for retrieval later on. These services use a client-server communication based on TCP/IP.

In IEC 61850 there are several categories of Data Objects that provides various aspects of the monitoring process, like status information. IEC 61850-7-3 provides several attributes of the status, like Timestamp. It is possible to send GOOSE messages containing this information. GOOSE messages are sent to by multicast to any IEDs connected to the same subnetwork.

For evaluation purpose we use the IEC 61850/61400-25 free DLL (Dynamic Link Library) from Systemcorp (Perth, Australia) to communicate from a computer. SystemCorp and Nettek Automation offer three Application examples using the DLL: C Server Application (simple Console), C Client Application (simple Console) and "C#/Net" Client Application (runs under XP, Vista, Windows 7).

V. CONCLUSIONS

With experimental PTP-based V1 system [21], substation events could be synchronized within 12 microseconds. TVE requirements limit time error to be lower than 31 μ s.

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network with IEEE 1588-2008 synchronization.

With experimental PTP-based V2 system proposed in this paper we hope to achieve accuracy within some 100 nanoseconds. Some important enhancements [22], among others, are: enablers for increased accuracy higher timestamp resolution, shorter sync intervals, correction field, rapid reconfiguration after network topology changes, fault tolerance, unicast operation and new mappings (for example, PTP directly on Ethernet MAC layer, without IP/UDP).

Synchronism with this error allows us to get the maximum transfer speed of IEC61850 to a computer in the same subnet. The data could reach the client in about 2.5 ms.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was supported partially by the Company Telvent Energy, Spain, through the project Malaga SmartCity under contract number 12009028. SmartCity's budget is partly financed by the European regional development fund (ERDF) with backing from the Junta de Andalucía and the Ministry of Science and Innovation's Centre for the Development of Industrial Technology. The authors would like to thank the Spanish Ministry of Industry, Tourism and Trade for funding the Project TSI-020100-2010-484 which partially supports this work. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2010-19242-C03-02(03).

REFERENCES

- [1] Timing and Synchronization Systems. Planning for Synchronization. <http://zone.ni.com>.
- [2] Andrea Carta, Nicola Locci, Carlo Muscas, Member, IEEE, and Sara Sulis, Member, IEEE, "A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks", IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [3] Hong Li, Weiguo Li, "A new method of power system state estimation based on wide-area measurement system" Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICIEA.2009.5138565 Publication Year: 2009, Page(s): 2065 – 2069.
- [4] Du, X.W., Liu, D.C.; Li, Y., "Mixed Digital/Analog Testing System for Relay Protection of Power System", Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE, Publication Year: 2007, Page(s): 407 – 410
- [5] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [6] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of synchrophasor measurements in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009
- [7] Begovic, M., Novosel, D., & Djokic, B. (2008). Issues related to the implementation of synchrophasor measurements. 41st Annual Hawaii International Conference on System Sciences, 164-164.
- [8] Chakrabarti, S.; Kyriakides, E.; Tianshu Bi; Deyu Cai; Terzija, V.; (2009) Measurements get together. IEEE Power and Energy Magazine, 7(1), 41-49.
- [9] Jiang, Z. (2009). Computational intelligence techniques for a smart electric grid of the future. Lecture Notes in Computer Science. 5551, 1191-1201.
- [10] Martin, K. E., Hamai, D., Adamiak, M. G., Anderson, S., Begovic, M., Benmouyal, G., et al. (2008). Exploring the IEEE standard C37.118-2005 synchrophasors for power systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 23(4), 1805-1811.
- [11] Yang Liu, Zivanovic, R., Al-Sarawi, S., Marinescu, C., Cochran, R., "A synchronized event logger for substation topology processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009, Page(s): 1 - 6
- [12] Erich W. Gunther, "Cybectec Substation Gateways", SmartGridnew.com, Publication Year: Nov 5, 2008.
- [13] IEDScout – Software tool for engineers work with IEC 61850, Version 2.0, OMICRON electronics GmbH, 2009. Available at: <http://www.omicron.at/en/products/pro/communication-protocols/iec-61850/iedscout/>, last accessed on 1st June, 2009.
- [14] IEEE Std 1588-2002, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2002) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [15] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for RealTime Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33-40.
- [16] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.
- [17] Moreno-Munoz, A., Pallares, V., Flores, J.M., de la Rosa, J.J.G., "DSP algorithm for the real time detection of power quality surge transients", Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference, Publication Year: 2009, Page(s): 2690 – 2694.
- [18] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007
- [19] Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. A.G. Phadke • J.S. Thorp. EDIT. Springer, 2008. ISBN: 978-0-387-76535-8.

- [20] DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK. Rulph Chassaing. EDIT. JOHN WILEY & SONS, INC., 2002. ISBN 0-471-22112-0.
- [21] Pallarés-López, V., Moreno-Muñoz, A., De La Rosa, J.J.G., Real-Calvo, R. (2010). "An IEEE1588-BASED system for synchronized PMUs and protective relaying functions". SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion , art. no. 5542201, pp.593-598.
- [22] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE:" A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems". IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.

ANEXO G

An experimental IEEE1588-BASED system for synchronized phasor measurement in electric substation.

Congreso: “2010 the 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)”.

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Muñoz, A.; Torrellas, M.P.; García, I.M.M.; de la Rosa, J.J.G.

Fecha de publicación: 23 de Julio 2010. Páginas: 942 - 947.

E-ISBN: 978-1-4244-5046-6. Id. digital: [10.1109/ICIEA.2010.5515698](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2010.5515698)

A Experimental IEEE1588-BASED System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Substation

Victor Pallarés-López^{1,2}, Antonio Moreno-Muñoz^{1,2}, Manuel Polonio Torrellas^{1,2}, Isabel M^a. Moreno García^{1,2}

¹Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC, Electronics and TE, University of Córdoba, Córdoba, SPAIN
vpallares@uco.es, amoreno@uco.es

Juan José Gonzalez de la Rosa²,
²Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics,
University of Cadiz, Algeciras
Cadiz, SPAIN
juanjose.delarosa@uca.es

Abstract – The proposed technique synchronizes substation Event for Wide area measurement system (WAMS). Specifically for phasor meters with synchronism needs up to the microsecond range. This Intelligent Electronic Devices (IEDs) experimental PTP-BASED system comprise three main technologies: a PTP slave LM3S8962 microcontroller, a floating point DSP (TMS320C6713) and a six simultaneous channel analog to digital converter (ADP8365) for the three current and voltage signals. For Master task a NI PCI 1588 card and a Symmetricom's XL1 IEEE1588 GrandMaster system for test. For the essays we have defined 3 types of experimental systems: for substation measurements, for laboratory measurements and for high precision Synchronism test.

Keywords synchronized pharos measurement, time synchronization, Synchrophasor, IEEE 1588, DSP, PTP, IEDs, WAMS, DFR, PMU.

I. INTRODUCTION

This paper proposes a experimental PTP-based system for synchronized phasor measurement. A NI PCI 1588 card as an experimental feasible Master managed by the virtual instruments implemented in the LabVIEW environment and (IED) experimental equipped with a PTPd slave LM3S8962 microcontroller. The objective is to reach a compromise between quality and cost for the future development of Industrial IEDs. At present, synchronized measurements based on an accurate time reference, e.g. GPS (Global Positioning System), provide the missing link now allowing more efficient use of phasor data [7]. This phasor meters are very geographically dispersed through wide areas and still capture electrical waveforms on a synchronized way with a precision up to the microsecond range. The synchronization requirements are very close to the ones imposed to systems working with a unique clock.

Nowadays this can be accomplished by using a GPS receiver for every metering point, since the pulse per second (PPS) signal has the same precision regardless of their geographical position [7]. Relative phase position of AC voltages and currents in different substation of an electric power distribution system determines the stability and the dynamic performance of the system [9][18], have raised the

need for accurate synchronized phasor measurement at various locations.

Wide area measurement system utilizing the technologies of synchronized phasor measurements and modern communications, monitoring and analyzing the current operation status of wide-area power system, and serving the real-time controls and operations in power systems [12].

The collected data are used to determine the substation topology before applying Energy Measurement System (EMS) functions from a control center [10].

For improving reliability of relay protection, digital and analog protection testing has been drawn more attention with, especially utilizing actual fault data recording by digital fault recorder (DFR) or phasor measurement unit (PMU) to test the performance of protection device is an effective way and has great practical significance[13].

We propose a new synchronized pharos technique for substations. A experimental PTP-BASED system has been developed to provide synchronized on substation. Implements the Precision Time Protocol (PTP) to perform time stamping for substation IEDs.

Both approaches present obvious drawbacks. For the first one, all the remote units need to be located in points from where at least four GPS satellites could be seen at every moment. This requirement is not always technically feasible. The second technical alternative is well suited for industrial environments, but it turns into a very expensive option when optical fiber lines have to be deployed through vast geographically areas.

Synchrophasor Standard [2] imposes critical synchronism requirements. To keep TVI(Level-0) (highest) below 1% (threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error of 0.18°. Furthermore, our technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [16].

for the time-stamping of acquired data, and PTP provides a common time-base for time-triggered data acquisition.

The following shows Fig.2 the message send and receive paths in a LM3S8962 microcontroller system running PTPd [14]. For applications requiring very high-precision synchronization packets, the Ethernet Controller provides a means of generating precision timestamps in support of the IEEE Precision Time Protocol IEEE-1588[3]. This feature is enabled by setting the TSEN bit in the Ethernet MAC Timer Support (MATCS) register. General-Purpose Timer must be dedicated to the Ethernet Controller for stores the receive time, and stores the transmit time.

A.3.- Synchronism method.

PTPd LM3S8962 provides a high stability high-frequency output signal. This signal can be used as clock for the ADC. If 5MHz signal is configured, input signals can be sampled up to 250K Samples/s. Six-channel conversion process, thus takes 20 clock cycles to complete with the maximum stability guaranteed. This LM3S8962 microcontroller output signal must be used as clock input signal for the real time PRD BIOS managing the DSP. PRD controls all task timing.

This LM3S8962 microcontroller also provides a PPS signal with the same stability features and TimeStamp with SPI Channel. This signal enables us to re-synchronize sampling Fig.3 and "Data Frame" sending processes by asking PTP master exact PPS timestamp. "Data Frame" messages enclose phasor, time and frequency information.

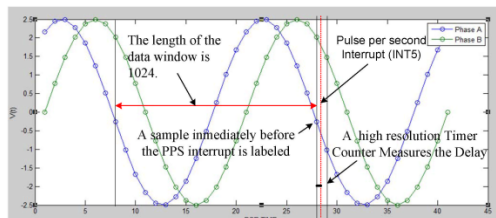


Fig.3 - Synchronism method

The TMS320C6713 CLK module provides a real-time clock. This clock can be used to measure the passage of time in conjunction with STS accumulator objects [8], as well as to add timestamp messages to event logs. Both the high resolution times are stored as 32-bit values. The value restarts at 0 when the maximum value is reached. When the CLK Manager is enabled on the C6000 platform, the timer counter register is incremented every four CPU cycles (250MHz). Therefore the resolution is of 16ns.

Also we can emphasize that with this system we appraise the deviation in nanoseconds between the pulse per second and the most nearby sample with a timer of high resolution (16ns). This displacement adds to the received TimeStamp.

A.4.- Data sampling and processing issues

"Level-0" complaint requirements force us to use high data sampling rates. First estimations lead us to consider a data sampling range among 256 and 1024 samples per cycle (12.8KSamples/s to 51.2KSamples/s).

Data sampling rate must be kept as low as possible, since it considerably increases, the already high computational load required for correlation DFT and FFT phasor estimation methods [11]. When nominal frequency remains constant, phasor estimations for N samples per cycle can be obtained [5] on a continuous basis from a correlation DFT.

Between sampling and sampling are calculated each of the terms of the DFT to guarantee the processing in real-time.

An electrical disturbance has effect on several analysis windows, first with the quality factor increasing to reach a maximum and then again decreasing until an acceptable value is reached [5][6]

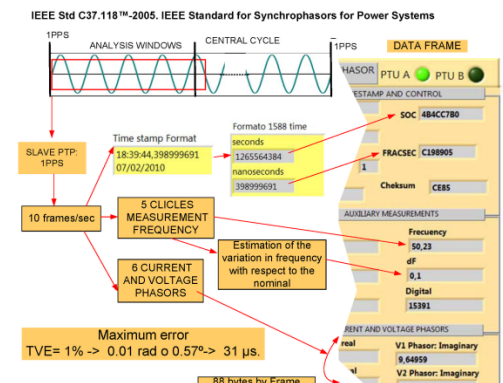


Fig.4 - Data Frame definition.

Fig.4 shows how tasks are scheduled for every second interval. Voltage and current phasor estimations, timestamp, measured frequency and frequency deviation with regard to analysis window data are informed on a regular basis (25 or 50 data frames per second sending rates). The information is transmitted by a channel UDP Unicast. A central team receives the frames of two experimental IEDs.

B. Experimental System for phasors calibration.

For this type of essays we use one NI PCI-1588 working as slave. This card incorporates one Real Time System Integration (RTSI) .

All modules, connected with a RTSI cable, receive the same RTSI signals. This feature makes the RTSI lines convenient in situations where you want, for example, to start an acquisition on several devices at the same time, because all modules will receive the same signal. To use RTSI signals to

communicate with other NI PCI modules, you need RTSI cabling to connect the signals between the boards.

In this project we have chosen to use them as source of synchronism for our external PMUs. For the external connection we have chosen for a cable and a connector type D connected to one of the inputs of a free slot PCI. In the Fig.5 it is possible to see as it spreads to synchronize the PMU. In the box of connection 8 signs RTSI are available.

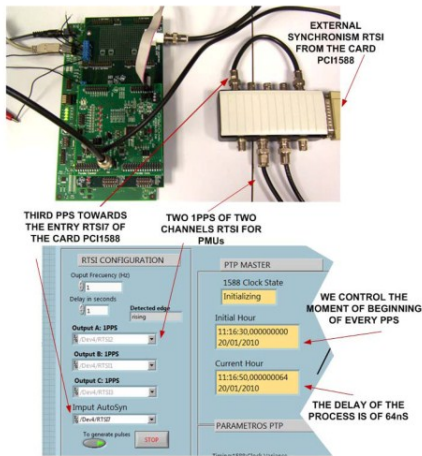


Fig.5 - EID Architecture.

All the signal RTSI of exit are generated from the oscillator IEEE1588. The phase errors between the pulses RTSI are minimal and some 5ns. With this method we guarantee the simultaneity of the pulses for two different PMU. In one of the phases of the analysis it is interesting to us to determine the errors exclusively due to the apprehension and the prosecution of two PMUs.

With this method we annul the errors for different PPS and for the analogical earnings two signs sinusoidal of 20Vpp and 50Hz proceeding from a Generator of professional. In these conditions the errors are almost exclusively attributable to the architecture of the PMU.

C. GrandMaster for experimental Test

The standard "XLI IEEE1588 GrandMaster Clock[1], as can be seen on Fig.6, provides a complete implementation of a Precise Time Protocol (PTP) "ordinary clock" over a dedicated IEEE 1588 card. The IEEE 1588 card can be configured to operate as a PTP grandmaster or as a PTP slave.

As a PTP grandmaster, the IEEE 1588 card typically synchronizes PTP slaves on the network to International Atomic Time (TAI). The XLI IEEE 1588 Clock derives TAI from the Global Positioning System (GPS). In addition, Symmetricom designed the XLI IEEE 1588 Clock so the user

can distribute Coordinated Universal Time (UTC) or user-entered time over PTP.

The XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks. The XLI IEEE 1588 Clock is characterized by the following nominal specification: Frequency Output Accuracy: $< 2 \times 10^{-12}$, Frequency/Timing: Allan Deviation, Stability: 1×10^{-9} @ 1 sec, 2×10^{-10} @ 1000 sec y 1×10^{-12} @ 1 day. The XLI comes with the standard TCVCXO oscillator described below. The stability of the following oscillators is dependent on the reference source (GPS). GPS characterized by Tracking Up to 12 satellites with TRAIM, Position Accuracy Typically $< 10m$ when tracking four (4) satellites, TRAIM Mask 1 μS , 1 PPS Accuracy UTC-USNO ± 30 ns RMS 100 ns Peakby a PPS accuracy within 15 ns to GPS/UTC.

