

ANALIZADOR DIGITAL DE DISTORSIÓN ARMÓNICA Y RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

5 Objetivo de la invención

El objeto de la invención se refiere a un analizador Digital Automático de Distorsión Armónica (ADDA), el cual presenta la posibilidad de utilizar una señal de referencia para ser comparada con la señal a medir y de esta manera poder calcular la distorsión armónica de la señal de prueba. Adicionalmente, también permite estimar la frecuencia fundamental de la señal de prueba, logrando de esta manera que se pueda utilizar ésta cuando la señal de referencia no se encuentre disponible. El equipo desarrollado usa un conversor de 24 bits de resolución del tipo Delta Sigma, lo que permite lecturas entre el rango de 0 a 102 dB y frecuencias de muestreo de hasta 625k muestras/s.

Campo de la invención

La presente invención tiene su aplicación dentro del campo de las telecomunicaciones, más específicamente en el área de diseño y construcción de equipos para el procesamiento digital de señales.

Antecedentes de la invención

Dentro de los sistemas actuales en donde se requiere de procesamiento digital de señales, se hace de vital importancia el conocimiento de la distorsión y de la relación señal a ruido que presenta una señal después de haber pasado o haber sido procesada por un sistema determinado, ya que esta observación brinda información sobre el comportamiento del sistema y de los problemas que pueda tener el mismo.

Existe una pluralidad de equipos especializados que permiten entregar las medidas de distorsión y de la relación señal a ruido pero todos presentan un

costo elevado y una resolución que para algunas aplicaciones es insuficiente. Los equipos desarrollados para este tipo de aplicaciones se basan en la aplicación de un conversor análogo-digital y un filtro por lo general adaptativo.

- 5 Los conversores Análogos a Digital (ADC) del tipo Delta-Sigma han venido creciendo en popularidad gracias a las altas resoluciones que se pueden manejar. Básicamente un conversor análogo a Digital con arquitectura Delta-Sigma digitaliza una señal análoga con una muy baja resolución (1 bit), pero con una muy alta velocidad de muestreo, para lo cual utiliza la técnica de sobre
- 10 muestro en conjunción con el formado de ruido y el filtrado digital, logrando incrementar de esta manera la resolución efectiva. Adicional a la técnica del sobre muestro, el conversor Delta-Sigma utiliza también la técnica del "Diezmado", permitiendo reducir la frecuencia de muestreo efectiva a la salida del ADC [*Analog Devices. (2004). Analog-Digital Conversion. Analog Device*].

15

- Un filtro adaptativo es un filtro se va auto-diseñando a medida que pasa el tiempo por medio de un algoritmo recursivo, esto hace que el filtro funcione perfectamente en ambientes donde se desconoce completamente las características de la señal de entrada. En ambientes estacionarios se puede
- 20 observar que el filtro converge a un filtro Wiener, y que en ambientes no estacionarios la respuesta del filtro sigue a la respuesta deseada, debido a constantemente estará modificando sus parámetros [*Haykin, S. (2002). Adaptive Filter Theory. Prentice Hall*].

- 25 Actualmente existen una gran cantidad de algoritmos recursivos como herramientas de los filtros adaptativos, la selección de cual algoritmo es el más adecuado para trabajar depende de los siguientes factores:

- Velocidad de convergencia: Esto hace referencia, al número de iteraciones
- 30 que el algoritmo tiene que realizar en respuesta a entradas estacionarios para converger a la respuesta deseada.

- Desajuste: Este parámetro provee una medida cuantitativa del valor final con respecto al error cuadrático medio que produciría un filtro de Wiener.
- Seguimiento: Cuando un algoritmo está operando en un ambiente no estacionario, se requiere que este siga a la respuesta deseada tratando de cancelar estas variaciones a la entrada.
- Robustez: Esto hace referencia a que pequeños disturbios deben de ocasionar pequeños errores en la estimación.
- Requerimiento computacional: Esto hace referencia al número de operaciones que se requieren para cumplir con una iteración completa del algoritmo y a la cantidad de memoria requerida.
- Estructura: Se refiere a la arquitectura que se requiere para correr el algoritmo, por ejemplo si se requiere realizar operaciones en paralelo o en tiempo real.
- Propiedades Numéricas: Cuando un algoritmo se implementa de manera numérica, aparece un error de cuantización debido al proceso de digitalización que se le realiza a las señales.

Una de las aplicaciones en donde se utilizan los filtros adaptativos es la de Cancelación de la Ruido, en donde el filtro adaptativo es usado para cancelar una interferencia desconocida presente en una señal de entrada. En este caso una señal de referencia se requiere como entrada auxiliar del filtro adaptativo, la cual se tomará como la señal deseada del sistema. En esta aplicación del filtro adaptativo como cancelador de ruido la Señal de referencia es la señal que entra a la entrada de señal deseada del filtro adaptativo y la señal de primaria en la señal de entrada del sistema, es decir, es la señal a la cual se le va a eliminar el ruido.

