

Universidad Nacional José Faustino Sánchez Carrión
FACULTAD DE INGENIERÍA INDUSTRIAL, SISTEMAS E INFORMÁTICA
ESCUELA ACADÉMICO PROFESIONAL INGENIERÍA ELECTRÓNICA



TESIS

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO ADAPTATIVO PARA LA
ATENUACIÓN DE RUIDO EN CONTROLADORES LÓGICOS
PROGRAMABLES.**

**PARA OBTENER EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

PRESENTADO POR:

Andree Amir Sánchez Andrade

ASESOR:

Ing. Delvis Beder Morales Escobar

CIP: 107525

HUACHO – PERÚ

2019

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO
ADAPTATIVO PARA LA ATENUACIÓN DE RUIDO
EN CONTROLADORES LÓGICOS
PROGRAMABLES.**

ASESOR Y MIEMBRO DEL JURADO

PRESIDENTE

Ing. Alcibiades F. Sosa Palomino

SECRETARIO

Ing. Edwin I. Farro Pacífico

VOCAL

Ing. Oscar M. De La Cruz Rodríguez

ASESOR

Ing. Delvis B. Morales Escobar

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi madre, por haberme apoyado en todo momento, por sus consejos, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien.

AGRADECIMIENTO

A mi familia por haberme dado la oportunidad de formarme en esta prestigiosa universidad y haber sido mi apoyo durante todo este tiempo.

De manera especial, a mi asesor de tesis, por haberme guiado, no solo en la elaboración de este trabajo de titulación, sino a lo largo de mi carrera universitaria y haberme brindado el apoyo para desarrollarme profesionalmente y seguir cultivando mis valores.

ÍNDICE GENERAL

CARÁTULA	i
TÍTULO	iii
ASESOR Y MIEMBRO DEL JURADO	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTO.....	v
ÍNDICE GENERAL.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS	viii
ÍNDICE DE FIGURAS	ix
RESUMEN.....	xiii
ABSTRACT	xiii
INTRODUCCIÓN.....	xv
CAPÍTULO I: PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	1
1.1. Descripción de la realidad problemática.....	1
1.2. Formulación del problema	3
1.2.1. Problema general	3
1.2.2. Problemas específicos	4
1.3. Objetivos de la investigación.....	4
1.4. Justificación de la investigación.....	4
1.5. Delimitación del estudio	5
1.6. Viabilidad del estudio	5
CAPÍTULO II: MARCO TEÓRICO	6
2.1. Antecedentes de la investigación.....	6
2.2. Bases teóricas.....	12
2.3. Definiciones conceptuales	33
2.4. Formulación de la hipótesis.....	33
CAPÍTULO III: METODOLOGÍA.....	34
3.1. Diseño Metodológico.....	34

3.2. Población y Muestra	34
3.3. Operacionalización de variables e indicadores.....	35
3.4. Técnicas e instrumentos de recolección de datos.....	35
3.5. Técnicas para el procesamiento de la información	53
CAPÍTULO IV: RESULTADOS	54
4.1. Demostración de hipótesis general	534
4.2. Demostración de hipótesis específicas	534
CAPÍTULO V: DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	61
5.1. Discusión.....	61
5.2. Conclusiones	63
5.3. Recomendaciones	64
CAPÍTULO VI: FUENTES DE INFORMACIÓN.....	65
6.1. Fuentes bibliográficas.....	65
6.2. Fuentes electrónicas	65
Anexo 1 Especificaciones técnicas del PLC SIEMENS	6566
Anexo 2 Especificaciones técnicas del módulo de entrada analógica.....	6566
Anexo 3 Especificaciones técnicas del módulo analógico	6567
Anexo 4 Imágenes del trabajo realizado.....	6570
Anexo 5 Matriz de Consistencia	6572