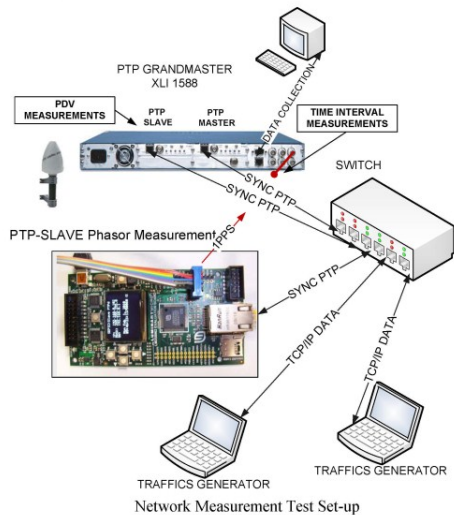


Fig.6-

Network Measurement Test Set-up

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to Slave oscillator quality and PLL control[4], networking equipment, network traffic levels and network topology. System designer generally cannot easily modify slave oscillator and control. However, PTP settings and network design are under the control of the system designer.

Through careful network design, synchronization performance of measurement systems can be maintained. Network characterization is an important step for determining the fitness for high performance synchronization. Two parameters that aids the characterization process are "Packet Delay Variation" (PDV) and Slave PPS Time Error. PDV measures variations in the master to slave packet delay at the physical layer of the network. Measuring slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope

or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input "XLI IEEE 1588".

III. EXPERIMENTAL TESTS.

The two slave units work by EID system architecture. An AFG3022B Arbitrary/Function Generator applies a wave form precision for two channels simultaneously. The slave unit 1 is implemented in a LM3S8962 microcontroller. The slave unit 2 is equipped with a 3.20 GHz processor with 2GB (2 x 1 GB) 667 MHz DDR2 RAM memory and with NI PCI-1588 PTP. The same slave transmits to the central device the frames as the norm Synchrophasor Standard [2]. The method must emulate the traffic in a substation.

Slave1. Test A: First prototype analysis Fig.6. The expected performance of both PTP system (XLI-IEEE1588 MASTER and LM3S8962-PTPd SLAVE) tested by Symmetricom and Texas Instrument with the following conditions: synchronization was performed for 10 minutes; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps; for the switch test, a of non-1588 Ethernet traffic was present on the switch. The information is transmitted by a second socket UDP Unicast for the same channel RJ45 used for the synchronism PTP. A central team receives the frames.

We use two methods:

- *Methods-1:* both RJ-45 RTU lines connected to an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx (CenTreCom FS709FC). A moderate amount of Ethernet traffic among two PMU devices connected to the same switch; every PMU generates traffic of 10 data frames (100bytes) per second sending rates.

- *Methods-2:* both RJ-45 RTU lines connected to an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx (CenTreCom FS709FC), every PMU generates traffic of 100 data frames (100bytes) per second sending rates. A emulated software provides the option to specify the block size of the file transfers. This can be used to vary the length of the packet traffic based on the frames generated by a Synchrophasor Standard [2].

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output Fig.7. Maximum peak value is about 1.26×10^{-5} . Additional traffic generates "sync" and "Delay_rep" packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 1.33×10^{-5} .

Slave2. Test B: Second prototype analysis. The expected performance of both PTP system (XLI-MASTER and PCI-1588 SLAVE) tested by Symmetricom and National Instrument with the same conditions and methods: synchronization was performed for 10 minutes before testing began; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps.

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output under the same conditions Fig.8. Maximum peak value is about 2.35×10^{-7} . Additional traffic generates "sync" and "Delay_rep" packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 3.1×10^{-7} .

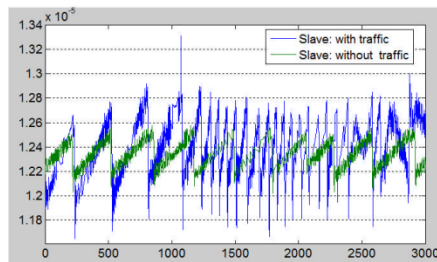


Fig.7- PTP Slave PPS M9S8962 PPS error (phase delay) under traffic and non-traffic conditions.

The differences between the quantities measured by the master and by the slave have been evaluated and statistically analyzed Table I:

| Test | 1PPS error:Delay Phase | | Phase deviation of the synchrophasor | |
|--------|------------------------|--------|--------------------------------------|--------|
| | Mean | S.Dev. | Mean | S.Dev. |
| TAMe-1 | 1.23E-5 | 1.1E-7 | 0.222° | 1.9m° |
| TAMe-2 | 1.24E-5 | 2.2E-7 | 0.223° | 4.0m° |
| TBMe-1 | 1.45E-7 | 2.7E-8 | 0.003° | 0.5m° |
| TBMe-2 | 1.48E-7 | 3.9E-8 | 0.003° | 0.7m° |

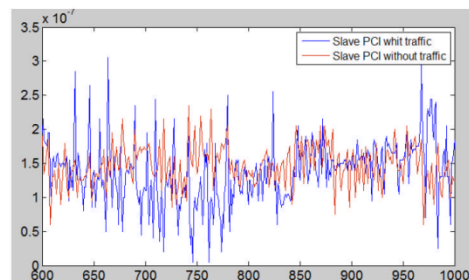


Fig.8- PTP Slave PCI-1588 error (phase delay) under traffic and non-traffic conditions.

When system behavior degrades in such a way that TVE threshold is surpassed, phasor estimations cannot be correlated with the ones coming from points with better stability conditions. To prevent or reduce stability issues, alternative network topologies can be evaluated:

Share synchronism and data paths but using only PTP switches. Existing studies [4][21] demonstrate that with PTP switches and a flat network topology both communication paths can be unified.

The use of ordinary switches or router should be avoided in critical timing application where sub-microseconds or better accuracy is needed. In these cases Transparent Clocks (TCs) and Boundary Clocks (BCs) should be utilized. This work [20] investigated about advantages from the use of these devices using the IEEE 1588-2008.

III CONCLUSIONS

With experimental PTP-based system, the substation events can be well synchronized to within 12 microseconds. TVE requirements [2], limit time error to be lower than 31µs. Nevertheless with a slave PCI-1588 for test recovers its stability around 150ns. The tests are very similar to [16][19] with a PXI system. There are two fundamental differences: For Test, the XLI GrandMaster system for testing is of better quality and the experimental system is oriented to the design of EID experimental full with a PTP slave adapted to the needs of the application.

For prototype to reach nanosecond error and for future test users XLI IEEE-1588 Grandmaster Clock supports PTP version 2, Slave LM3S8962 whit PTPv2. Synchronization accuracy within some 100 nanoseconds can be achieved. Some important enhancements [20], among others, are: enablers for increased accuracy (higher timestamp resolution, shorter sync intervals, correction field), rapid reconfiguration after network topology changes, fault tolerance, unicast operation, new mappings (for example, PTP directly on Ethernet MAC layer, without IP/UDP).

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network. Brings the benefits of the IEC 61850 standard to SCADA systems in a large number of substations

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2009-08988. Our unforgettable thanks to the trust we have from the Andalusia Government for funding the Research Unit PAIDI-TIC-168 in Computational Instrumentation and Industrial Electronics.

REFERENCES

- [1] XLI IEEE 1588 Grandmaster, http://www.symmtm.com/products_gps_XLI_IEEE_1588.asp
- [2] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [3] IEEE Std 1588-2002, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2002) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [4] Eidson, J.C., Measurement, Control and Communication Using IEEE 1588. (2006). Springer-Verlag London Limited, Lond.
- [5] Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. A.G. Phadke • J.S. Thorp. EDIT. Springer, 2008. ISBN: 978-0-387-76535-8.
- [6] DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK. Rulph Chassaing. EDIT. JOHN WILEY & SONS, INC., 2002. ISBN 0-471-22112-0.
- [7] Andrea Carta, Nicola Locci, Carlo Muscas, Member, IEEE, and Sara Sulis, Member, IEEE, "A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks", IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [8] Moreno-Munoz, A., Pallares, V., Flores, J.M., de la Rosa, J.J.G., "DSP algorithm for the real time detection of power quality surge transients", Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference, Publication Year: 2009, Page(s): 2690 – 2694.
- [9] Ali, S.A.M., McGlasson, K., Drennan, P.; How, J.Y.N., "Development of a data acquisition and analysis system for a 10 kVA 3 phase switchable distribution transformer", Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference, Publication Year: 2008, Page(s): 1487 – 1492.
- [10] Yang Liu, Zivanovic, R., Al-Sarawi, S., Marinescu, C., Cochran, R., "A synchronized event logger for substation topology processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009, Page(s): 1 - 6
- [11] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007
- [12] Hong Li, Weiguo Li, "A new method of power system state estimation based on wide-area measurement system" Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICIEA.2009.5138565 Publication Year: 2009, Page(s): 2065 – 2069.
- [13] Du, X.W., Liu, D.C.; Li, Y., "Mixed Digital/Analog Testing System for Relay Protection of Power System", Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE, Publication Year: 2007, Page(s): 407 – 410
- [14] The Precision Time Protocol daemon (PTPd). <http://ptpd.sourceforge.net/>.
- [15] Yang, G.H, Wen, B.Y., "A Device for Power Quality Monitoring Based on ARM and DSP", Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference, Publication Year: 2006, Page(s): 1 – 5.
- [16] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of Synchrophasors in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009
- [17] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for Real-Time Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33-40.
- [18] J.-C. Tournier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [19] Andrea Carta, Nicola Locci, and Carlo Muscas, Member, IEEE: "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks". IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 58, no. 10, october 2009
- [20] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE: "A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems". IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.
- [21] J.-C. Tournier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [22] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.

ANEXO H

IEEE1588-based system for synchronized PMUs and protective relaying functions.

Congreso: “2010 International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)”

Autores: Pallarés-López, V.; Moreno-Muñoz, A.; de la Rosa, J.J.G.; Real-Calvo, R.

Fecha de publicación: 9 de Agosto 2010. Páginas: 593 – 598.

E-ISBN: 978-1-4244-7919-1. Id. digital: [10.1109/SPEEDAM.2010.5542201](https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2010.5542201)

A IEEE1588-BASED System for Synchronized PMUs and Protective Relaying Functions

Víctor Pallarés-López*, Antonio Moreno-Muñoz*, Juan José Gonzalez de la Rosa**, Rafael Real-Calvo*.
* Electronics and Electronic Technology Area, Department of AC, Electronics and TE. University of Cordoba.
** Electronics Area, Department of ISA, TE and Electronics. University of Cadiz. Algeciras. (SPAIN).
Email: vpallares@uco.es, juanjose.delarosa@uca.es

Abstract – Synchronized measurement technology (SMT) has the potential of becoming the backbone these Intelligent Electronic Devices (IEDs). The major advantages of using SMT are that all measurement signals are attached with a high-accuracy time stamp. This PTP-BASED system is one of these systems and comprise three main technologies: a PTP slave LM3S8962 microcontroller, a floating point DSP (TMS320C6713) and a six simultaneous channel analog to digital converter (ADP8365) for the three current and voltage signals. For Master task a NI PCI_1588 card and a Symmetricom's XLI IEEE1588 GrandMaster system for test. This paper provides the essays with two types of experimental systems: for substation and laboratory measurements and for high precision Synchronism test.

Index Terms – synchronized pharos measurement, time synchronization, Synchrophasor, IEEE 1588, DSP, PTPd, IEDs, WAMS, DFR, PMU.

I. INTRODUCTION

This paper proposes a experimental PTP-based system for synchronized IEDs. A NI PCI_1588 card as an experimental feasible Master managed by the virtual instruments implemented in the LabVIEW environment and (IED) experimental equipped with a PTPd slave LM3S8962 microcontroller. The objective is to reach a compromise between quality and cost for the future development of Industrial IEDs. At present, synchronized measurements based on an accurate time reference, e.g. GPS (Global Positioning System), provide the missing link now allowing more efficient use of phasor data [7]. This phasor meters are very geographically dispersed through wide areas and still capture electrical waveforms on a synchronized way with a precision up to the microsecond range. The synchronization requirements are very close to the ones imposed to systems working with a unique clock.

Nowadays this can be accomplished by using a GPS receiver for every metering point, since the pulse per second (PPS) signal has the same precision regardless of their geographical position [7]. Relative phase position of AC voltages and currents in different substation of an electric power distribution system determines the stability and the dynamic performance of the system [9][18], have raised the need for accurate synchronized phasor

measurement at various locations.

Wide area measurement system utilizing the technologies of synchronized phasor measurements and modern communications, monitoring and analyzing the current operation status of wide-area power system, and serving the real-time controls and operations in power systems [12].

The collected data are used to determine the substation topology before applying Energy Measurement System (EMS) functions from a control center [10].

For improving reliability of relay protection, digital and analog protection testing has been drawn more attention with, especially utilizing actual fault data recording by digital fault recorder (DFR) or phasor measurement unit (PMU) to test the performance of protection device is an effective way and has great practical significance[13].

An IED is a communicating, intelligent object that can be used collectively. That is, some real-time critical functions can be executed autonomously on a single IED while other functions are realized in a distributed form over many IEDs. These experimental IED includes sensors, transducers, which are directly interfaced to the equipment being monitored and controlled by the DA system. These universal devices integrate all substation secondary functions with the exception of revenue metering. Devices like a programmable controller, intelligent sensors, digital relay intelligent or even Automatic Meter Reading (AMR) can be considered as IEDs.

We propose a new synchronized pharos technique for IEDs. A experimental PTP-BASED system has been developed to provide synchronized on substation. Implements the Precision Time Protocol (PTP) to perform time stamping for substation IEDs.

Both approaches present obvious drawbacks. For the first one, all the remote units need to be located in points from where at least four GPS satellites could be seen at every moment. This requirement is not always technically feasible. The second technical alternative is well suited for industrial environments, but it turns into a very expensive option when optical fiber lines have to be deployed through vast geographically areas.

Synchrophasor Standard [2] imposes critical synchronism requirements. To keep TVE Level-0

(highest) below 1% threshold, highest phasor angle error allowed is 0.57°, on a 50Hz nominal frequency electrical network (all data from now on, referenced to 50Hz nominal frequency networks). A time error of 10µs corresponds to a phase error of 0.18°. Furthermore, our technical proposal integrates a variety of features in order to reduce to a minimum synchronism errors in the signal sampling and conversion process [16].

Most power distribution management systems use 16-bit fixed-point DSPs with built-in 12-bit ADCs. It imposes certain precision limitations to the conversion process that our system is not supposed to suffer.

II. EXPERIMENTAL PTP-BASED SYSTEM

The experimental system is a finished system to be employed to measure outside: the system they compose a PCI1588-Master (GPS), two LM3S8962-Slave and two PMUs. For the calibration of each of the experimental Slaves: this system bases in the XLI's Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks.

A. Intelligent Electronic Devices (IEDs) experimental System for external essays.

It has been designed to provide highest stability level to the A/D conversion process. System has been over-dimensioned to provide enough room for future analysis, grid management and protection features. Main system components have been selected to complaint "Level-0" IEEE 37.118 2005 requirements:

- **ADC:** Simultaneous 6-channel, 16-bit ADC, operating up to 250k Samples/s (ADP8365 from Texas Instruments).
- **DSP:** 32-bit Floating-Point processor, operating up to 1.2Gflops (TMS320C6713 from Texas Instruments).
- **PTPd LM3S8962:** features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588[3]. Submicrosecond synchronism error (when directly connected to PTP master).
- **Others:** Other specific function components integrate the system: an ordinary Ethernet network card, an interface card...

A.1.- Issues with implementation of PCI1588- Master.