La implementación del filtro, requiere de un algoritmo que permita estimar la frecuencia fundamental de la señal de prueba y encontrar la onda sinusoidal que más se aproxime a la señal de prueba, para posteriormente tomar esta como la señal de referencia del instrumento. Uno de tales algoritmos es el que

se conoce como RLS (Recursive Least Squares. Mínimos Cuadrados Recursivos).

El algoritmo RLS puede ser visto como un caso especial de los filtros Kalman [Haykin, 2002]. Una característica importante del algoritmo RLS, es que utiliza información contenida en los datos de entrada que se remontan al instante de tiempo cuando el algoritmo es inicializado. La tasa de convergencia es típicamente más rápida que la del algoritmo LMS, esto naturalmente mejora el rendimiento, pero incrementa considerablemente la complejidad computacional que se requiere. En la implementación del método recursivo de mínimos cuadrado, se inicia el proceso con el conocimiento de las condiciones iniciales y también usa la información de los nuevos datos capturados para actualizar las estimaciones pasadas. Por lo anterior, la longitud de los datos es variable.

Medidas de la Relación Señal a Ruido y la Distorsión de una señal.

Distorsión Armónica Total (THD) es la razón del valor rms de la señal fundamental al valor medio de raíz cuadrada de sus armónicos (generalmente, únicamente los primeros 5 armónicos son significativos).

La Distorsión Armónica Total más ruido (THD+N) es la razón del valor RMS de la señal fundamental a la media del valor de la raíz cuadrada de sus armónicos más todas las componentes de ruido (excluyendo el DC). El ancho de banda sobre el cual el ruido es medido debe ser especificado, el THD + N es más conocido como el SINAD [Kester., W. (2009). *Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor. MT-003. Analog Device*].

La Relación Señal a Ruido (SNR), es la relación entre el valor rms de la señal fundamental y la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de todos los otros componentes del espectro, excluyendo los armónicos, y excluyendo el DC.

La Relación Señal a ruido y Distorsión (SINAD) es la razón de la amplitud rms de la señal al valor medio de la raíz cuadrada de todos los otros componentes espectrales, incluyendo los armónicos, pero excluyendo el DC. El SINAD es una buena indicación del rendimiento en general de una ADC porque este incluye todas las componentes las cuales conforman el ruido y la distorsión. Para una frecuencia y una amplitud dada, el SINAD es igual al THD+N, suministrando el ancho de banda sobre el cual se va a medir el ruido [Kester. 2009].

Para la estimación de los parámetros de una onda sinusoidal se puede utilizar el estándar IEEE-1241-2000 [Committee, W. M. (2001). *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog to Digital Converters*. Piscataway: IEEE], la cual hace referencia a dos algoritmos de mínimos cuadrados, los cuales permiten estimar los parámetros de la onda a analizar. Para esto se requiere almacenar unas muestras de la señal y con base en estos se podrá estimar, la amplitud, el nivel DC, la frecuencia y la fase de la señal sinusoidal.

Documentos de patente relacionados.

En relación con dispositivos para la medición de la distorsión armónica y la relación señal a ruido, se encuentra una pluralidad de documentos de patente que muestran algunos de los desarrollos más significativos de este tipo de tecnología. Así por ejemplo el documento No. US4918381 enseña un método para la medición de la distorsión armónica total de una señal usando la transformada rápida de Fourier, más particularmente se refiere a una técnica para mejorar la precisión de tales mediciones mediante la mejora de la resolución con la que un analizador puede determinar la frecuencia fundamental. Por otra parte en el documento No. US5072187 se presenta un método y un aparato para determinar la distorsión armónica total y el factor de potencia de un circuito de carga no lineal. El dispositivo mide la distorsión armónica total de corriente alterna y la tensión alterna en el circuito de carga no

lineal y calcula la distorsión armónica total y el factor de potencia como una función de ambos.

El documento No. US4818947 se refiere a un aparato para medir la distorsión armónica en un conductor, y los métodos de construcción y la utilización de mismo. El aparato comprende un instrumento portátil para localizar y medir la distorsión armónica en un conductor. El instrumento permite leer los armónicos fácilmente mientras que la carga está cambiando. De este modo, el instrumento puede proporcionar una gran cantidad de información sobre la procedencia de los armónicos y los problemas que los causan. Usando una técnica alterna, en el documento No. CN1005676se presenta un método de medición de distorsión armónica usando una señal por medio de ráfagas de tono de altavoces a gran potencia.

Los documentos de patente No. RU2247995 y RU2247996 se refieren a un medidor digital de distorsión armónica, el cual permite evaluar y medir la presencia de distorsión armónica durante la etapa de amplificación de una señal. La medición de la distorsión armónica se basa en la medición de valor que muestra la tasa de diferencia entre la duración de semiondas positivas y negativas de la señal después de que la señal ha sido sometida a una transformación no lineal.