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1: APLICACIONES DE FILTROS ADAPTATIVOS	23
TABLA 2: VARIABLE 1	35
TABLA 3: VARIABLE 2	35
TABLA 4: CARACTERÍSTICAS DEL CONTROLADOR.....	36
TABLA 5: DIRECCIONES DE ENTRADA DEL CANAL ANALÓGICO	38
TABLA 6: DIRECCIONES DE SALIDA DEL CANAL ANALÓGICO.....	38
TABLA 7: FACTOR DE CONVERGENCIA VS SEÑAL DESEADA Y RUÍDO.....	57
TABLA 8: ATENUACIÓN DE RUIDO PRESENTADO EN DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	57
TABLA 9: TIEMPO DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DEL FACTOR DE CONVERGENCIA	58
TABLA 10: VALOR DE LOS 6 COEFICIENTES DEL FILTRO ADAPTATIVO	59

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1: DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN FILTRO ADAPTIVO	14
FIGURA 2: FILTRO TRANSVERSAL	16
FIGURA 3: CUATRO CLASES DE APLICACIONES DE FILTROS ADAPTATIVOS (A) CLASE I: IDENTIFICACIÓN; (B) CLASE II: MODELADO; (C) CLASE II: PREDICCIÓN; (D) CLASE IV: CANCELACIÓN DE INTERFERENCIAS.....	24
FIGURA 4: CANCELADOR DE RUIDO ADAPTATIVO	25
FIGURA 5: CANCELADOR DE RUIDO PARA SUPRIMIR LA INTERFERENCIA DE 60 HZ EN UN ELECTROCARDIOGRAMA.....	29
FIGURA 6: CANCELACIÓN ADAPTATIVO DE RUIDO	30
FIGURA 7: FIGURA 7: PLC S7-1214 C.....	36
FIGURA 8: CIRCUITO MEZCLADOR DE SEÑALES FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA	37
FIGURA 9: DIRECCIONES DE ENTRADAS Y SALIDAS ANALÓGICAS DEL S7-1200 FUENTE: ELABORACIÓN PROPIA.....	38
FIGURA 10: NORMALIZACIÓN DE LA SALIDA DE LA SEÑAL FILTRADA	39
FIGURA 11: NORMALIZACIÓN DE LA SEÑAL DE ENTRADA CONTAMINADA	39
FIGURA 12: NORMALIZACIÓN DE LA FUENTE DE RUIDO.....	39
FIGURA 13: GENERACIÓN DEL BLOQUE DE INTERRUPCIÓN CÍCLICA DE 12ms	40
FIGURA 14: COEFICIENTES DEL FILTRO.....	40
FIGURA 15: SALIDA DEL FILTRO	41
FIGURA 16: VARIABLES TEMPORALES DEL BLOQUE DE INTERRUPCIÓN CÍCLICA	41
FIGURA 17: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$ Y $T_s=12ms$	42
FIGURA 18: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$ Y $T_s=12ms$	42

FIGURA 19: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$ Y $T_s=12ms$	43
FIGURA 20: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$ Y $T_s=12ms$	43
FIGURA 21: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$ Y $TS=12ms$	44
FIGURA 22: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$ Y $TS=12ms$.....	44
FIGURA 23: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.01$ Y $T_s=12ms$	45
FIGURA 24: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.01$ Y $T_s=12ms$	45
FIGURA 25: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.01$ Y $T_s=12ms$	45
FIGURA 26: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	46
FIGURA 27: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	46
FIGURA 28: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	47
FIGURA 29: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.00075$ Y $T_s=12ms$.	47
FIGURA 30: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.00075$ Y $T_s=12ms$	47
FIGURA 31: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.00075$ Y $TS=12ms$.....	48
FIGURA 32: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	48
FIGURA 33: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	49
FIGURA 34: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	49
FIGURA 35: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	50