Fig.1 layouts the way phasor meter units are synchronized a central system acts as PTP NI PCI-1588 Master. This is equipped with a standard RJ-45 connection for Ethernet communication (up to 100 Mbps), with PFI terminals and with a 10 MHz TCXO. TCXO is characterized by a initial accuracy of ±1.5 PPM, a temperature stability (0° to 55° C) of ±2 PPM and a aging per year of ±1 PPM.

This Master supervising and managing the synchronism of a set of PTP slaves connected to a standard Ethernet network. PTP Master multicast "sync and Delay_req" synchronism packets to every slave unit

in order to synchronize their local clocks with the master unit one. PTP master local clock gets stabilized in turn from the GPS signal provide a FasTrax IT321 for high performance and Ultra small, low-power and highly sensitive GPS receiver. PTP transceivers provide PPS signal thus synchronized to remote units, which use it as a basis for phasor estimation and data transfer[17][22].

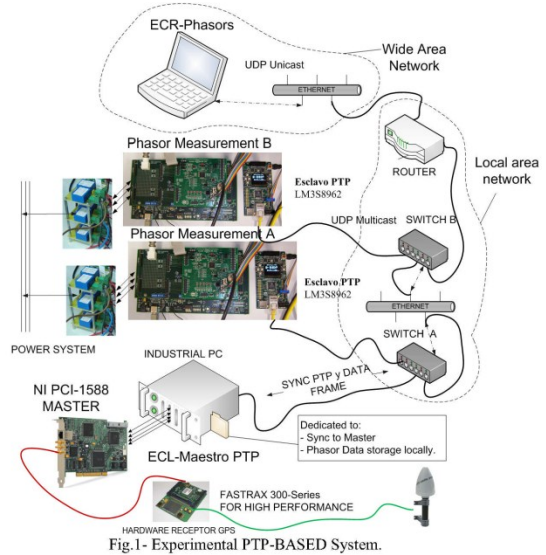


Fig.1- Experimental PTP-BASED System.

A.2.- Issues with design and implementation of ARM-Slave.

The slave is developed by Stellaris LM3S8962 Evaluation Board Layout. The LM3S8962 microcontroller based on the ARM® Cortex™-M3[15] controller core operating at 50 MHz. The LM3S8962 also features hardware-assisted support for synchronized industrial networks utilizing the IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP) [3]. High precision time stamps can be achieved with the support of specialized hardware interfaces in the physical layer of the network.

The software integrates the PTPd. The Precision Time Protocol daemon (PTPd) is a complete implementation of the IEEE 1588 specification for a standard non-boundary clock.

It was developed by two 2 engineering students at Case Western Reserve University over a period of approximately six months as part of an undergraduate senior project[14].

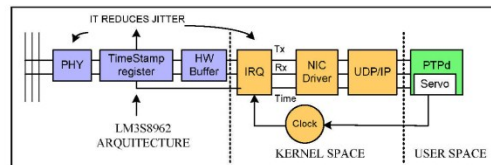


Fig.2 - LM3S8962 Architecture for IEEE1588.

PTPd is currently developed for Test and Measurement systems. For T&M devices (e.g., multimeters and oscilloscopes). For these question has been selected especially for phasor meter. PTP provides time and frequency coordination for the time-stamping of acquired data, and PTP provides a common time-base for time-triggered data acquisition.

The following shows Fig.2 the message send and receive paths in a LM3S8962 microcontroller system running PTPd [14]. For applications requiring very high-precision synchronization packets, the Ethernet Controller provides a means of generating precision timestamps in support of the IEEE Precision Time Protocol IEEE-1588[3]. This feature is enabled by setting the TSEN bit in the Ethernet MAC Timer Support (MATCS) register. General-Purpose Timer must be dedicated to the Ethernet Controller for stores the receive time, and stores the transmit time.

A.3.- Synchronism method.

PTPd LM3S8962 provides a high stability high-frequency output signal. This signal can be used as clock for the ADC. If 5MHz signal is configured, input signals can be sampled up to 250K Samples/s. Six-channel conversion process, thus takes 20 clock cycles to complete with the maximum stability guaranteed. This LM3S8962 microcontroller output signal must be used as clock input signal for the real time PRD BIOS managing the DSP. PRD controls all task timing.

This LM3S8962 microcontroller also provides a PPS signal with the same stability features and TimeStamp with SPI Channel. This signal enables us to re-synchronize sampling Fig.3 and “Data Frame” sending processes by asking PTP master exact PPS timestamp. “Data Frame” messages enclose phasor, time and frequency information.

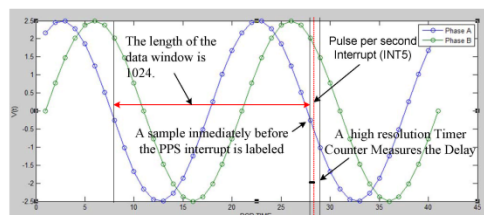


Fig.3 - Synchronism method

The TMS320C6713 CLK module provides a real-time clock. This clock can be used to measure the passage of time in conjunction with STS accumulator objects [8], as well as to add timestamp messages to event logs. Both the high resolution times are stored as 32-bit values. The value restarts at 0 when the maximum value is reached. When the CLK Manager is enabled on the C6000 platform, the timer counter register is incremented every four CPU cycles (250MHz). Therefore the resolution is of 16ns.

Also we can emphasize that with this system we appraise the deviation in nanoseconds between the pulse per second and the most nearby sample with a timer of high resolution (16ns). This displacement adds to the received TimeStamp.

A.4.- Data sampling and processing issues

“Level-0” complaint requirements force us to use high data sampling rates. First estimations lead us to consider a data sampling range among 256 and 1024 samples per cycle (12.8KSamples/s to 51.2KSamples/s).

Data sampling rate must be kept as low as possible, since it considerably increases, the already high computational load required for correlation DFT and FFT phasor estimation methods [11]. When nominal frequency remains constant, phasor estimations for N samples per cycle can be obtained [5] on a continuous basis from a correlation DFT.

Between sampling and sampling are calculated each of the terms of the DFT to guarantee the processing in real-time.

An electrical disturbance has effect on several analysis windows, first with the quality factor increasing to reach a maximum and then again decreasing until an acceptable value is reached [5][6]

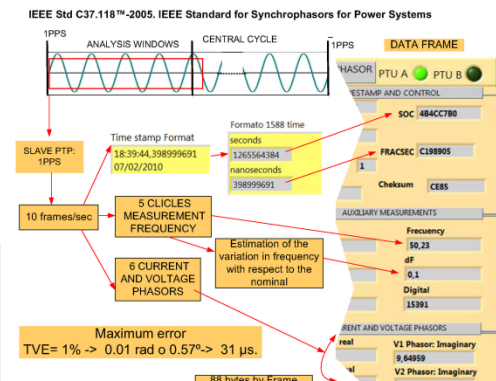


Fig.4 - Data Frame definition.

Fig.4 shows how tasks are scheduled for every second interval. Voltage and current phasor estimations, timestamp, measured frequency and frequency deviation with regard to analysis window data are informed on a regular basis (25 or 50 data frames per second sending rates). The information is transmitted by a channel UDP Unicast. A central team receives the frames of two experimental IEDs.

B. GrandMaster for experimental Test

The standard “XLI IEEE1588 GrandMaster Clock[1], as can be seen on Fig.6, provides a complete implementation of a Precise Time Protocol (PTP)

“ordinary clock” over a dedicated IEEE 1588 card. The IEEE 1588 card can be configured to operate as a PTP grandmaster or as a PTP slave.

As a PTP grandmaster, the IEEE 1588 card typically synchronizes PTP slaves on the network to International Atomic Time (TAI). The XLI IEEE 1588 Clock derives TAI from the Global Positioning System (GPS). In addition, Symmetricom designed the XLI IEEE 1588 Clock so the user can distribute Coordinated Universal Time (UTC) or user-entered time over PTP.

The XLI’s Time Interval/Event Time (TIET) feature can be used to measure PTP synchronization across timing networks. The XLI IEEE 1588 Clock is characterized by the following nominal specification: Frequency Output Accuracy: $<2 \times 10^{-12}$, Frequency/Timing: Allan Deviation, Stability: 1×10^{-9} @ 1 sec, 2×10^{-10} @ 1000 sec y 1×10^{-12} @ 1 day. The XLI comes with the standard TCVCXO oscillator described below. The stability of the following oscillators is dependent on the reference source (GPS). GPS characterized by Tracking Up to 12 satellites with TRAIM, Position Accuracy Typically $<10\text{m}$ when tracking four (4) satellites, TRAIM Mask $1 \mu\text{s}$, 1 PPS Accuracy UTC-USNO $\pm 30 \text{ ns RMS}$ 100 ns Peak by a PPS accuracy within 15 ns to GPS/UTC.

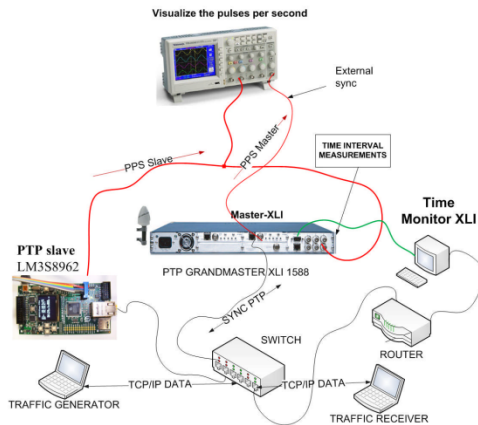


Fig.5- Network Measurement Test Set-up

Synchronization performance depends on several factors, including, but not limited to Slave oscillator quality and PLL control[4], networking equipment, network traffic levels and network topology. System designer generally cannot easily modify slave oscillator and control. However, PTP settings and network design are under the control of the system designer.

Through careful network design, synchronization performance of measurement systems can be maintained. Network characterization is an important step for determining the fitness for high performance synchronization. Two parameters that aids the characterization process are “Packet Delay Variation” (PDV) and Slave PPS Time Error. PDV measures

variations in the master to slave packet delay at the physical layer of the network. Measuring slave PPS time error from the hardware-generated PPS signals provides direct observation of master-slave end-to-end synchronization. Errors can be viewed using a frequency counter, oscilloscope or a grandmaster equipped with an integrated time interval measurement input “XLI IEEE 1588”.

III. EXPERIMENTAL TESTS.

The two slave units work by EID system architecture. An AFG3022B Arbitrary/Function Generator applies a wave form precision for two channels simultaneously. The slave unit 1 is implemented in a LM3S8962 microcontroller. The slave unit 2 is equipped with a 3.20 GHz processor with 2GB (2 x 1 GB) 667 MHz DDR2 RAM memory and with NI PCI-1588 PTP. The same slave transmits to the central device the frames as the norm Synchrophasor Standard [2]. The method must emulate the traffic in a substation.

Slave1.Test A: First prototype analysis Fig.5. The expected performance of both PTP system (XLI-IEEE1588 MASTER and LM3S8962-PTPd SLAVE) tested by Symmetricom and Texas Instrument with the following conditions: synchronization was performed for 10 minutes Fig.6 before testing began; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps; for the switch test, a of non-1588 Ethernet traffic was present on the switch. The information is transmitted by a second socket UDP Unicast for the same channel RJ45 used for the synchronism PTP. A central team receives the frames.

We use two methods:

- *Methods-1:* both RJ-45 RTU lines connected to an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx (CenTreCom FS709FC). A moderate amount of Ethernet traffic among two PMU devices connected to the same switch: every PMU generates traffic of 10 data frames ($10 \times 100\text{bytes}$) per second sending rates.

- *Methods-2:* both RJ-45 RTU lines connected to an ordinary switch Fast Ethernet 100Base-Tx (CenTreCom FS709FC), every PMU generates traffic of 100 data frames ($100 \times 100\text{bytes}$) per second sending rates. A emulated software provides the option to specify the block size of the file transfers. This can be used to vary the length of the packet traffic based on the frames generated by a Synchrophasor Standard [2].

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output Fig.8. Maximum peak value is about 1.26×10^{-5} . Additional traffic generates “sync” and “Delay rep” packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 1.33×10^{-5} .

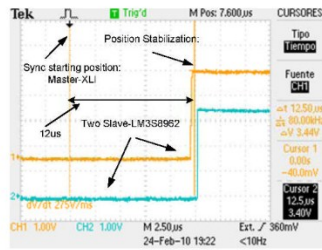


Fig.6- Delay LM3S8962 Slave -Master after 10 minutes.

Slave2.Test B: Second prototype analysis. The expected performance of both PTP system (XLI-MASTER and PCI-1588 SLAVE) tested by Symmetricon and National Instrument with the same conditions and methods: synchronization was performed for 10 minutes Fig.7 before testing began; test durations were 2 hours; sync interval of 2 second was used for all tests, and all Ethernet connections were 100 Mbps.

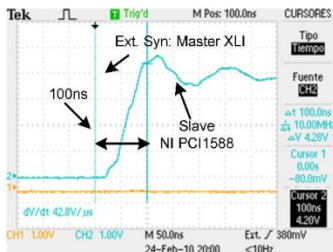


Fig.7- Delay PCI1588 Slave-Master after 10 minutes.

Results: The slave synchronization error has been measured relating to its PPS output under the same conditions Fig.9 Maximum peak value is about 2.35×10^{-7} . Additional traffic generates “sync” and “Delay rep” packets delays, so that slave clock oscillator increasingly accumulates stability errors. Maximum peak value is about 3.1×10^{-7} .

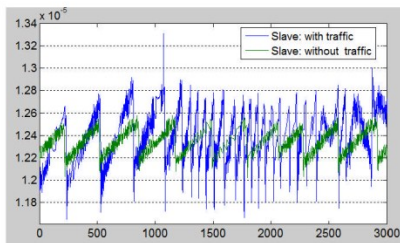


Fig.8- PTP Slave PPS M9S8962 PPS error (phase delay).

The differences between the quantities measured by the master and by the slave have been evaluated and statistically analyzed Table I:

| Test | 1PPS error:Delay Phase | | Phase deviation of the synchrophasor | |
|--------|------------------------|---------|--------------------------------------|--------|
| | Mean | S. Dev. | Mean | S.Dev. |
| TA.M-1 | 1.23E-5 | 1.1E-7 | 0.222° | 1.9m° |
| TA.M-2 | 1.24E-5 | 2.2E-7 | 0.223° | 4.0m° |
| TB.M-1 | 1.45E-7 | 2.7E-8 | 0.003° | 0.5m° |
| TB.M-2 | 1.48E-7 | 3.9E-8 | 0.003° | 0.7m° |

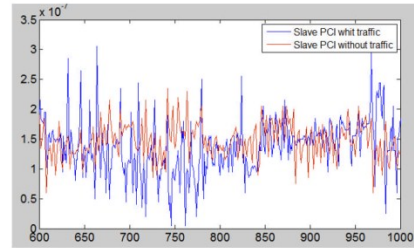


Fig.9- PTP Slave PCI-1588 error (phase delay) under traffic and non-traffic conditions.

When system behavior degrades in such a way that TVE threshold is surpassed, phasor estimations cannot be correlated with the ones coming from points with better stability conditions. To prevent or reduce stability issues, alternative network topologies can be evaluated:

Share synchronism and data paths but using only PTP switches. Existing studies [4][21] demonstrate that with PTP switches and a flat network topology both communication paths can be unified.

The use of ordinary switches or router should be avoided in critical timing application where sub-microseconds or better accuracy is needed. In these cases Transparent Clocks (TCs) and Boundary Clocks (BCs) should be utilized. This work [20] investigated about advantages from the use of these devices using the IEEE 1588-2008.

IV. CONCLUSIONS

With experimental PTP-based system, the substation events can be well synchronized to within 12 microseconds. TVE requirements [2], limit time error to be lower than 31µs. Nevertheless with a slave PCI-1588 for test recovers its stability around 150ns. The tests are very similar to [16][19] with a PXI system. There are two fundamental differences: For Test, the XLI GrandMaster system for testing is of better quality and the experimental system is oriented to the design of EID experimental full with a PTP slave adapted to the needs of the application.