Otros documentos de patente, describen sistemas para medir tanto distorsión armónica como relación señal a ruido, uno de estos es el documento No. US20090164159 el cual se refiere a un sistema y a un método para la determinación de la relación señal a ruido (SNR), la relación señal a ruido y distorsión (SINAD), y la distorsión armónica total (THD). El sistema incluye los circuitos lógico para estimar la frecuencia de una señal sinusoidal dominante presente en un registro datos muestreados, de forma que el sistema puede calcular SNR, SINAD y THD usando una senoide fundamental, los componentes armónicos y el desplazamiento DC.

La patente No. CN103229062 consiste en un sistema para la medición de la distorsión armónica total, basado en la distribución de muestras de energía de frecuencia armónica, medida sin interferencia alguna por medio de una configuración multi-pass de tal manera que sólo un subconjunto de todas las frecuencias monitorizadas se pueden filtran y reducir en cada pasada, mientras que el resto se filtra y se mide en pases posteriores.

El documento No. WO2012044975A1 presenta un método para producir un conjunto de mediciones de corriente o tensión recibida por un circuito eléctrico de CA. El sistema filtra el conjunto de mediciones mediante la determinación de una magnitud de la corriente o de tensión medida a una frecuencia armónica, en el que la frecuencia armónica es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. El documento también revela el proceso para el cálculo de la distorsión armónica total de acuerdo a una función que incluye la magnitud determinada.

En relación al conversor digital, el documento No. CN103178828 se refiere al circuito de un acelerómetro capaz de controlar la distorsión armónica. El dispositivo corrige los problemas existentes en la interfaz de los acelerómetros de salida análoga que fallan en la auto-comprobación de la distorsión armónica de la señal en la salida digital, por medio de un conversor análogo digital DELTA-SIGMA de alto orden que limpia la señal, generando así un acelerómetro más sensible a los cambios.

El documento TW201507334 revela un método para controlar la inhibición de la distorsión armónica en la corriente de entrada para su uso en un sistema de corrección del factor de potencia. En esta misma línea el documento No. WO2014123792 describe un sistema que comprende unos medios dinámicos para corregir el desequilibrio de la carga y de la distorsión armónica. El sistema esta conformado por un módulo de medición de desequilibrio y configurado

para medir los parámetros de potencia y así determinar el desequilibrio armónico en el sistema trifásico eléctrico.

5 El documento WO2008000990 se refiere a un método para determinar instantáneamente las tasas de distorsión de señales a través de una red eléctrica de corriente alterna. El dispositivo realiza la medición de la frecuencia armónica en tiempo real en redes eléctricas inestables, de manera que se puede evaluar las tasas de distorsión de dichas frecuencias.

10 El documento de patente No. US2929989 se refiere a un sistema que mide la distorsión de intermodulación en las pruebas de los amplificadores de audio de banda ancha para así determinar y medir la presencia y la magnitud de la distorsión de intermodulación en la salida del mismo, y para medir la distorsión de intermodulación en una amplia gama de combinaciones de frecuencia de en
15 la señal de entrada.

El documento No. US325540 se refiere a la medición de la distorsión armónica inducida por las imperfecciones en los amplificadores eléctricos, líneas de transmisión, redes de acoplamiento, u otros dispositivos que están adaptados
20 para pasar señales eléctricas. La invención se caracteriza por una pantalla de fácil visualización que proporciona tanto una medida cualitativa y cuantitativa de la distorsión armónica total. Aunque la invención es aplicable a la medición de la distorsión armónica en general, es particularmente útil en la fabricación y prueba de dispositivos eléctricos de alta calidad, o en otras aplicaciones donde
25 se requiere una medida cuantitativa y cualitativa rápida y precisa de la distorsión armónica.

La invención registrada en el documento No. WO2009153766 se refiere a un sistema para realizar pruebas de circuitos tal como convertidores analógico a
30 digital (ADC), y también puede aplicarse a las pruebas de convertidores digital

a analógico (DAC), u otros circuitos de señal mixta, tales como filtros analógicos.

Finalmente, el documento WO2005104474 describe un dispositivo y un método para mejorar la relación señal a ruido mediante secuencias complementarias, que consiste en la utilización de conjuntos M secuencias complementarias, entendiéndose por complementarias las sumas de sus autorrelaciones, que da como resultado una Delta de Kröneckel, coincidiendo el valor de M con el número de conjuntos de secuencias complementarias que son ortogonales entre sí, entendiéndose por ortogonales que la suma de las correlaciones cruzadas de las secuencias complementarias de cada conjunto es cero.

Se puede notar que en el estado del arte existen diversos equipos de medición, pero solo algunos presentan multifuncionalidades que les permitan medir la distorsión armónica y la relación señal a ruido. Este tipo de equipos por lo general son de alto costo y no comprenden capacidades de alto desempeño tales como una resolución alta de 24 bits de resolución del tipo Delta Sigma, un rango de 0 a 102 dB y frecuencias de muestreo de hasta 625k muestras/s.