FIGURA 36: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	50
FIGURA 37: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0005$ Y $T_s=12ms$	51
FIGURA 38: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$.....	51
FIGURA 39: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$	51
FIGURA 40: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.0001$	52
FIGURA 41: MUESTRA PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$.....	52
FIGURA 42: MUESTRA DE RESULTADOS EN PANEL HMI PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$	53
FIGURA 43: MUESTRA DE RESULTADOS EN OSCILOSCOPIO PARA UN FACTOR DE CONVERSIÓN DE $U=0.001$	53
FIGURA 44: IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO LMS EN TIA PORTAL V15	55
FIGURA 45: IMPLEMENTACIÓN DEL DIAGRAMA LADDER EN TIA PORTAL V15	55
FIGURA 46: IMPLEMENTACIÓN DE LAS VARIABLES DE ENTRADAS Y SALIDAS EN EL PANEL HMI	56
FIGURA 47: MUESTRA DE LAS VARIABLES DE ENTRADAS Y SALIDAS EN EL PANEL HMI.....	56
FIGURA 48: FACTOR DE CONVERGENCIA VS SEÑAL DESEADA Y RUIDO	57
FIGURA 49: ATENUACIÓN DE RUIDO PRESENTADO EN DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	58
FIGURA 50: TIEMPO DE ADAPTACIÓN EN FUNCIÓN DEL FACTOR DE CONVERGENCIA	59
FIGURA 51: VALOR DE LOS 6 COEFICIENTES DEL FILTRO ADAPTATIVO	60

RESUMEN

La investigación se centra en realizar el **DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO ADAPTATIVO PARA LA ATENUACIÓN DE RUIDO EN CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMABLES.**

Esta investigación intenta disminuir la atenuación de ruido en controladores lógicos programables a través de la implementación de un filtro adaptativo.

Para ello se eligió el algoritmo LMS (Least Mean Square) como herramienta matemática para conseguir una solución al problema de cancelación de ruido.

La señal contaminada con ruido aleatorio será ingresada al filtro adaptativo implementado por el PLC, para determinar el tiempo que este tarda en eliminar el ruido, así como tomar en cuenta con cuantos coeficientes se tiene una mejor respuesta, para ello se tomará en cuenta la distorsión armónica de salida.

El tipo de investigación es aplicada y el diseño es pre experimental.

Por último, la atenuación del ruido de las señales es evidente y esto se muestra en el cálculo de la distorsión armónica total, en el que se tiene un mínimo de 3.14% y el tiempo de adaptación del filtro se da en un tiempo de 120 segundos.

Palabras Claves: Filtro adaptativo, algoritmo LMS, Atenuación de ruido, Tiempo de adaptación.

ABSTRACT

The research focuses on the DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN ADAPTIVE FILTER FOR NOISE ATTENUATION IN PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLERS.

This research attempts to reduce noise attenuation in programmable logic controllers through the implementation of an adaptive filter.

For this, the LMS (Least Mean Square) algorithm was chosen as a mathematical tool to achieve a solution to the noise cancellation problem.

The signal contaminated with random noise will be entered into the adaptive filter implemented by the PLC, to determine the time it takes to eliminate the noise, as well as taking into account how many coefficients a better response is had, for this the distortion will be taken into account harmonic output.

The type of research is applied and the design is pre-experimental.

Finally, the attenuation of the noise of the signals is evident and this is shown in the calculation of the total harmonic distortion, in which there is a minimum of 3.14% and the adaptation time of the filter is given in a time of 120 seconds .

Keywords: Adaptive filter, LMS algorithm, Noise attenuation, Adaptation time.

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo de investigación titulado **DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO ADAPTATIVO PARA LA ATENUACIÓN DE RUIDO EN CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMABLES**, es desarrollado para obtener el Título de Ingeniero Electrónico y constituye un documento original resultado de la investigación realizada por su autor.