For prototype to reach nanosecond error and for future test users XLI IEEE-1588 Grandmaster Clock supports PTP version 2, Slave LM3S8962 whit PTPv2. Synchronization accuracy within some 100 nanoseconds

can be achieved. Some important enhancements [20], among others, are: enablers for increased accuracy (higher timestamp resolution, shorter sync intervals, correction field), rapid reconfiguration after network topology changes, fault tolerance, unicast operation, new mappings (for example, PTP directly on Ethernet MAC layer, without IP/UDP).

We also study the possibility of adding functionality to transmitting GOOSE messages on an Ethernet network. Brings the benefits of the IEC 61850 standard to SCADA systems in a large number of substations

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was funded and supported in part by the Spanish Government towards the MITYC: Acción Estratégica de Telecomunicaciones y Sociedad de la Información (PN2008-2011), reference: TSI-020100-2008-258. Our unforgettable thanks to the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2009-08988. Finally, the authors would like to thank the Company Telvent Energy for its continued support.

The authors would like to thank the Spanish Ministry of Science and Innovation for funding the research project TEC2009-08988. Our unforgettable thanks to the trust we have from the Andalusia Government for funding the Research Unit PAIDI-TIC-168 in Computational Instrumentation and Industrial Electronics.

REFERENCES

- [1] XLI IEEE 1588 Grandmaster, http://www.symmtm.com/products_gps_XLI_IEEE_1588.asp
- [2] IEEE 37.118-2005. IEEE Standard for Synchrophasors for Power System.
- [3] IEEE Std 1588-2002, IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. (2002) The Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- [4] Eidson, J.C., Measurement, Control and Communication Using IEEE 1588. (2006). Springer-Verlag London Limited, Lond.
- [5] Synchronized Phasor Measurements and Their Applications. A.G. Phadke • J.S. Thorp. EDIT. Springer, 2008. ISBN: 978-0-387-76535-8.
- [6] DSP Applications Using C and the TMS320C6x DSK. Rulph Chassaing. EDIT. JOHN WILEY & SONS, INC., 2002. ISBN 0-471-22112-0.
- [7] Andrea Carta, Nicola Locci, Carlo Muscas, Member, IEEE, and Sara Sulis, Member, IEEE, "A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks", IEEE transactions on instrumentation and measurement, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2008
- [8] Moreno-Munoz, A., Pallares, V., Flores, J.M., de la Rosa, J.J.G., "DSP algorithm for the real time detection of power quality surge transients", Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference, Publication Year: 2009 , Page(s): 2690 – 2694.
- [9] Ali, S.A.M., McGlasson, K., Drennan, P.; How, J.Y.N., "Development of a data acquisition and analysis system for a 10 kVA 3 phase switchable distribution transformer", Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference, Publication Year: 2008 , Page(s): 1487 – 1492.
- [10] Yang Liu, Zivanovic, R., Al-Sarawi, S., Marinescu, C., Cochran, R., "A synchronized event logger for substation topology processing", Power Engineering Conference, 2009. AUPEC 2009. Australasian Universities Publication Year: 2009 , Page(s): 1 - 6
- [11] Lee Barford, Member, IEEE, and Jeff Burch. "Fourier Analysis From Networked Measurements Using Time Synchronization". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. vol. 56, no. 5, october 2007
- [12] Hong Li, Weiguo Li, "A new method of power system state estimation based on wide-area measurement system" Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICIEA.2009.5138565 Publication Year: 2009 , Page(s): 2065 – 2069.
- [13] Du, X.W., Liu, D.C.; Li, Y., "Mixed Digital/Analog Testing System for Relay Protection of Power System", Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE, Publication Year: 2007, Page(s): 407 – 410
- [14] The Precision Time Protocol daemon (PTPd). <http://ptpd.sourceforge.net/>.
- [15] Yang, G.H, Wen, B.Y., "A Device for Power Quality Monitoring Based on ARM and DSP", Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference, Publication Year: 2006 , Page(s): 1 – 5.
- [16] Marco Lixia, Carlo Muscas, Sara Sulis: "Application of IEEE 1588 to the Measurement of Synchrophasors in Electric Power Systems", ISPCS 2009 International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Brescia, Italy, October 12-16, 2009
- [17] P. Ferrari, A. Flammini, D. Marioli, S. Rinaldi, A. Taroni: "Synchronization of the Probes of a Distributed Instrument for Real-Time Ethernet Networks", IEEE ISPCS 2007, 1-3 Oct. 2007, pp. 33-40.
- [18] J.-C. Tournier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [19] Andrea Carta, Nicola Locci, and Carlo Muscas, Member, IEEE: "A PMU for the Measurement of Synchronized Harmonic Phasors in Three-Phase Distribution Networks". IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 58, no. 10, october 2009
- [20] Jiho Han, Student Member, IEEE, and Deog-Kyoon Jeong, Senior Member, IEEE: "A Practical Implementation of IEEE 1588-2008 Transparent Clock for Distributed Measurement and Control Systems". IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 59, no. 2, february 2010.
- [21] J.-C. Tournier, Xiao Yin, "Improving Reliability of IEEE1588 in Electric Substation Automation", ISPCS 2008 – International IEEE Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, Ann Arbor, Michigan, Sept. 22–26, 2008.
- [22] C. Na, D. Obradovic, R. L. Scheiterer, G. Steindl, and F. J. Goetz: "Synchronization performance of the precision time protocol in Industrial Automation Networks", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58, No. 6, June 2009.

ANEXO I

Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets.

Revista: “Measurement: Journal of the International Measurement Confederation” Autores:
González de la Rosa, J.J., Moreno, A., Lloret, I., Pallarés, V., Liñán, M.

Fecha de publicación: August 2006, Volumen 39, número 7, Páginas 664–673.

E-ISBN: 978-1-4244-7919-1. Id. digital: [10.1016/j.measurement.2006.01.001](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2006.01.001)



ELSEVIER

Available online at www.sciencedirect.com

SCIENCE @ DIRECT®

Measurement 39 (2006) 664–673

Measurement

www.elsevier.com/locate/measurement

Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets

Juan José González de la Rosa ^{a,*}, A. Moreno ^b,
I. Lloret ^a, V. Pallarés ^b, M. Liñán ^b

^a University of Cádiz, Electronics Area, Research Group TIC168—Computational Electronics Instrumentation,
EPSA Av. Ramón Puyol SIN, E-11202-Algeciras-Cádiz, Spain

^b University of Córdoba, Department of Electronics, Spain

Received 8 December 2004; received in revised form 27 December 2005; accepted 3 January 2006

Available online 20 February 2006

Abstract

This paper describes how to deal with electronic instruments, commonly used in frequency calibrations, whose data sheets do not include complete information regarding the sources of error (uncertainties), which affect the accuracy and stability of the frequency under test. Considering a time interval counter as the measurement unit, and a GPS receiver as the traceable standard, the purpose is twofold. First, contributions to the Type B uncertainty are calculated under the assumption of uniformly distributed errors. An expression is used for frequencies under test whose values are close to 1 Hz. Secondly, short-term instability is studied using non-classical statistics, which have been previously tested using simulated data. Then, a white noise test is performed based on the calculation of the classical to non-classical variance ratio, and supported by the direct measurement of the slopes in the graphs which depicts the variances (the Allan deviation and the modified Allan deviation) vs. the measurement time.

© 2006 Elsevier Ltd. All rights reserved.

Keywords: Allan deviation; Frequency calibrations; Frequency instability; Low-cost measurements; Modified Allan deviation; Non-classical statistics; Noise processes; Short-term stability; Type B uncertainty; Uncertainty calculations

1. Introduction

Time interval counters and GPS receivers (as transfer standard lab sources) are widely used in traceable frequency calibrations. The transfer standard receives a signal, which has been previously

generated by a caesium-oscillator-based system, subsequently conferring high stability to the reference frequency delivered by the lab source. This caesium-derived frequency is available to the user, who is benefited, as not all laboratories can afford a caesium [1–3]. These instruments differ in specifications and details regarding the time base, the main gate and the counting assembly. Furthermore, manufacturers tend to omit the conditions under these specifications have been provided or measured. The instruments often are supplied with data sheets

* Corresponding author. Tel.: +34 9560 28020; fax: +34 9560 28001.

E-mail address: juanjose.delarosa@uca.es (J.J. González de la Rosa).

lacking in details concerning the probability density function of the errors. Moreover, information concerning some types of uncertainty is missing in their data sheets.

Frequency calibrations involve the calculation of the frequency offset, and the characterisation of the noise process which mostly affects the short-term stability of the frequency source under test. Consequently, assumptions have to be made in order to perform a frequency calibration using these incompletely characterised electronic instruments.

Considering a medium-cost time interval counter as the measurement unit, and a GPS receiver as the traceable standard, the paper shows how to calibrate a function generator which delivers a frequency, whose value is close to 1 Hz. Based on this experience, the purpose of the paper is twofold. First, contributions to the Type B uncertainty (via the sensitivity coefficients in the error propagation expression) are calculated under the assumption of dealing with errors which exhibit rectangular probability distributions. An expression is considered for frequencies under test whose values are close to 1 Hz. The value for the measured frequency and its associated uncertainty is then reported, considering uncertainties of Types A and B. It is shown that Type A uncertainty degrades in one order of magnitude the Type B uncertainty, which is of 1 part in 10^7 .

Secondly, short-term instability is studied in a simulated scenario, using non-classical statistics (Allan deviations estimates) which have been previously tested using noise processes, which in turn have been modelled using a seed function based on the five power spectral laws. A result regarding the simultaneous action of two noise processes is reported to show that it is possible to have a low-variance noise masked by a higher variance one. These pre-experimental calculations are thought to assess the performance of the non-classical statistics compared to the results found in: [4–8]. Then, going back to the experimental case, a white noise test is performed based on the calculation of the classical to non-classical variance ratio [9], and supported by the direct measurement of the slopes in the graphs which depict the Allan deviation and the modified Allan deviation vs. the measurement time.

The paper is organised as follows: Section 2 shows the details concerning the calculation of the standard uncertainty associated to the frequency measurement; the error propagation expressions and types of uncertainty are revised; then a wide-

spread expression [9] for the calculation of frequencies which are close to 1 Hz is adopted to calculate the sensitivity coefficients which contribute to the standard uncertainty. In Section 3, the five independent noise processes which commonly affect oscillators are revised, along with the non-classical deviations (Allan deviations) which allow their identification. The experience is described in Section 4, and the conclusions are drawn in Section 5.

2. Uncertainty propagation using a reference signal of 1 pps

2.1. Sensitivity coefficients

In calibration we usually deal with a measurand, Z , which is the particular quantity subject to the measurement and is considered as the output of the measurement system. This quantity depends upon a set of input random variables X_i according to a functional relationship given by a function f , representing the procedure of the measurement and the method of evaluation [10,11]

$$Z = f(X_1, X_2, \dots, X_N). \quad (1)$$

An estimate of the measurand, denoted by z , is obtained from Eq. (1) using input estimates x_i

$$z = f(x_1, x_2, \dots, x_N). \quad (2)$$

The standard uncertainty associated with that estimate $u(z)$, depends on the particular uncertainties of the input quantities $u(x_i)$. For uncorrelated input quantities the square of the standard uncertainty of the output estimate is given by

$$u^2(z) = \sum_{i=1}^N u_i^2(z), \quad (3)$$

where the individual contributions in Eq. (3) are obtained through the sensitivity coefficients c_i via

$$u_i(z) = c_i u(x_i), \quad c_i = \left[\frac{\partial f}{\partial X_i} \right]_{x_i}. \quad (4)$$

2.2. Types of uncertainty for the input estimates

The uncertainty of measurement associated with the input estimates is evaluated according to different methods of evaluation. The Type A evaluation of standard uncertainty is the method which considers the statistical analysis of a series of observations. The standard uncertainty is the experimental

standard deviation of the mean, which in turn results from a regression analysis. By the contrary, the Type B method is based on scientific knowledge [10,11].

The standard uncertainty of one input estimate $u(x_i)$, evaluated via the Type B method, comprises all the information related to the variability of the measurand X_i . This variability can fall into the following six categories:

- previous measurements;
- general knowledge of the behaviour and properties of relevant materials and instruments;
- manufacturer's specifications;
- data provided in calibration certificates;
- uncertainties assigned to reference data in handbooks.

As a consequence, insight and general knowledge are the sources of information for a Type B evaluation of standard uncertainty. The electronics instruments involved in this experience are not provided with detailed data sheets, with the uncertainties associated to the quantities X_i . Only upper and lower limits can be estimated for the values of the quantities in the manufacturer's specifications. Thus, it has to be assumed a constant probability density between these limits. A rectangular probability distribution is a reasonable description of one's inadequate knowledge about an input quantity in absence of any other information apart from its limits of variability.

2.3. The measurand in traceable frequency characterisation

In traceable frequency calibrations the expression for the measurand f_{meas} is given by

$$f_{\text{meas}} = \left[\frac{1}{\frac{1}{f_{\text{REF}}} \pm \frac{\Delta x}{\tau}} \right]_{f_{\text{REF}}, \overline{\Delta x}, \tau} = \left[\frac{f_{\text{REF}}}{1 \pm f_{\text{REF}} \frac{\Delta x}{\tau}} \right]_{f_{\text{REF}}, \overline{\Delta x}, \tau}, \quad (5)$$

where f_{REF} is the reference (1 pps), Δx represents the incremental phase shift between the source under test and the reference, and τ is the averaging time of the measurement system. Eq. (5) is evaluated in the averaged phase shift during the calibration period. For a zero phase shift, or an infinity averaging time, looking at Eq. (5), we have the ideal case ($f_{\text{meas}} = f_{\text{REF}}$).

Using Eqs. (3)–(5), the uncertainty of the frequency is obtained from Eq. (6) via

$$u^2(f_{\text{meas}}) = \left(1 - f_{\text{REF}} \frac{\overline{\Delta x}}{\tau} \right)^{-4} \times [u^2(f_{\text{REF}}) + u^2(\Delta x) + u^2(\tau)]. \quad (6)$$

Sensitivity coefficients in Eqs. (3) and (4) determine the contributions of the Type B uncertainty, which is associated to the instrument's specifications.

3. Classical noise models

3.1. Characterising instabilities

It is a customary situation to deal with unperfect signals which contain additive noise. The instantaneous output voltage of an oscillator can be expressed as

$$v(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi\nu_0 t + \phi(t)], \quad (7)$$

where V_0 is the nominal peak voltage amplitude, $\varepsilon(t)$ is the deviation from the nominal amplitude, ν_0 is the name-plate frequency, and $\phi(t)$ is the phase deviation from the ideal phase $2\pi\nu_0 t$. Changes in the peak value of the signal is the amplitude instability. Fluctuations in the zero crossings of the voltage is the phase instability. The so-called frequency instability is depicted by the fluctuations in the period of the voltage. The situation is depicted in Fig. 1.¹

The impacts of oscillator noise and the causes of short-term instabilities have been described in many research works and tutorials like [4,8,12]. The short-term stability measures most frequently found on oscillator specification sheets is the two-sample deviation, also called Allan deviation, $\sigma_y^2(\tau)$ (an estimate will be denoted by $s_y^2(\tau)$).

The Allan deviation and the modified Allan deviation have proved their adequacy in characterising frequency phase and instabilities. These easy-to-compute variances converge for all noise processes observed in precision frequency sources, have a straightforward relationship to power law spectral density of noise processes, and are faster and more accurate in than the FFT [13].

The estimates of these variances, for a given calibration time τ and for a m -data series of phase

¹ A similar example was provided by Prof. Eva Ferre-Pikal (University of Wyoming) and used by Víg in [8].