Descripción de la invención

Dentro de los sistemas actuales en donde se requiere de procesamiento digital de señales, se hace de vital importancia el conocimiento de la distorsión y de la relación señal a ruido que presenta una señal después de haber pasado o haber sido procesada por un sistema determinado, ya que esta observación brinda información sobre el comportamiento del sistema y de los problemas que pueda tener el mismo. La presente invención presenta un dispositivo que permite medir la Relación señal a distorsión más a Ruido, para señales que estén formadas por múltiples frecuencias, pero mejorando el tiempo de respuesta del instrumento, la precisión el ancho de banda de la señal de la señal a medir.

De otra parte, el analizador de la presente invención permite estimar la frecuencia fundamental de la señal de prueba, logrando de esta manera que se pueda utilizar ésta cuando la señal de referencia no se encuentre disponible, esto conlleva, a la característica de medir la relación señal a distorsión y en el caso de existir ruido sobre la señal de prueba, la relación señal a distorsión más ruido, de manera automática. Para lograr lo anterior, se analizó, simuló e implementó un algoritmo que permite estimar la frecuencia fundamental de la señal de prueba y encontrar así la onda sinusoidal que más se aproxime a la señal de prueba, para posteriormente tomar esta como la señal de referencia del instrumento.

El analizador digital de distorsión armónica y señal a ruido, puede ejecutar tres métodos diferentes para realizar la medición del SINAD. El método de medición se debe de seleccionar en el momento de configuración del instrumento. A continuación se hace una descripción de cada uno de ellos:

a) ADDA: Este método requiere de dos señales externas, una para la señal de referencia y otra para la señal a probar, el SINAD será calculado con base en estas dos señales. La configuración del instrumento con este método permite conocer la máxima lectura que está en capacidad de realizar del SINAD, ya que si se coloca la misma señal en las dos entradas del instrumento, a la salida se tendrá el ruido de cuantización y del piso de ruido del instrumento.

b) IEEE1241: Este método utiliza solamente una señal de entrada, a esta señal de entrada se le estima la frecuencia de entrada, el voltaje rms y la fase, el resultado de estos parámetros permite crear una señal de referencia interna dentro del instrumento, con lo cual se realizará el cálculo del SINAD de la señal. La medición del SINAD la realiza tomando como señal de referencia la señal sinusoidal creada internamente y la señal de prueba debe de ingresarse por el canal de señal de prueba.

c) ADDA Referencia Interna: Este método corresponde a una mezcla de los dos primeros. En este caso solamente se requiere una señal de entrada, que será la señal de prueba para el instrumento, la señal de referencia se calculara nuevamente con base en el IEEE1241, pero el SINAD se calcula utilizando el método ADDA.

El analizador está en capacidad de trabajar con dos señales de entrada, la señal deseada o señal de referencia será la señal que se debe de ingresar por un canal del instrumento y la señal de prueba será la que ingrese por el otro canal del instrumento, en todos los casos el objetivo final del analizador es entregar el valor del SINAD de la señal de prueba con base en la señal de referencia. La configuración permite dos opciones de trabajo, la primera configuración es modo autónomo, en donde el instrumento se encarga de capturar los datos y procesarlos en el microcontrolador y entregar los valores del SINAD en una pantalla LCD.

La otra configuración posible que se tiene es en modo esclavo, en donde el analizador se encarga de adquirir los datos y enviarlos al PC el cual se encarga de recibir la información y procesarla. La ventaja con esta configuración es que el software permite además de ver el resultado del SINAD, ver la señal de entrada en el dominio del tiempo y en la frecuencia, ver el espectro del error y almacenar las señales capturadas en medio magnético. Es importante aclarar que en este modo el microcontrolador se comporta como un sistema de adquisición, al cual inicialmente se le deben de configurar los parámetros de captura de información.

Las especificaciones técnicas del instrumento son las siguientes:

- Rango de Medición de SINAD de 0 a 102 dB.
- Información de las siguientes variables:

- Espectro de la señal de Prueba.
- Espectro de la señal de referencia
- Espectro de la señal de salida.
- Espectro del error a la salida del filtro RLS.

- 5 • Impedancia de entrada de 50 ohmios.
- Entradas diferenciales.

Adicional a las anteriores especificaciones, el analizador cuenta con un filtro digital a la entrada de cada uno de los canales de entrada. Estos filtros se encuentran a la salida del modulador Delta-Sigma y se encuentran integrados en el conversor.