La presente investigación tiene como objetivo aportar como conocimiento a los estudiantes de Ingeniería y al público en el área de control y procesamiento digital de señales, lo que se busca es disminuir la atenuación de ruido en controladores lógicos programables a través de la implementación de un filtro adaptativo con la finalidad de evitar que los sistemas inductivos al estar expuestos a ruidos trabajen de forma no deseada. En este sentido la presente investigación es realizado con el objetivo de conocer el tiempo de adaptación en controladores lógicos programables a través de la implementación de un filtro adaptativo.

El objetivo en general es diseñar e implementar un filtro adaptativo para la atenuación de ruido en controladores lógico programables.

Para el desarrollo de la presente investigación se requiere comprender de manera clara la importancia de los filtros adaptativos.

Finalmente, se eligió el algoritmo LMS (Least Mean Square) como herramienta matemática para conseguir una solución al problema de cancelación de ruido.

CAPÍTULO I: PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1. Descripción de la realidad problemática

Se llama conmoción eléctrica, cada uno de esos signos de impedancia, de raíz eléctrica, indeseables y que están conectados a la señal principal, o valiosos, con el objetivo de que puedan modificarlo y generar impactos que pueden ser bastante inseguros. En el momento en que el signo primario es simple, la conmoción será destructiva en la medida en que su adecuación sea comparativa con la señal principal. En el momento en que se avanza el signo, si el clamor no está equipado para crear una diferencia de estado, dicha conmoción no será esencial. Sin una decisión, esa conmoción nunca se puede eliminar por completo. El manantial primario de la conmoción es el sistema que proporciona la vitalidad eléctrica, y es debido a que se crea un campo atractivo alrededor de los transportadores con una recurrencia de 50 o 60 Hz. Además, los parásitos o clamor creados por estos conductores se propagan a través de estos conductores. Otros aparatos eléctricos o electrónicos. Existen algunas influencias inquietantes, por ejemplo, los rayos que son aptos para actuar desde un tramo significativo desde el punto que se crea, por ejemplo, cayendo en una línea de alto voltaje. En cualquier caso, las influencias inquietantes más dolorosas son las que ocurren dentro o excepcionalmente cerca del establecimiento. Por lo general, son pináculos y movimientos de voltaje provocados por variedades abruptas vigentes durante el tiempo dedicado a la asociación y separación de los dispositivos con la utilización más notable [1].

Un canal computarizado es un marco que, dependiendo de las variedades de la bandera de información en tiempo y adecuación, se realiza un manejo numérico de dicha señal; en general utilizando la Transformada rápida de Fourier; adquirir el efecto secundario de la preparación científica o la señal de rendimiento en el rendimiento. Los canales avanzados tienen una señal simple o computarizada como información y en su rendimiento tienen otro

signo simple o avanzado, que puede haber cambiado en abundancia, recurrencia o etapa dependiendo de las cualidades del canal computarizado [2].

La separación computarizada es una parte del manejo avanzado de letreros. Se le da el nombre de avanzado más por su actividad interna que por su dependencia del tipo de señal que se va a separar, por lo que podríamos llamar al canal computarizado un canal que representa el manejo de señales computarizadas y otro que lo hace de simple señal. [2]

Por lo general, se usa para debilitar o intensificar algunas frecuencias. Por ejemplo, se puede actualizar un marco para controlar los tonos graves y agudos de cualquier marco de sonido.

El manejo interno y la información del canal serán avanzados, por lo que una simple transformación computarizada o avanzada simple podría ser esencial para la utilización de canales computarizados con signo simple.

Existen numerosos enfoques para hablar con un canal. Por ejemplo, como un componente de w (recurrencia avanzada), como un elemento de z y como un elemento de n (número de prueba). Todos son iguales, sin embargo, a la hora del trabajo de vez en cuando es progresivamente ventajoso tampoco. En caso de duda, el término $a_0 = 1$ generalmente se deja.

En el caso de que se comunique como un componente de z y como parte:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}$$

Y en dominio de n:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k)$$

Los coeficientes son a y b y son los que caracterizan el canal, por lo tanto, el plan comprende su cálculo.