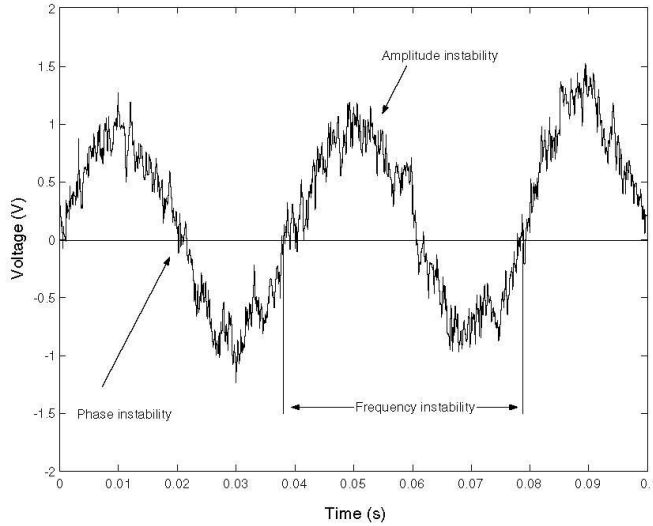


Fig. 1. Simulated types of instabilities in a 25 Hz sinusoidal output with additive noise. The noise process has a power spectral density proportional to the inverse of the frequency (flicker phase modulation). Fluctuations in the zero crossings of the voltage point to the phase instability. The so-called frequency instability is depicted by the fluctuations in the period of the voltage.

differences between the device under test and the reference x , are given by Eqs. (8) and (9), [6,14]

$$\hat{\sigma}_y^2(\tau) \triangleq s_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2(m-1)} \sum_{j=2}^m (\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1})^2$$

$$= \frac{1}{2\tau^2(m-1)} \sum_{j=2}^m [\Delta_\tau^2 x(j\tau)]^2, \quad (8)$$

$$\widehat{\text{mod}} \sigma_y^2(\tau) \triangleq \widehat{\text{mod}} s_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2\tau^2} \langle \Delta_\tau^2 \bar{x} \rangle^2, \quad (9)$$

where the bar over x denotes the average in the time interval τ (averaging time), and $\Delta_\tau^2 x = x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i$, is the so called second difference of x [14]. The fractional frequency deviation is the relative phase difference in an interval τ . It is defined by Eq. (10)

$$\bar{y} = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t y(s) ds = \frac{x(t) - x(t-\tau)}{\tau} = \frac{\Delta_\tau x(t)}{\tau}. \quad (10)$$

Non-classical statistics estimators, defined in Eqs. (8) and (9), give an average dispersion of the fractional frequency deviation due to the noise processes coupled to the oscillator. As a consequence time domain instability (two-sample variance) is related to the power spectral density of the noise via [6]

$$s_y^2(\tau) = \frac{2}{(\pi v_0 \tau)^2} \int_0^{f_h} S_\phi(f) \sin^4(\pi f \tau) df, \quad (11)$$

where v_0 is the carrier frequency, f is the Fourier frequency (the variable), and f_h is the band-width of the measurement system. $S_\phi(f)$ is the spectral density of phase deviations, which is in turn related to the spectral density of fractional frequency deviations via [6]

$$S_\phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} S_y(f). \quad (12)$$

The classical power-law noise model is a sum of the five common spectral densities. The model can be described by the one-sided phase spectral density $S_\phi(f)$ via [15,14]

$$S_\phi(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \sum_{\alpha=-2}^2 h_\alpha f^\alpha = v_0^2 \sum_{\beta=0}^4 h_\beta f^\beta \quad (13)$$

for $0 \leq f \leq f_h$. Where, again, f_h is the high-frequency cut-off of the measurement system (the band-width); h_α and h_β are constants which represent, respectively, the independent characteristic models of oscillator frequency and phase noise [5,15, 14]. For integer values, the approximate expression is

$$s_y(\tau) \sim \tau^{\mu/2}, \quad (14)$$

where $\mu = -\alpha - 1$, for $-3 \leq \alpha \leq 1$; and $\mu \approx -2$ for $\alpha \geq 1$. In the case of the modified Allan deviation can be approximated via

$$\text{mod}s_y(\tau) \sim \tau^{\mu'} \tag{15}$$

Hereinafter we use Eqs. (14) and (15) for characterising noise.

3.2. Characterisation of the stability in the time domain

Eqs. (14) and (15) are used to make the graphical representation of $s_y(\tau)$ vs. τ , and allow us to infer the

noise processes which causes frequency instability by means of measuring the slope in a log–log graph [6,16]. Table 1 shows the experimental criteria adopted. In the second column of the modified Allan variance two different criteria have been considered, according to [6,13], respectively. We have used the notation in [6,13] for $\mu/2$ and μ' , respectively.

In order to adopt an experimental criteria, the five noise processes have been simulated. The results, depicted in Fig. 2, follow the criteria depicted in the second column of the modified Allan variance, in Table 1. Each data sequence contains

Table 1
The five noise processes characterized by the time and frequency domain slopes

| Noise process | $S_y(f)$ α | $S_\phi(f)$ $\beta = \alpha - 2$ | s $\hat{\sigma}_y(\tau) \sim \tau ^{\frac{\alpha}{2}}$ | mod s $\hat{\sigma}_y(\tau) \sim \tau ^{\mu'}$ |
|------------------------|----------------------|-------------------------------------|--|--|
| Random walk freq. mod. | -2 | -4 | 0.5 | 1 (0.5) |
| Flicker freq. mod. | -1 | -3 | 0 | 0 (0) |
| White freq. mod. | 0 | -2 | -0.5 | -1 (-0.5) |
| Flicker phase mod. | 1 | -1 | -1 | -2 (-1) |
| White phase mod. | 2 | 0 | -1 | -3 (-1.5) |

The Allan deviation is denoted by s and the modified deviation by $\text{mod}s$.

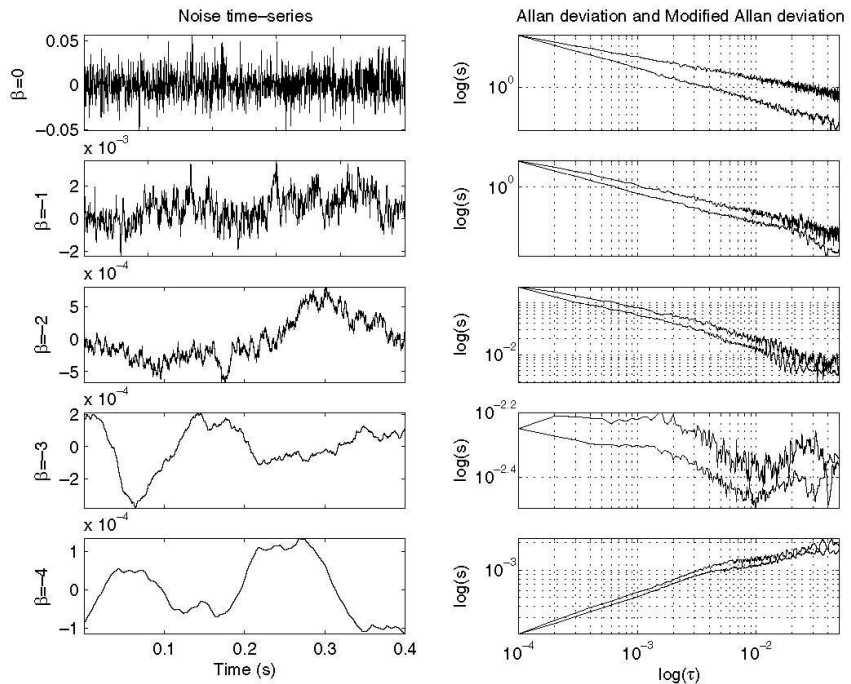


Fig. 2. Characterisation of the five noise processes depending of the power spectral laws.

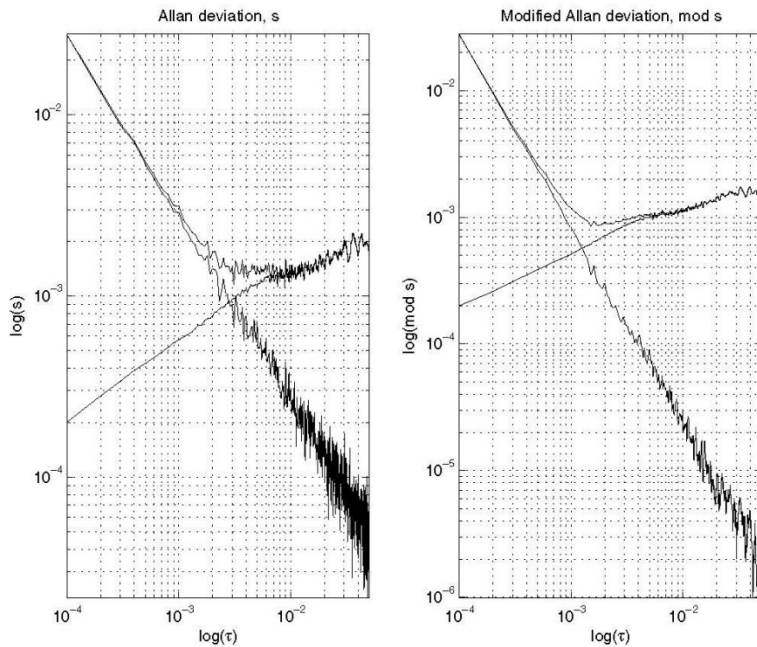


Fig. 3. Noise processes corresponding to $\beta = 0$ and $\beta = -4$. Situation of changing slope.

4096 points for a time resolution of $\tau = 10^{-4}$ s. Allan deviation graphs have been depicted for averaging times of $\tau = n \times \tau_0$, with $n \in [1, 500]$.

In many practical situations two or more noise processes simultaneously affect clocks performance. In these cases the upper enveloping curve determines the noise process coupled to the oscillator. If the individual variance curves cross each other, it is possible to see where the slope changes, for a time-series which includes several types of noise [7]. This situation is shown in Figs. 3 and 4.

In Fig. 3, the individual variance curves cross. So the enveloping curve characterizes the short-term instability. By the contrary, in Fig. 4 the $\beta = 0$ noise process has a variance greater than the $\beta = -4$ process.

4. Experimental results

4.1. Uncertainty calculations

A function generator, the device under test, is set up (from the front panel) to deliver a 1.1 (Hz) TTL

signal. The experimental arrangement is depicted in Fig. 5. The time interval counter and a GPS receiver have been connected via GPIB to the computer. Data points are captured every 1 (s).

Fig. 6 shows the time-series resulting from the processing. Each measurement cycle corresponds to 1 (s). The bottom graph corresponds to the instantaneous phase-deviation series, which comprises $m = 898$ data. These data are the result of filtering the spiky time-series of phase differences, and are used to perform the calibration. They are supposed to be corrupted by white noise, with a rectangular probability density function.

Table 2 summarizes the results of the evaluation of the Type B standard uncertainty. It is an ordered arrangement of the quantities, estimates standard uncertainties, sensitivity coefficients and uncertainty contributions. It has been reported under the assumption of a rectangular (uniform) probability distribution of the magnitudes X_i (see the factor $\sqrt{3}$ in the particular uncertainties). The rightmost column has been rounded according to the resolution of the electronic counter.

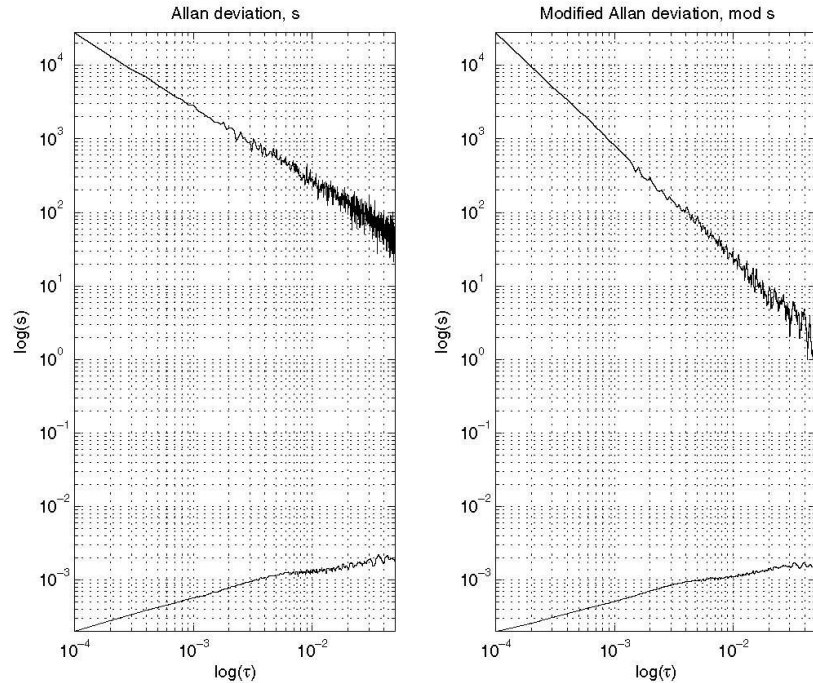


Fig. 4. Noise processes corresponding to $\beta = 0$ and $\beta = -4$. The upper noise process is the enveloping curve.

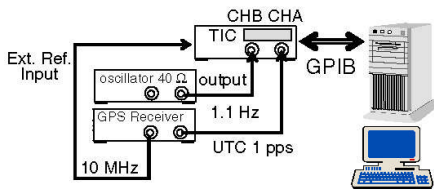


Fig. 5. Experimental arrangement.

The expression for the standard uncertainty is obtained from Eq. (16)

$$u^2(z) = 2 \times \sum_{i=1}^N u_i^2(z) + \frac{\sigma^2}{m}, \quad (16)$$

where the double factor is associated to the phase differences. Type A variance, $\frac{\sigma^2}{m}$, associated to the time-series, results $2 \times 10^{-11} \text{ (s}^2\text{)}$. Thus, Type A uncertainty results $5 \times 10^{-6} \text{ (s)}$.

The expanded uncertainty of the measurement is stated as the standard uncertainty multiplied by the

coverage factor $k = 2$, which for a normal distribution attributed to the measurand corresponds to a coverage probability of approximately 0.95. Type B uncertainty is 2×10^{-7} . Including the contribution of Type A, the reported result of the measurement is $f_{\text{meas}} = 1.097493 \pm 0.000005 \text{ (Hz)}$, for measurement time of 898 (s).

4.2. Testing for white noise

The ratio of the classical variance to the Allan variance provides a primary test for white noise. This quantity (7.484×10^{-4}) is less than $1 + 1/\sqrt{m} \approx 1.033$; thus it is probably safe to assume that the data set is dominated by white noise, and the classical statistical approach can safely be used. Failure of the test does not necessarily indicate the presence of non-white noise [9]. Fig. 7 shows the log–log curves of the Allan deviation and the modified Allan deviation vs. the calibration period, τ .

Measures of the slopes over the log–log graphs in Fig. 7 offer the results -1 and -1.5 for $\log(s)$ vs.

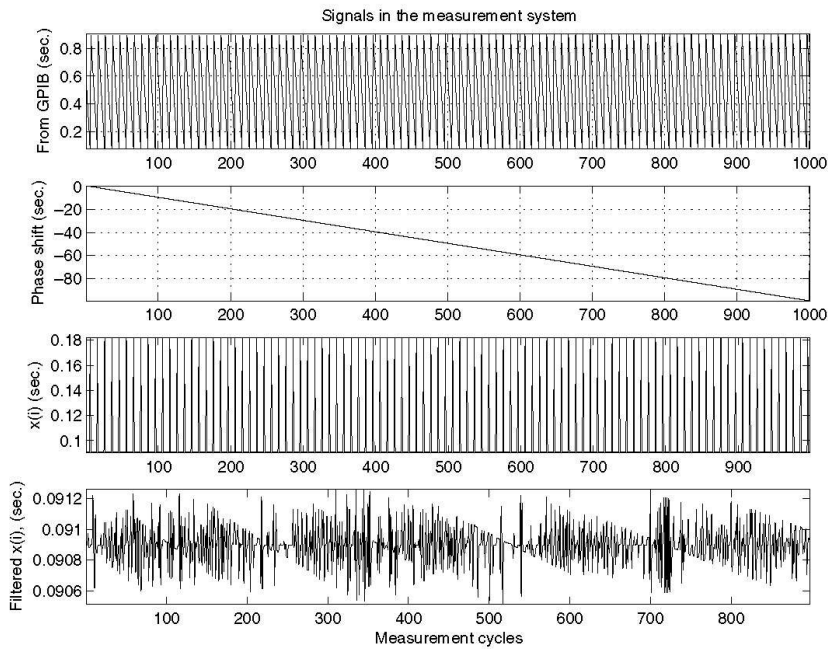


Fig. 6. Signals in the measurement chain. From top to bottom: original data from the time interval counter and the GPIB interface, accumulated phase shift, spiky phase differences, filtered phase differences.