Filtro de baja latencia; este filtro ofrece una rápida respuesta de establecimiento para aquellas aplicaciones que requieran de una alta precisión con una mínima latencia. Un buen ejemplo de donde se puede aplicar este, es cuando se usan multiplexores para escanear múltiples entradas. El rápido tiempo de establecimiento que ofrece este filtro permite que la lectura pueda ser tomada rápidamente y se puede avanzar de la misma manera a la lectura de otra entrada. Cuando se configura este filtro dentro en el medidor, se tienen dos opciones adicionales; establecimiento en un ciclo simple y establecimiento de rápida respuesta. El filtro de baja latencia usa un filtro digital lineal de múltiples estados, lo cual produce un tiempo de retardo constante, esto hace que el tiempo de una muestra a otra sea constante e independiente de la frecuencia de muestreo, esto produce un desfase de cero cuando se tienen sistemas multitonos.

Filtro gran ancho de banda: Este tipo de filtro ofrece una excelente respuesta para mediciones de señales A.C. de alta frecuencia, a diferencia de la configuración de baja latencia, el tiempo de establecimiento de este filtro es mucho más alto.

Para completar la descripción y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características del invento, se adjunta a la presente memoria descriptiva una serie de figuras ilustrativas donde se podrá comprender más fácilmente las innovaciones y ventajas del analizador digital de distorsión armónica y relación señal a ruido desarrollado en la presente invención.

Breve descripción de los dibujos

Los aspectos relevantes y las ventajas de la presente invención serán mejor entendidos con relación a las siguientes figuras, en las cuales:

FIG. 1 Diagrama de bloques de los principales componentes del analizador digital de distorsión armónica y relación señal a ruido de la presente invención.

FIG. 2 Diagrama de bloques del hardware implementado en el analizador digital de distorsión armónica y relación señal a ruido de la presente invención.

FIG. 3 Diagrama de flujo del método para el cálculo del SINAD con dos señales externas.

FIG. 4 Diagrama de flujo de mínimos cuadrados para el método IEEE1241.

FIG. 5 Diagrama de flujo del método IEEE1241.

Descripción Detallada de la Invención

La presente invención se refiere a un analizador Digital Automático de Distorsión (ADDA) que entrega los datos de la relación Señal a Ruido y de la distorsión armónica de una señal. El equipo usa un conversor de 24 bits de resolución del tipo Delta Sigma, con el cuál se permiten lecturas entre el rango de 0 a 102 dB y frecuencias de muestreo de hasta 625 k muestras/s. La figura 1 muestra la configuración de las principales funciones que ejecuta el microcontrolador (1) y su relación con los puertos periféricos del mismo. El

microcontrolador comprende un Driver Captura de Datos (2) comunicado con los conversores análogos a digitales (3, 3'). el cual corresponde a un grupo de funciones que permite realizar la captura de los datos provenientes de los conversores. Estos datos se acceden mediante una estructura que contiene un
5 apuntador a la posición en donde se encuentran dichos datos. De otra parte, la invención permite la comunicación entre el microcontrolador y el software del PC a través de una interfaz USB (5) por medio de un Driver USB (4). Gracias a esto es posible visualizar de manera gráfica los resultados obtenidos por el ADDA.

10

El bloque Configuración ADC (6) corresponde a los parámetros que se deben iniciar al principio del programa con el objeto de configurar los conversores análogos a Digitales a través de la interfaz IC2 (7). Esta función recibe como
15 parámetros los valores de las frecuencias de muestreos que se requieren para una determinada prueba. El bloque Driver LCD (8) contiene todas las funciones necesarias para realizar una comunicación entre el microcontrolador y el LCD (9), gracias a este driver, se puede utilizar el equipo sin necesidad de un equipo de computo llegado el caso.

20

El bloque Filtro RLS (10) comprende las ecuaciones recursivas necesarias para el cálculo del filtro RLS. Este tipo de filtro presenta un mejor tiempo de respuesta que otros tipos de filtro tal como el LMS, razón por la cual se decidió trabajar con el mismo. El filtro comprende una función embebida que se encarga de retirar las primeras cien muestras del buffer de entrada, esto se
25 hace debido a que después de haber tomado las cien muestras se puede observar que el filtro ha convergido y se puede proceder a calcular la varianza.

30

Finalmente, el bloque Calculo SINAD (11), corresponde al procedimiento que se realiza después de que las señales son filtradas por el filtro RLS. Este procedimiento se explicara con mayor atención más adelante.

22

En la figura 2 se muestra el hardware utilizado para implementar las funciones y los procedimientos necesarios para el calculo del SINAD. El analizador comprende una tarjeta electrónica (12) conformada basicamente por un microcontrolador (1) y una fuente de poder (13) que alimenta la pantalla (9) y las tarjetas de desarrollo (14). La tarjeta electrónica (12) esta en capacidad de comunicación con una pluralidad de conversores análogo a digital del tipo Delta-Sigma (15) por medio de un bus SPI (18), por lo cual se debe configurar el Módulo de Acceso Directo a Memoria DMA (17) para agilizar la adquisición de los datos y poder trabajar a la máxima frecuencia de muestreo que soporta el conversor.

Para la adquisición de datos y el transporte y la comunicación con el PC, la tarjeta electronica (12) comprende una interfaz USB (5). Asi mismo, para la visualización de las medidas, se tiene una pantalla LCD (9) comunicada directamente con el microcontrolador por medio de un bus de 7 bits.