Table 2
Sources of the Type B uncertainty assuming white noise

| (TIC) HM8122 magnitude description | Value (ns) | Std. uncertainty (ns) $u(x_i)$ | Contribution (ns) $u_c(x) = c_i \times u(x_i)$ |
|--|------------|-----------------------------------|---|
| X_1 (± 1 ext. clock) (GPS receiver) | 100 | $\frac{100}{\sqrt{3}}$ | 70 |
| X_2 (time base error) (GPS clock's accuracy) | 100 | $\frac{100}{\sqrt{3}}$ | 70 |
| X_3 (jitter) | 5 | $\frac{5}{\sqrt{3}}$ | 4 |
| X_4 (systematic error) | <4 | $\frac{4}{\sqrt{3}}$ | 3 |
| X_5 (resolution) | 100 | $\frac{50}{\sqrt{3}}$ | 4 |
| GPS receiver HM8125 | | | |
| X_6 (accuracy) | 100 | $\frac{100}{\sqrt{3}}$ | 70 |
| X_7 (jitter) | 5 | $\frac{5}{\sqrt{3}}$ | 4 |
| Averaging time (measurement system) | | | |
| X_8 | 6 | 6 | 0.5 |
| $u^2(x_8) = u^2(x_6) + u^2(x_7)$ | | | |

$\log(\tau)$, and $\log(\text{mod}.s)$ vs. $\log(\tau)$, respectively; which indicate that a white phase modulation process

is coupled to the frequency source under test (see Table 1).

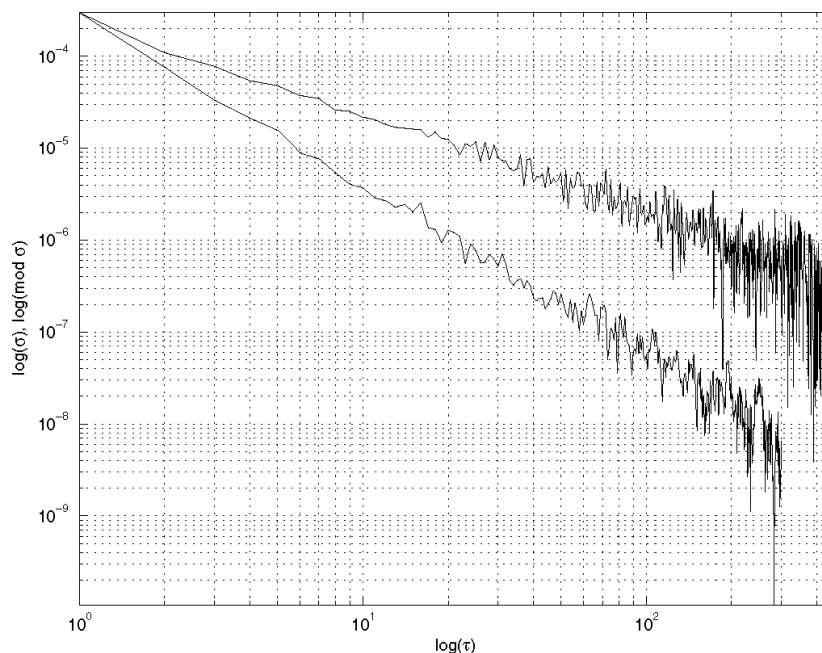


Fig. 7. Allan variance, s (upper) and, modified Allan variance $\text{mod } s$ (lower) log log curves. The final calibration period is $\tau = 500 \times \tau_0$ for $\tau_0 = 1$ s.

5. Conclusion

This paper shows how to deal with frequency calibrations using incompletely characterised instruments. The calibration of a function generator has been taken as an example. The different uncertainties have been calculated under the hypothesis of a rectangular distribution of errors. The reported standard uncertainty is dominated by the Type A uncertainty. The Type B uncertainty of the frequency is one order of magnitude less than the Type A uncertainty.

Short-term instability estimators has been tested using simulated noise processes. A result regarding the simultaneous action of two noise processes has been reported, showing a low-variance noise masked by a higher variance one. Then, once the non-classical estimators have been assessed, a white noise test has been applied based on the calculation of the classical to non-classical variance ratio, and supported by the direct measurement of the slopes on the graphs which depict the Allan deviation and the modified Allan deviation vs. the measurement time.

Acknowledgements

The authors would like to thank the Spanish Ministry of Education and Science for funding the project DPI2003-00878 which involves noise processes modelling and time-frequency calibration.

References

- [1] M. Lombardi, An introduction to frequency calibration: Part I, Cal Lab The International Journal of Metrology (January February) (1996) 17–28.
- [2] M. Lombardi, An introduction to frequency calibration: Part II, Cal Lab The International Journal of Metrology (March April) (1996) 28–34.
- [3] M. Lombardi, Traceability in time and frequency metrology, Cal Lab The International Journal of Metrology (September October) (1999) 33–44.
- [4] D. Howe, D. Allan, J. Barnes, Properties of oscillator signals and measurement methods, Technical Report, Time and Frequency Division, National Institute of Standards and Technology, 1999.
- [5] D. Allan, Time and frequency (time-domain) characterization, estimation, and prediction of precision clocks and oscillators, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control 34 (752) (1987) 647–654.

- [6] J. Rutman, F. Walls, Characterization of frequency stability in precision frequency sources, *Proceedings of IEEE* 79 (7) (1991) 952–960.
- [7] F. Vernotte, Oscillator noise analysis: multivariate measurement, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 42 (2) (1993) 342–350.
- [8] J.R. Vig, A tutorial for frequency control and timing applications, Technical Report AD-A328861 SLCET-TR-88-1 (Rev.8.4.3), US Army Communications-Electronics Command. Attn: AMSEL-RD-C2-PT, Fort Monmouth, NJ 07703, USA, approved for public release (January 2001).
- [9] Fluke, Calibration: Philosophy in Practice, second ed., vol. Library of Congress Catalogue Card Number: 93-90764, Fluke Corporation ISBN 0-9638650-0-5, 1994.
- [10] E.T. Force, Expression of the uncertainty of measurement in calibration EA-4/02, EA European co-operation for Accreditation (ISO), 1999.
- [11] R. Swarup, P. Negi, R. Mendiratta, Estimation of uncertainty in impedance measurement at narrow and broadband microwave frequencies, *Measurement* 2 (33) (2003) 55–66.
- [12] D. Sullivan, D. Allan, D. Howe, F. Walls, Characterization of clocks and oscillators, NIST Tech Note 868 (1337), BLN: 868, 1990.
- [13] P. Lesage, T. Ayi, Characterisation of frequency stability: analysis of the modified Allan variance and properties of its estimate, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* IM-33 (4) (1984) 332–336.
- [14] C. Greenhall, Frequency stability review, TDA progress report 42-88, Communications Systems Research Section, Jet Propulsion Laboratory 1 (1) (1988) 200–212.
- [15] IEEE standard definitions of physical quantities for fundamental frequency and time metrology, Technical Report IEEE Std 1139-1988, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 345 East 47th Street, New York, 10017, USA, April 1988.
- [16] G. Wei, Estimations of frequency and its drift rate, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 46 (1) (1997) 79–82.

ANEXO J

Sistema para el estudio de la acción conjunta de diversos tipos de ruido sobre la Estabilidad de Osciladores de Precisión en sistemas electrónicos.

Congreso: TAEE 2006

Autores: V. Pallarés, J.J.G.de la Rosa, A. Moreno, M.J. González.

Sesión 4B. Instrumentación electrónica III

F. Digital Object: [taee:congreso-2006-1047](http://taee.congreso-2006-1047).

Referencia: <http://taee.euitt.upm.es/Congresosv2/2006/papers/2006S1M02.pdf>

Fecha: Julio 2006.

SISTEMA PARA EL ESTUDIO DE LA ACCION CONJUNTA DE DIVERSOS TIPOS DE RUIDO SOBRE LA ESTABILIDAD DE OSCILADORES DE PRECISION EN SISTEMAS ELECTRONICOS.

V. PALLARES¹, J.J.G. DE LA ROSA², A. MORENO¹, M.J. GONZALEZ¹

¹Departamento de Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica. Escuela Politécnica Superior. Universidad de Córdoba.

²Departamento de ISA, TE y Electrónica. Escuela Politécnica Superior. Universidad de Cádiz.

Los osciladores están sometidos a la acción de distintos tipos de ruido producidos a partir de fenómenos tales como cambios de temperatura, choques, vibraciones y campos electromagnéticos. El propósito de este trabajo es exponer las ventajas de un sistema didáctico para que el alumno estudie las consecuencias que pueden tener estos tipos de ruido sobre la estabilidad de los osciladores de precisión sin tener que reproducir los fenómenos originarios. Basándonos en la distribución Espectral de Potencia del ruido y utilizando estimación paramétrica obtenemos los coeficientes de un modelo autorregresivo que nos permita reproducir fácilmente el ruido de fase de una señal de reloj con el procesador digital de señal TMS320C6713.

1. Introducción

Los osciladores de precisión juegan un papel crucial en los equipos de comunicaciones, navegación, seguimiento por satélite, exploraciones espaciales, etc. Su monitorización y test son en consecuencia determinantes con el fin del aseguramiento de la calidad de la operación.

Los osciladores de cuarzo son sensibles a las condiciones ambientales como la temperatura, la humedad, la presión y las vibraciones. Estos factores ambientales hacen variar su frecuencia de resonancia.

Para reproducir en el laboratorio estos fenómenos con una determinado nivel de intensidad se necesita una sala especialmente acondicionada y un instrumental especializado. Nuestro objetivo es reproducir con un generador el efecto final sobre la estabilidad del oscilador para que el alumno analice su repercusión sin reproducir el fenómeno originario. El ruido generado repercutirá en las condiciones de estabilidad a corto (<100 seg) y a largo plazo de los relojes manteniendo un alto grado de similitud con el fenómeno originario. En definitiva nuestro generador de señales reproduce la señal de reloj con el ruido de fase asociado al fenómeno.

Por tanto en este artículo exponemos el método desarrollado para reproducir en el laboratorio este tipo de perturbaciones utilizando un generador específico de señal basado en el *TMS320C6713*.

Actualmente existen técnicas de compensación exclusivamente de temperatura y aplicadas a los osciladores de reloj[1]. En base a estas técnicas existen cuatro configuraciones de osciladores de cristal de cuarzo que se emplean

comúnmente en instrumentos electrónicos de laboratorio como fuentes de frecuencia.

El oscilador **RTXO** (room temperature crystal oscillator) usa cristales que han sido concebidos para experimentar el mínimo cambio de frecuencia sobre un rango de temperatura.

Existen tres tipos de osciladores de cuarzo diseñados para compensar los efectos térmicos. En el oscilador **OCXO** (oven-controlled crystal oscillator) el cristal y los dispositivos sensibles a la temperatura se encuentran encerrados en una cámara de temperatura controlada (*oven*).

El oscilador compensado en temperatura (**TCXO**; temperature-compensated crystal oscillator) se caracteriza por incorporar un sensor de temperatura (comúnmente un termistor o un condensador) que actúa como regulador. Esta técnica es más barata que la anterior, pero menos efectiva.

Por último, los osciladores **MCXO** (microcomputer-compensated crystal oscillator) emplean un microprocesador y técnicas digitales para efectuar la compensación de temperatura.

Cuando se necesita una mayor estabilidad a largo plazo se recurre a los relojes atómicos y en ocasiones a la combinación de varios osciladores atómicos para conseguir unificar en un solo sistema las cualidades de ambos. Un caso muy significativo donde se unen las cualidades de los dos tipos de osciladores lo encontramos en el CMCU del proyecto europeo Galileo[5] que utiliza una combinación de osciladores de Rubidio y Máser de Hidrógeno. Como el oscilador de cuarzo sigue presentado una mejor estabilidad a corto plazo y el oscilador de Rubidio integra uno de cuarzo es idóneo para aplicaciones de gran precisión como en los satélites para GPS.

1.1. Osciladores atómicos.

Estos osciladores de Rubidio trabajan a la frecuencia de resonancia del átomo de rubidio (^{87}Rb), 6.834.682.608 Hz. Esta frecuencia se sintetiza a partir de una inferior, generada por un oscilador de cuarzo (típicamente de 5 MHz). El resultado es una frecuencia muy estable, con la estabilidad a corto plazo del cuarzo pero con la estabilidad a largo plazo mejorada.

Debido a la mejora de la estabilidad a largo plazo, estos dispositivos requieren menos ajustes que los osciladores de cuarzo. El offset de frecuencia se mantiene entre $5 \cdot 10^{-10}$ y $5 \cdot 10^{-12}$, pudiéndose mantener en torno al valor $1 \cdot 10^{-11}$ durante mucho más tiempo que en un cristal de cuarzo.

El “segundo” del Sistema Internacional de unidades se mide en base a la frecuencia de resonancia del átomo de cesio (^{133}Cs), que es de 9.192.631.770 Hz. Estos osciladores presentan una frecuencia muy próxima a su frecuencia nominal (*name plate*) y el deterioro por envejecimiento es inapreciable. La escala internacional de tiempo (UTC) se deriva de promediar un conjunto de osciladores de cesio especialmente coordinados. Presentan un offset de frecuencia de $5 \cdot 10^{-12}$.

El Máser de Hidrogeno es el más costoso de los estándares en frecuencia. Los pocos que existen están en laboratorios internacionales de calibración.

“MASER” es el acrónimo de **M**icrowave **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation, y emplean la frecuencia de resonancia del átomo de hidrógeno, que es de 1.420.405.752 Hz.

Hay dos tipos de máser de hidrógeno activos y pasivos. El máser activo oscila espontáneamente y un oscilador de cuarzo se engancha en fase a esta frecuencia de oscilación. El máser pasivo opera enganchando en frecuencia un oscilador de cuarzo.

La desviación en frecuencia se estima según la siguiente expresión:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T}$$

Con el fin de mostrar un ejemplo considérese que se obtiene una medida de $\Delta t = 1 \mu\text{s}$ durante un periodo de calibración $T = 24 \text{ horas} = 86.400.000.000 \mu\text{s}$. Este oscilador acumula por día una desviación de fase de $1 \mu\text{s}$. Entonces, la desviación en frecuencia viene dada por:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T} = \frac{-1 \mu\text{s}}{86.400.000.000 \mu\text{s}} \cong -1,1574074 \times 10^{-11} \approx -1,16 \times 10^{-11}$$

La desviación en frecuencia puede convertirse a unidades de frecuencia si se conoce la frecuencia nominal del oscilador. En el caso del oscilador anterior, si la frecuencia nominal es de 5 MHz, la desviación de frecuencia en Hz, resulta ser de:

$$5.000.000(\text{Hz}) \times (1,16 \times 10^{-11}) = 5,80 \times 10^{-5} = 0,0000580 \text{Hz}$$

Por consiguiente, la frecuencia que en realidad entrega el oscilador resulta:

$$5.000.000 \text{Hz} + 0,0000580 \text{Hz} = 5.000.000,0000580 \text{Hz}$$

En la (Fig.1) se resumen las características de los principales osciladores analizado con anterioridad:

| Tipo Oscilador | Offset en frecuencia | Estabilidad (Allan a $\tau=1\text{s}$) | Tiempo de calentamiento |
|----------------|---|---|--------------------------------|
| TCXO | 3×10^{-6} | 1×10^{-9} | <10s a 1×10^{-6} |
| MCXO | 1×10^{-7} a 1×10^{-8} | 1×10^{-10} | <10 s a 1×10^{-8} |
| OCXO | 1×10^{-8} a 1×10^{-10} | 1×10^{-12} | <5 min a 1×10^{-8} |
| Rubidium | 1×10^{-10} a 1×10^{-12} | 5×10^{-11} a 5×10^{-12} | <5 min a 1×10^{-10} |
| Cesium | 1×10^{-12} a 1×10^{-14} | 5×10^{-11} a 5×10^{-12} | 30 min a 1×10^{-12} |
| Hydro. Maser | 1×10^{-12} a 1×10^{-13} | 5×10^{-12} | 24 horas a 1×10^{-12} |

Figura 1. Comparativa osciladores.

1.2. Ruido en osciladores

Es fundamental establecer una clasificación de los tipos de perturbaciones que pueden afectar a la estabilidad de los osciladores (Fig.2).

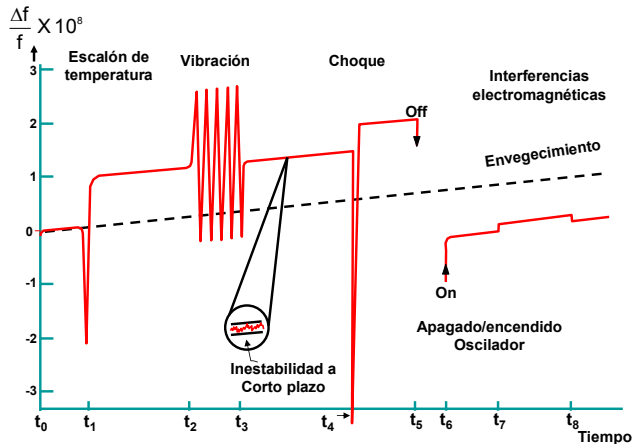


Figura 2. Tipos de perturbaciones.

El envejecimiento es un efecto casi lineal y puede ser reversible. Afecta fundamentalmente a la estabilidad a largo plazo del oscilador. A menudo repercute en una disminución de la frecuencia de resonancia, lo que significa que el cristal ha aumentado de tamaño. Las causas del envejecimiento pueden ser diversas, desde la contaminación de la superficie del cristal, hasta cambios en su estructura. Los osciladores de cuarzo de altas prestaciones deterioran su frecuencia a un ritmo aproximado de $5 \cdot 10^{-9}$ s/s.

Generalmente la frecuencia de un oscilador puede variarse unos ciclos realizando un pequeño cambio en la fase de la señal de realimentación.

Las vibraciones producidas en el cristal también pueden provocar variaciones en su frecuencia. Estas alteraciones pueden durar más que las producidas por una sacudida aislada, pero suelen ser menos dañinas porque a largo plazo, en término medio, se compensan. Por el contrario, una sacudida repentina puede producir un cambio en la frecuencia fraccional de $1 \cdot 10^{-9}$ s/s.

La estabilidad de la frecuencia a corto plazo viene determinada por el ruido acoplado al oscilador proveniente de sus componentes electrónicos. Las medidas a corto plazo se realizan típicamente promediando en cada segundo. La estabilidad a corto plazo muestra el cambio que experimenta la desviación típica de las variaciones de la frecuencia fraccional frente a distintos tiempos de promediado. Los osciladores de cuarzo poseen una excelente estabilidad a corto plazo. Un oscilador OCXO puede poseer una variación en tanto por uno de frecuencia (frecuencia fraccional) de $1 \cdot 10^{-12}$ s/s

Los motores y bobinados cercanos al oscilador pueden producir campos electromagnéticos que se acoplan a los circuitos electrónicos complementarios al oscilador de cuarzo. El empleo de toroides en el oscilador y las precauciones frente a estas fuentes de interferencias las reducen prácticamente a cero.

Cuando un oscilador se apaga y luego se vuelve a encender, generalmente no volverá a oscilar a la misma frecuencia a la que había estado operando, aunque sí

conserva la tasa de envejecimiento. Este efecto de histéresis se cuantifica en un orden de 10^{-8} .

2. Modelo del comportamiento del ruido en osciladores

La denominada Ley de Distribución Espectral de Potencia definida según el NIST [4] por:

$$S_{\phi}(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \cdot S_y(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \cdot \sum_{\alpha=-2}^2 h_{\alpha} \cdot f^{\alpha} = v_0^2 \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_{\beta} \cdot f^{\beta} \quad (2)$$

Establece con el coeficiente β la pendiente característica de los cinco tipos de ruido presentes en osciladores:

El ruido “**random walk**” ($1/f^4$) representado en la (Fig.3a), es difícil de medir, ya que generalmente está muy cerca de la portadora. Generalmente este tipo de ruido tiene su origen en el medio ambiente o entorno del oscilador bajo test. Si es este el tipo de ruido predominante debemos entonces pensar que los desplazamientos en la portadora pueden ser provocados por “choques mecánicos”, vibraciones, temperatura, u otros efectos medioambientales.

El origen del ruido “**flicker FM**” ($1/f^3$) típicamente se relaciona con tres posibles causas: el mecanismo de resonancia física de un oscilador activo, la elección de determinados componentes electrónicos o propiedades ambientales.

El ruido “**white FM**” ($1/f^2$) se encuentra muy comúnmente en resonadores pasivos estándares de frecuencia. Éstos contienen un oscilador esclavo, a menudo de cuarzo, que se “engancha” a frecuencia de resonancia de otro dispositivo, el cual a su vez se comporta como un filtro de alto factor de calidad. Los estándares de cesio y rubidio poseen este ruido.

El proceso de ruido “**flicker PM**” ($1/f^1$)” representado en la (Fig.4a) encuentra su origen en dispositivos electrónicos. Este tipo de ruido es común incluso en osciladores de muy alta calidad por que se emplean amplificadores con el fin de elevar la amplitud de la señal hasta el nivel deseado. Para reducir este ruido debe emplearse realimentación negativa y circuitos integrados de bajo ruido.

Finalmente, el ruido “**white PM**” ($1/f^0$) es un proceso de banda ancha y tiene poco que ver con los mecanismos de resonancia. Probablemente esté producido por un fenómeno similar al que produce el ruido “**flicker PM** ($1/f^1$)”, como por ejemplo las etapas amplificadoras.

En la (Fig.3b) se puede ver la distribución espectral de potencia de *random walk* ($1/f^4$) con una atenuación característica de 40dB por década y en la (Fig.4b) el *flicker PM* ($1/f^1$) con 10dB por decada. Utilizamos el periodograma para la representación de la densidad espectral de potencia.

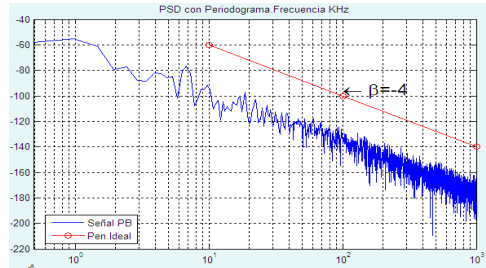
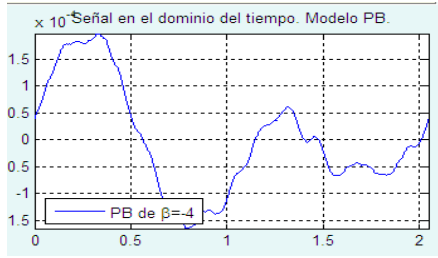
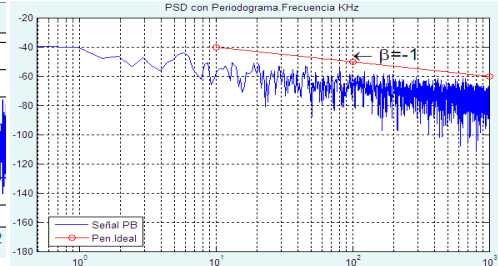
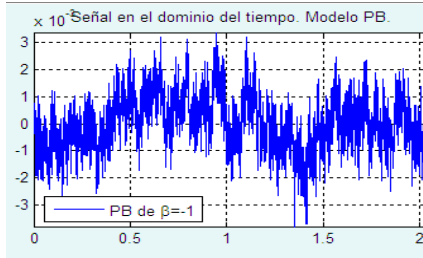


Figura 3a y Figura 3b



Figuro 4a

Figura 4b

Por otra parte el NIST establece un método estandarizado para analizar el efecto combinado de más de uno de estos fenómenos con la denominada varianza de Allan[3]. El origen no estacionario del ruido como consecuencia de la acción combinada de varios fenómenos hace que la varianza clásica no sea la herramienta adecuada para el análisis.

En la (fig.5a) tenemos la representación gráfica individual de la varianza de Allan y Allan modificada para el *random walk* ($1/f^4$) y en la (Fig.5b) el del *flicker PM* ($1/f^1$). Existe una relación exacta entre la pendiente y el tipo de ruido.

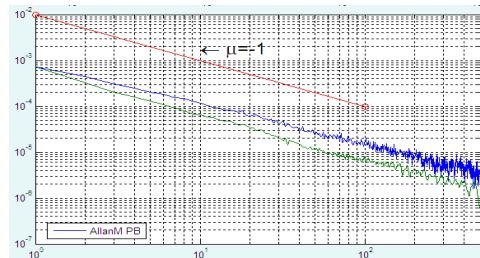
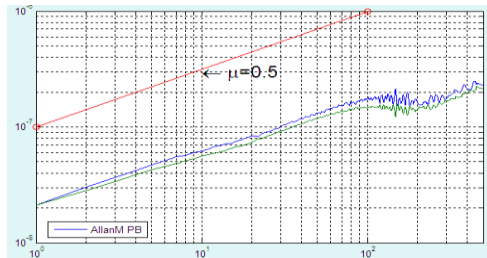


Figura 5a

Figura 5b

En el primer caso *random walk* ($1/f^4$) tiene menos influencia en la estabilidad a corto plazo pero la pendiente positiva nos indica que a largo plazo se percibirá cada vez más. Para el segundo caso *flicker PM* ($1/f^1$) tiene una mayor influencia a corto plazo y disminuye con el transcurso del tiempo.

Si combinamos ambos ruidos y observamos su evolución con la varianza de Allan, podemos apreciar perfectamente los intervalos de máxima influencia de

cada tipo de ruido. Las pendientes coinciden con las pendientes individuales, sin embargo en el dominio de la frecuencia no se puede distinguir claramente la zona de influencia de cada ruido.

En definitiva, se puede observar la acción simultánea de un ruido que afecta a la estabilidad a corto plazo como $(1/f^1)$ junto con un ruido que afecta a la estabilidad a largo plazo como $(1/f^4)$ [6]

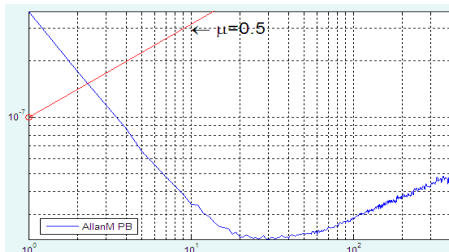


Figura 6a

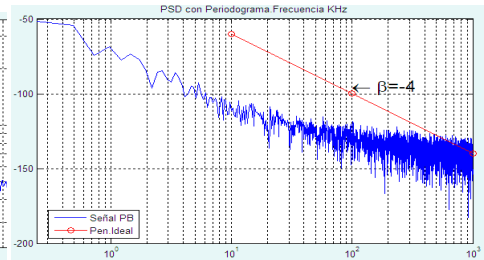


Figura 6b

2. Descripción analítica del método.

Según podemos ver en la (Fig.7) inicialmente se genera en el dominio de la frecuencia uno de los cinco tipos de ruido con el método de Paul Bourke[2], se transforma en una serie temporal y, a partir de esta serie se generan los coeficientes $a(q)$ de un modelo todo-polos mediante estimación paramétrica aplicando el método de minimización de Levinson-Durbin. En una última etapa se transfieren los coeficientes del modelo a un DSP para que pueda emular el comportamiento de un reloj con el tipo de ruido de fase seleccionado.

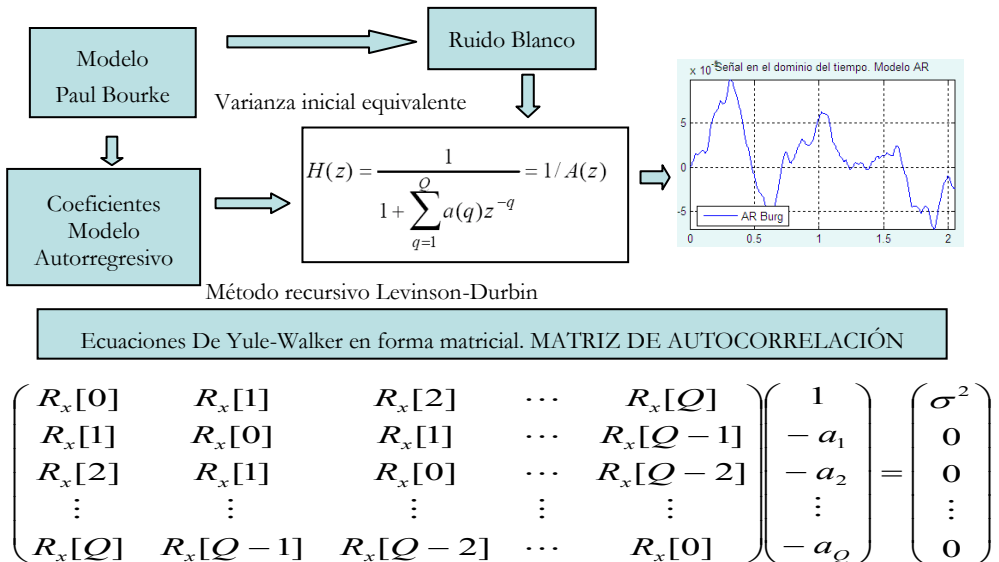


Figura 7. Modelado.

Para la generación de los coeficientes del modelo utilizamos la librería de Matlab ‘Signal Processing Toolbox’ concretamente la sección ‘Parametric modeling’ y para el análisis espectral la sección ‘Statistical Signal Processing’.

Estas funciones permiten crear un modelo matemático que describe el comportamiento estadístico de una señal, un sistema o un proceso.

Para el caso del modelo **AR** el objetivo es obtener un filtro **IIR todo polos** que cuando sea excitado con un ruido blanco genere una señal con la misma estadística que la señal originaria. En concreto una de las funciones con la que se consiguen resultados más óptimos es:

$$[\text{CoeFilEstimado}, \text{Varianza}] = \text{arburg}(\text{xOriginal}, \text{Orden});$$

Esta función utiliza el método de Burg que por minimización hacia adelante y hacia atrás del error de predicción localiza los parámetros AR que satisfagan el sistema **recursivo Levinson-Durbin**. El algoritmo asume que *xOriginal* representa la salida del sistema AR con una entrada equivalente a un ruido blanco. Es importante elegir el *Orden* del sistema adecuadamente. El vector con los parámetros estimados $A(z)$ está representado por coeficientes para potencias de Z descendentes:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{q=1}^Q a(q)z^{-q}} = \frac{1}{A(z)} \quad (3)$$

La función devuelve la '*Varianza*' estimada del ruido de entrada. El parámetro '*CoeFilEstimado*' contiene los coeficientes reflejados. Si el alumno quiere comprobar la exactitud del método puede generar la señal con las mismas características estadísticas de la señal original. Se debe excitar al filtro todo polos con un ruido blanco gaussiano con la misma varianza estimada por el método.

La función '*randn(n,m)*' genera un array de dimensión '*m*' y longitud '*n*' con una distribución normal, media=0, varianza $\sigma^2=1$ y desviación estandar $\sigma=1$. Si se quieren modificar estas condiciones se tiene que emplear la expresión:

$$x = \xi + \sigma * \text{randn}(\text{LOriginal}, 1) \text{ o } x = \text{Media} + \text{sqrt}(\text{varianza}) * \text{randn}(\text{longitude}, 1)$$

Una vez que se ha generado el ruido blanco con la varianza de la señal original se excita el filtro para generar la señal modelada:

$$x\text{Estmida} = \text{filter}(1, \text{CoeFilEstimado}, \text{RuidoBlanco})$$

Para generar el ruido en tiempo real en el DSP se recurre a un algoritmo de la librería de 'Texas Instruments' para la ejecución de un filtro IIR todo-polos con una estructura 'AR lattice' y que requiere que los coeficientes se le entreguen reflejados.