El conversor análogo a digital del tipo Delta-Sigma (15) es un conversor de 24 bits que permite la lectura de SINAD de 0 a 90 dB y trabaja con frecuencias de muestreo de hasta 625 k muestras/s. La invención comprende igualmente una tarjeta de desarrollo (14) para el conversor Análogo a digital (15), en donde se encuentran todos los dispositivos que requiere el conversor para su correcto funcionamiento. La configuración de la tarjeta de desarrollo (14) se realiza por medio de un bus I2C (16), por este bus se envía la información de la frecuencia de muestreo que se desea para el conversor y la configuración de los filtros que posee este. Por otra parte, los datos de las conversiones son enviados directamente por el conversor (15) al microcontrolador (1) utilizando un bus SPI (18) que posee una frecuencia de 20MHz, para lo cual el bus SPI (18) de la tarjeta puede trabajar en modo esclavo o en modo maestro. En el caso particular del sistema desarrollado, el conversor está configurado para trabajar en modo maestro. El analizador comprende dos tarjetas de desarrollo (14) una

para el canal que recibe la señal deseada y la otra para el canal de la señal de referencia.

El analizador se puede configurar mediante una pluralidad de pulsadores instalados en la misma tarjeta en donde se encuentra el microcontrolador. Por medio de estos pulsadores se puede seleccionar las funciones deseadas tal como el método de medición que se desea ejecutar, configurar la frecuencia de muestreo en el conversor, el tipo de filtro de entrada que tendrá el ADC y establecer la comunicación con el PC para el calculo del SINAD.

En el arranque del instrumento se solicita la configuración del ADC, si no se configura el ADC, este estará trabajando por defecto en la configuración de Ciclo Simple, filtro de baja latencia y frecuencia de muestreo de 36300 muestras/s. Cuando se selecciona el "Modo" se desplegará un nuevo menú en donde se podrá seleccionar si se quiere trabajar con el método ADDA (en esta configuración se utilizan las dos entradas de señales, una para la señal de referencia y la otra para la señal de prueba), con el método IEEE1241 (en esta configuración solamente se utiliza la entrada dos del instrumento), con el método ADDA REF. INTERNA (en esta configuración la señal de referencia se estima mediante el algoritmo IEEE1241 y por lo tanto solamente se requiere la entrada dos del instrumento para la señal de prueba), o si por el contrario se va a realizar una conexión con un computador, en cuyo caso el instrumento pasa a trabajar en modo esclavo. En este modo el instrumento captura datos y estos son enviados por el puerto USB al computador, para que estos sean procesados allí por el software SINAD.

En el momento en que se seleccione cualquiera de los métodos que se mencionaron anteriormente, el instrumento inicializa los conversores y procede a ejecutar dicho método y a visualizar su resultado, en el caso de que se haya seleccionado la opción de comunicación, el instrumento preguntará si se desea transmitir las muestras capturadas de un solo canal del instrumento o las dos.

La figura 3 muestra el diagrama de flujo correspondiente al método ADDA. Para la ejecución de tal método fue necesaria la implementación de un filtro RLS configurado para cancelar la señal de entrada y dejar a la salida del sistema la señal de ruido. En este caso se requiere una entrada auxiliar que es una señal de referencia, la cual se tomará como la señal deseada del sistema. La señal primaria $x(n)$ es una señal que está compuesta por la información propia de la señal $b(n)$ más el ruido $m(n)$. Por la entrada de referencia del filtro se coloca la señal $b(n)$, de tal manera que a la salida del filtro $y(n)$ se va a tener la señal adaptada de la señal de entrada $b'(n)$, así que a la salida del sistema $e(n)$ se tiene $b(n)+m(n)-b'(n)=m(n)$. En donde $m(n)$ contiene la señal de ruido y distorsión de $x(n)$.

En el método para la medición del SINAD, el analizador debe encontrar el valor de la diferencia $e(i)$ entre la respuesta deseada $b(i)$ y la salida $y(i)$ producida por un filtro transversal cuyas entradas en el tiempo i son $u(i)$, $u(i-1)$, ..., $u(i-M+1)$. El primer paso de este método consiste en dar los valores iniciales al vector de pesos en el tiempo $w(0)$ y a la matriz inversa de la correlación $P(0)$. A continuación se capturan los datos (19) y se verifica si los registros están llenos (20). La diferencia $e(i)$ se puede definir como:

$$e(i) = b(i) - y(i) = b(i) - w^H(n)u(i)$$

Donde $u(i)$ es el vector de entrada definido en el tiempo i , el cual se debe inicializar (21) con las M muestras de la señal de entrada,

$$u(i) = [u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)]^T,$$

y el vector $w(n)$ es el vector de los pesos en el tiempo n , definido por:

$$w(n) = [w_0(n), w_{01}(n), \dots, w_{0M-1}(n)]^T,$$

Los pesos del filtro transversal permanecerán fijos durante el intervalo de observación $1 \leq i \leq n$.