3. Método experimental: Creación del modelo.

Con un entorno gráfico didáctico desarrollado en Matlab el alumno puede estudiar cada una de las etapas: generación de ruido, análisis espectral y análisis de estabilidad. Por otra parte puede transferir los coeficientes del modelo al DSP, ejecutar el modelo y verificar los resultados de forma comparativa desde Matlab. Las etapas para el modelado y generación de un tipo de ruido son:

1º Etapa (A): El entorno gráfico de la (Fig.8) permite al alumno estudiar los cinco tipos de ruido de individualmente o de forma combinada dos a dos. Permite obtener la distribución espectral de potencia según métodos analíticos no paramétricos como el ‘Periodograma o Welch’ y paramétricos como el método de Yule o Burg. Además simultáneamente permite comprobar el efecto que puede tener sobre la estabilidad de un oscilador con la varianza de Allan y varianza modificada.

2º Etapa (B): Se pueden generar los coeficientes $a(q)$ de un modelo AR mediante estimación paramétrica a partir de la secuencia temporal generada con el modelo anterior. Podemos aumentar o disminuir el orden del filtro para ajustar el modelo. Para estimar el error de los modelos AR se calcula también la diferencia entre su pendiente y la del modelo orinal PB.

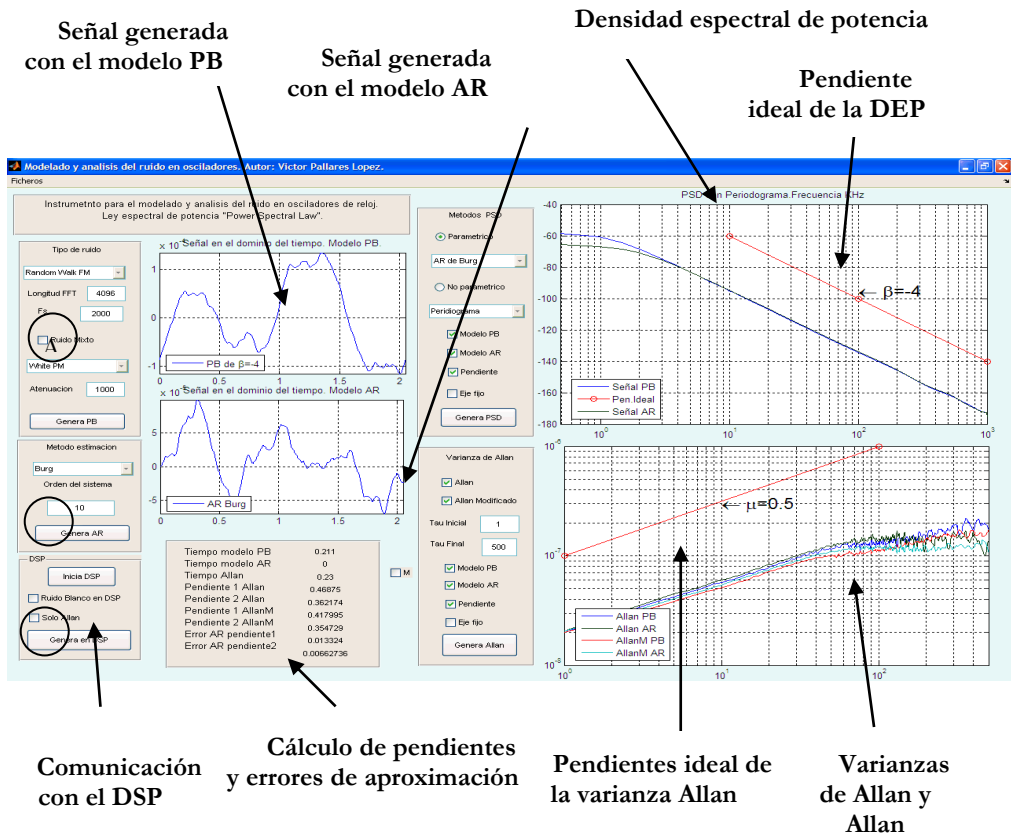


Figura 8 .Entorno gráfico en MatLab.

3º Etapa (C): Se puede transferir los coeficientes del modelo generado a un DSP para que pueda emular el comportamiento de un reloj con el tipo de ruido de fase seleccionado.

Este procedimiento es idóneo para la generación en tiempo real del ruido desde el DSP. Sólo se necesitaría almacenar en la memoria no volátil del DSP los coeficientes para cada uno de los tipos de ruido y generar una salida con un solo ruido o como combinación lineal de varios ruidos como suma de la salida de varios filtros. Por ejemplo para un ruido con $\beta = -4$ y

con la ejecución del filtro representado por la función ‘DSPF_sp_iirlat(...)’ se obtienen los siguientes resultados:

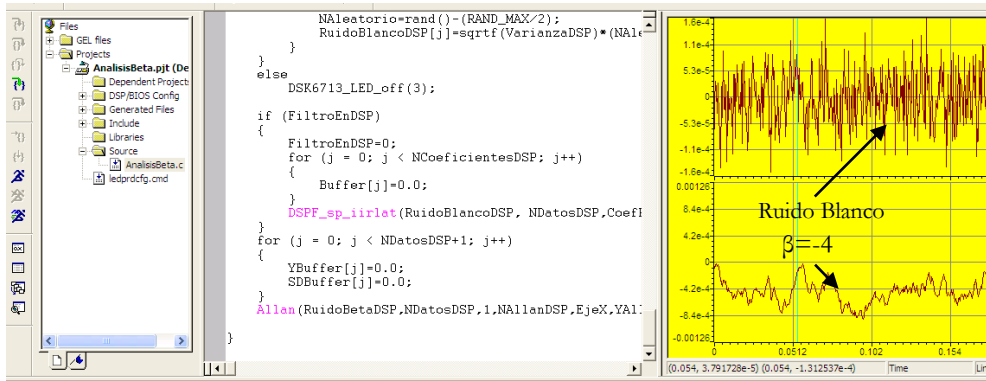


Figura 9. Entorno para el DSP ‘Code Composer’.

4. Método experimental: Generación de la señal.

El generador de señal ‘DSP’ proporciona una señal de reloj contaminada con el ruido procedente del filtro digital. Esta señal podemos medirla de forma directa o puede actuar como fuente de reloj externa para un DAC durante un proceso de captura. La estabilidad de la señal del reloj del sistema bajo prueba se mide con un TIC que utiliza como señal para la comparación un (1pps) procedente de un GPS que actúa como sistema de referencia en el tiempo.

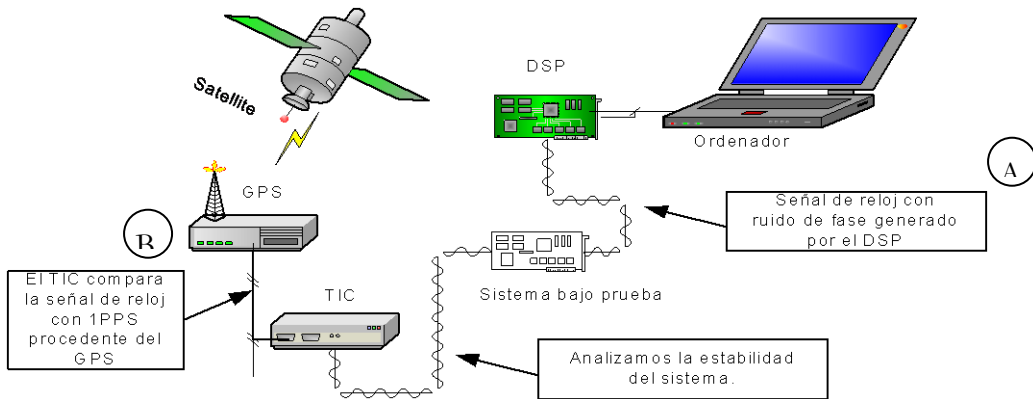


Figura 10. Procedimiento para el ensayo.

En la (Fig.11) se puede observar cómo podemos simular el ruido de fase en relación a la fase de la señal ideal con pequeños retardos o adelantos de modo que cuando se compare esta señal con la señal del GPS se podrá medir el desfase que se va acumulando a lo largo del tiempo.

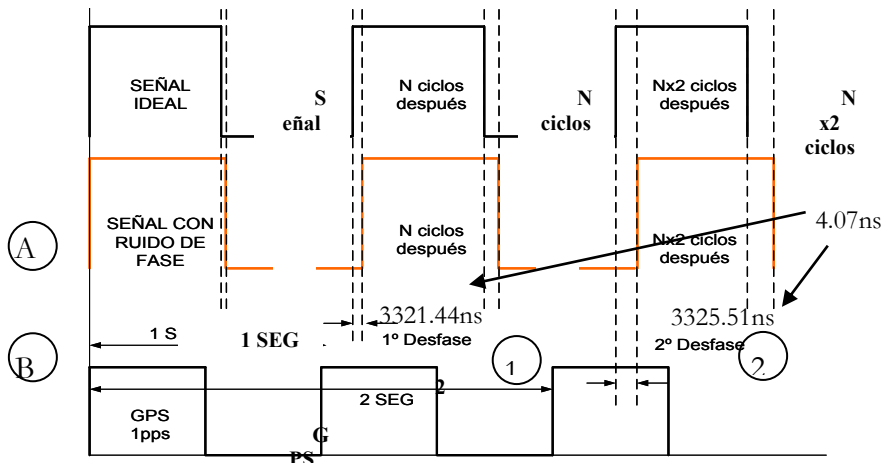


Figura 11. Variación en la fase.

En la (Fig.12) tenemos un ejemplo numérico con el tipo de desviación de fase que tenemos que aplicar para emular una desviación de $\sigma_y(\tau) = 1,17 \times 10^{-11}$. Durante el proceso de modelado del ruido hemos considerado un ruido de fase con un intervalo de medida de 1 segundo. La columna $(x_{i+1} - x_i)$ representa el ruido de fase obtenido a partir del modelo desarrollado, la columna x_i representa el desfase acumulado y la primera columna representa las medidas efectuadas con el TIC. La estabilidad en frecuencia está representada por la columna $(y_{i+1}-y_i)$ que nos va a permitir calcular la varianza de Allan.

Podemos calcular la desviación de Allan para $\tau=1s$ y con $m=9$ como:

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m (\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1})^2} = \sqrt{\frac{2,2 \times 10^{-21}}{2(9-1)}} = 1,17 \times 10^{-11}$$

| Medidas de fase en (ns) | Desviación de fase: x_i, Dt | Desviación de fase sin offset $(x_{i+1} - x_i)$ | Offset en Frecuencia $x_i/1s = y_i$ | Diferencias $(y_{i+1} - y_i)$ | Diferencias al cuadrado $(y_{i+1} - y_i)^2$ |
|-------------------------|-------------------------------|---|-------------------------------------|-------------------------------|---|
| 3321.44 (1) | (-----) | (-----) | (-----) | (-----) | (-----) |
| 3325.51 (2) | 4.07 | (-----) | 4.07×10^{-9} | (-----) | (-----) |
| 3329.55 | 4.04 | - 0.03 | 4.04×10^{-9} | -3×10^{-11} | 9×10^{-22} |
| 3333.60 | 4.05 | 0.01 | 4.05×10^{-9} | $+1 \times 10^{-11}$ | 1×10^{-22} |
| 3337.65 | 4.05 | 0 | 4.06×10^{-9} | $+1 \times 10^{-11}$ | 1×10^{-22} |
| 3341.69 | 4.04 | -0.01 | 4.04×10^{-9} | -2×10^{-11} | 4×10^{-22} |
| 3345.74 | 4.05 | 0.01 | 4.05×10^{-9} | $+1 \times 10^{-11}$ | 1×10^{-22} |
| 3349.80 | 4.06 | 0.01 | 4.06×10^{-9} | $+1 \times 10^{-11}$ | 1×10^{-22} |
| 3353.85 | 4.05 | -0.01 | 4.05×10^{-9} | -1×10^{-11} | 1×10^{-22} |
| 3357.89 | 4.04 | -0.01 | 4.04×10^{-9} | -1×10^{-11} | 1×10^{-22} |

Figura 12.

Para reproducir la desviación de fase del oscilador incrementamos o decrementamos el contenido del TPR (Timer period register) registro de 32 bit del TMS320C6713 encargado de generar la señal de reloj:

$$F_1 = \frac{f(\text{clock source})}{2 \times TPR};$$

estabilidad.

Con este procedimiento podemos acelerar el proceso de degradación de la estabilidad del reloj para que el estudiante pueda completar el estudio de estabilidad en una sesión de prácticas. Es decir se puede elegir una constante de tiempo para alcanzar una desviación a los 0.1s ó 0.01s equivalente a la de 1s. También podemos actuar sobre la magnitud del ruido multiplicando la desviación por una constante de modo que la curva de estabilidad no sólo se desplace en el eje de tiempos sino también con respecto al eje que representa la magnitud.

4.Conclusiones

Para concluir: (a) Este sistema proporciona un método sencillo para el análisis de la estabilidad del oscilador principal de sistema electrónico sometido a la acción conjunta de diversos fenómenos difíciles de reproducir en el laboratorio. (b) Podemos acelerar el efecto de la inestabilidad sobre el reloj de los sistemas electrónicos provocando una inestabilidad a corto plazo en un tiempo de 0,1 o 0,01 segundos y con una equivalencia de 1s. (c) Podemos observar el comportamiento de un sistema de adquisición encargado de medir durante largos periodos de tiempo cuando el oscilador presenta una inestabilidad emulada. Es decir, nos permitiría analizar las consecuencias de la inestabilidad del oscilador en el proceso de captura sin que esté en el lugar donde estos fenómenos pueden aparecer.

Referencias

- [1] D.A Howe, D.W. Allan and J.A. Barnes (1990). *Properties of Oscillators Signals and Measurement Methods*. National Institute of Standards and Technology. Boulder, Colorado, USA.
- [2] P. Bourke (1998). *Generating noise with different power spectra laws*. Centre for Astrophysics and Supercomputing. Melbourne Australia.
- [3] *Medida de la estabilidad en frecuencia mediante la varianza de Allan*: <http://www.allanstime.com>.
- [4] Time and Frequency. *National Institute of Standards and Technology*: <http://tf.nist.gov>
- [5] Francisco Javier Moreno Carrillo, Angel Alvaro Sanchez, Luis Basanta Alonso. *Sintetizadores Híbridos en el Espacio La CMCU de Galileo*. Alcatel Espacio. (2004)
- [6] J.J. González de la Rosa, A. Moreno Muñoz (2006). *Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets*. University of Cadiz and University of Cordoba. <http://www.sciencedirect.com>.

ANEXO K

Procesos de ruido interno en los circuitos electrónicos. Técnicas de computación de la estabilidad de la frecuencia

Autores del Libro: Jesús Ramírez Macho, I. Lloret, A. Moreno, M. Liñán, V. Pallarés, J. M. Górriz, C. G. Puntonet.

Fecha de publicación: 20 de Septiembre del 2006 con 84 páginas.

Editorial: Servicio de publicaciones de la Universidad de Cádiz.

http://serviciopublicaciones.uca.es/tienda_publicaciones.php/productos/show/id/150

Print ISBN: 978-84-9828-031-9.

Procesos de Ruido Interno en los Circuitos Electrónicos

Técnicas de Computación de la Estabilidad de la Frecuencia

J. J. G. de la Rosa, I. Lloret, A. Moreno, M. Liñán,
V. Pallarés, J. M. Górriz y C. G. Puntonet



Universidad
de Cádiz

Servicio de Publicaciones