El siguiente paso del método consiste en calcular el vector de ganancias de $M \times 1$ $k(n)$ (22) de acuerdo a:

$$k(n) = P(n)u(n)$$

El vector de ganancias $k(n)$ se encuentra definido por el vector de entrada $u(n)$ transformado por la inversa de la matriz de $M \times M$ $P(n)$ denominada matriz inversa de la correlación de la correlación. Por conveniencia se toma:

$$P(n) = \Phi^{-1}(n)$$

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1}P(n-1)u(n)}{1 + \lambda^{-1}u^H(n)P(n-1)u(n)}$$

Donde λ es una constante positiva que se encuentra con valores entre 0 y 1, para el caso especial donde sea igual a 1 corresponde a una memoria infinita. Después de calcular el vector de ganancias, se hace la estimación del error $\varepsilon(n)$ (23) el cual esta definido por:

$$\varepsilon(n) = b(n) - u^T(n)\hat{w}^*(n-1)$$

$$\varepsilon(n) = b(n) - \hat{w}^H(n-1)u(n)$$

El producto de $\hat{w}^H(n-1)u(n)$ representa un estimado de la respuesta deseada $b(n)$, basada en los anteriores mínimos cuadrados estimados del vector de pesos que fueron hechos en el tiempo $(n-1)$. Para la actualización de los pesos $\hat{w}(n)$ del filtro (24) se tendrá entonces la siguiente ecuación recursiva:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + k(n)[b^*(n) - u^H(n)\hat{w}(n-1)]$$

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + k(n)\varepsilon^*(n)$$

El valor óptimo para el vector de pesos, $\hat{w}(n)$ para la cual la función de costo alcanza su mínimo valor, es definido por la ecuación normal escrita en forma matricial:

$$\Phi(n)\hat{w}(n) = z(n)$$

- 5 La matriz de correlación $M \times M$ es ahora definida por:

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i)u^H(i)$$

El vector de correlación cruzada $z(n)$ de $M \times 1$ entre las entradas del filtro transversal y la respuesta deseada esta definido por:

$$z(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i)b^*(i)$$

- 10 Para calcular la estimación de mínimos cuadrados del vector de pesos se tiene que determinar la inversa de la matriz de correlación (25), en la práctica el hecho de tratar de resolver esta operación de la forma tradicional conlleva a un tiempo de procesamiento grande, particularmente si el número de pesos M es grande. Por lo anterior se suele realizar este proceso por el método conocido
- 15 como la matriz inversa de Lemma, para lo cual es indispensable seleccionar las condiciones iniciales para asegurar la no singularidad de la matriz de correlación. Aplicando a la matriz de Lemma, se obtiene la siguiente ecuación recursiva para la inversa de la correlación:

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2}\Phi^{-1}(n-1)u(n)u^H(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1}u^H(n)\Phi^{-1}(n-1)u(n)}$$

- 20 Luego de calcular la matriz inversa de correlación, se debe verificar si el error es suficientemente pequeño para que el filtro se estabilice (26), y a continuación se calcula la varianza del error y de la salida (27). A continuación se verifica si se procesaron la totalidad de las muestras tomadas (28), si no se

han procesado se debe volver a inicializar el vector $u(i)$. En el caso de haber procesado la totalidad de las muestras, se procede a calcular el SINAD (29). La Relación Señal a ruido y Distorsión (SINAD) es la razón de la amplitud RMS de la señal al valor medio de la raíz cuadrada de todos los otros componentes espectrales, incluyendo los armónicos, pero excluyendo el dc. El SINAD es una buena indicación del rendimiento en general de una ADC porque este incluye todas las componentes las cuales conforman el ruido y la distorsión. El SINAD se calcula de acuerdo a la siguiente expresión

$$SINAD = 20 \log \left(\frac{S}{N + D} \right)$$

Donde S representa el valor RMS de la fundamental, $D = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_n^2}$ donde A_n es el valor RMS del armónico n . $N = \sqrt{N_1^2 + N_2^2 + \dots + N_n^2}$ donde N_n es el valor RMS de la componente de ruido número n .

El otro método desarrollado para el calculo del SINAD, es el basado en el método IEEE1241. Para la ejecucion de este método se requiere implementar un algoritmo de mínimos cuadrados tal como se muestra en la figura 4. Este procedimiento se utiliza para encontrar la señal sinusoidal que más se aproxime a la señal de prueba, se debe de tener en claro que para este caso, la señal de referencia no puede ser multitono, ya que el algoritmo IEEE1241 busca el espectro de mayor potencia dentro de la señal y esta será tomada como la frecuencia fundamental de la señal.

Para estimar los parámetros de la onda a analizar, se requiere almacenar unas muestras de la señal y con base en estos se podrá estimar, la amplitud, el nivel dc, la frecuencia y la fase de la señal sinusoidal. Supóngase que los datos de la señal han sido muestreados y almacenados en una secuencia de M muestras $y_1, y_2, \dots, y_M$ tomadas en los tiempos $t_1, t_2, \dots, t_M$, este algoritmo usa un proceso

iterativo para estimar los parámetros A_i , B_i , C_i y que minimiza la suma de las diferencias de los cuadrados en la siguiente ecuación.

$$\sum_{n=1}^M [y_n - A_i \cos(\omega_i t_n) - B_i \sin(\omega_i t_n) - C_i]^2$$

Donde ω_i es la frecuencia aplicada a la entrada del sistema.

5 Los pasos del algoritmo son los siguientes:

a) Se hace una estimación de la frecuencia angular (30) de los datos almacenados. Esta frecuencia se estima usando la DFT ya sea sobre la totalidad de los datos capturados o sobre una porción de estos,

10 b) Se inicia un contador con el índice $i=0$ (31),

c) Se da un valor inicial al vector de salida $y(0)$ (32),

d) Se actualiza la frecuencia estimada usando la siguiente ecuación:

$$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_{i-1}$$

15 e) Se crean la matriz $D(n)$ (33).

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t_1) & \sin(\omega_i t_1) & 1 & -A_{i-1} t_1 \cos(\omega_i t_1) + B_{i-1} t_1 \sin(\omega_i t_1) \\ \cos(\omega_i t_2) & \sin(\omega_i t_2) & 1 & -A_{i-2} t_2 \cos(\omega_i t_2) + B_{i-2} t_2 \sin(\omega_i t_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega_i t_M) & \sin(\omega_i t_M) & 1 & -A_{i-M} t_M \cos(\omega_i t_M) + B_{i-M} t_M \sin(\omega_i t_M) \end{bmatrix}$$

f) Se calcula la solución de mínimos cuadrados (34), x_i , tal como se muestra a continuación:

$$x_i = (D_i^T D_i)^{-1} (D_i^T y) \quad \text{donde} \quad x_i = \begin{bmatrix} A_i \\ B_i \\ C_i \\ \Delta\omega_i \end{bmatrix}$$

20

g) Calcular la amplitud y la fase (35) de la siguiente manera:

$$A = \sqrt{A_i^2 + B_i^2}$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(-\frac{B_i}{A_i}\right) \quad \text{si } A_i \geq 0 \quad \text{ó} \quad \theta = \tan^{-1}\left(-\frac{B_i}{A_i}\right) + \pi \quad \text{si } A_i < 0$$

h) Calcular la señal aproximada y'_n (36) de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$y'_n = A \cos(\omega t_n + \theta)$$

- 5 i) Incrementar el contador i (37) para la siguiente iteración,
- j) Repetir los pasos e), f), g), h) e i). Recalcule el modelo con base en los nuevos valores de calcule desde la iteración previa. Continúe iterando hasta que el valor RMS del error e_{rms} sea menor a 0,01 (38), donde el error esta
- 10 dado por:

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M r_n^2}$$

El valor de 0,01 corresponde a cuando el error en la frecuencia estimada este por debajo de 0,01 Hz. Si no se cumple la condición anterior, el procedimiento para en la iteración 30. Se seleccionó este valor puesto que en la práctica se

15 comprobó que el número de iteraciones que tarda el algoritmo en converger suele ser de 10, un valor de 30 significa que el algoritmo no está convergiendo y se debe revisar las señales y el instrumento.

En la figura se muestra el diagrama de flujo para realizar el cálculo del SINAD mediante el método IEEE1241. Este método comprende los siguientes pasos:

20

- a) Capturar los datos (39),
- b) Verificar si los registros estan llenos (40),
- c) Obtener la frecuencia estimada mediante la transformada rápida de Fourier (41),

- d) Aplicar el algoritmo de mínimos cuadrados (42) de acuerdo a lo expuesto anteriormente,
- e) Calcular el SINAD.

- 5 El tercer método propuesto para el cálculo del SINAD corresponde al método ADDA Referencia Interna. Este método corresponde a una mezcla de los dos métodos expuestos en las figuras 3, 4 y 5. En este caso solamente se requiere una señal de entrada, que será la señal de prueba para el instrumento, la señal de referencia se calculara nuevamente con base en el IEEE1241, pero el
- 10 SINAD se calcula utilizando el método ADDA.

- Se considera no necesario hacer más extensa esta descripción para que un experto en la materia comprenda el alcance y las ventajas de la invención. Los materiales, forma, tamaño y disposición de los elementos serán susceptibles de
- 15 variación siempre y cuando ello no suponga alteración en la forma esencial del invento. Todos los términos técnicos y científicos aquí empleados tienen el mismo significado tal como comúnmente los entienden aquellos expertos en la técnica. Todas las publicaciones, solicitudes de patente y patentes y otras referencias mencionadas, quedan incorporadas por referencia en su totalidad.

20