Los sistemas de control industrial al estar expuestos a motores y en general a sistemas inductivos, son víctimas de estos ruidos lo que conllevan a que estos trabajen de forma no deseada, Los Circuitos que permiten eliminar los ruidos están basados en filtros pasa bajos o pasa altos que son realizados con circuitos Lineales como Amplificadores operacionales, de acuerdo al orden del filtro estos se hacen más complejos de implementar, además utilizan doble fuente de alimentación logrando de esta forma que el circuito se vuelva cada vez más grande. Cuando el ruido cambia en el espectro de frecuencia se debe de cambiar los circuitos diseñados, esto conlleva a modificar totalmente el circuito.

Los Software que permiten la programación de los controladores lógicos programables no cuentan con bloques que permitan la eliminación de ruidos captados durante la adquisición de un dato analógico, es más si el ruido cambia de frecuencia esto sería un factor muy crucial para su eliminación por que no se conocería la frecuencia a la que cambia, ni la velocidad de cambio de la frecuencia. $\frac{dw}{dt}$ haciendo de esta manera imposible de atenuar.

1.2. Formulación del problema

1.2.1. Problema general

¿Cómo el diseño e implementación de un filtro adaptativo permitirá la atenuación de ruido en controladores lógico programables?

1.2.2. Problemas específicos

- ¿Cómo la implementación de un filtro adaptativo disminuirá la atenuación de ruido en los controladores lógicos programables?
- ¿Cómo la implementación de un filtro adaptativo permitirá la adaptación en los controladores lógicos programables?

1.3. Objetivos de la investigación

1.3.1. Objetivos generales

- Diseñar e implementar un filtro adaptativo para la atenuación de ruido en controladores lógico programables.

1.3.2. Objetivos específicos

- Determinar la disminución de la atenuación de ruido en controladores lógico programables a través de la implementación de un filtro adaptativo.
- Determinar la adaptación en controladores lógicos programables mediante la implementación de un filtro adaptativo.

1.4. Justificación de la investigación

- **En lo social:**

Esta Investigación permitirá un mejor aprovechamiento de los recursos de los controladores lógicos programables.

- **En lo académico:**

Permitirá a los investigadores proponer una solución al tratamiento del ruido de baja frecuencia en los procesos de Automatización.

- **En lo económico:**

Permitirá a las empresas atenuar las señales ruidosas sin utilizar módulos adicionales.

1.5. Delimitación del estudio

El presente trabajo de investigación se delimita a implementar un Algoritmo que permita atenuar los ruidos eléctricos de baja frecuencia en la adquisición de señales analógicas en controladores lógicos programables.

1.6. Viabilidad del estudio

El presente trabajo es viable debido a que se cuenta con los recursos económicos, técnicos y humanos para la realización del mismo.

CAPÍTULO II: MARCO TEÓRICO

2.1. Antecedentes de la investigación

Avalos Ochoa, Juan Gerardo (2008). Investigación titulada como Algoritmo LMS con error codificado usando un DSP. Tesis para obtener el grado de Maestro en ciencias e ingeniería en microelectrónica, otorgado por el Instituto Politécnico Nacional – México.

En la investigación se mencionó que el algoritmo de mínimos cuadrados promediados con error codificado (ECLMS) es una variante que tiene por objetivo simplificar la aritmética del algoritmo LMS convencional, reduciendo el número de operaciones de punto flotante y aumentando así la velocidad de convergencia. En este trabajo se presenta la implementación en hardware de los algoritmos LMS y ECLMS con el propósito de comparar su tiempo de procesamiento, ya que anteriormente esta variante solo había sido probada con un software de simulación como lo es MATLABTM. Para la implementación se decidió utilizar el procesador digital de señales TMS320C6713 de Texas Instrument, ya que su conjunto de instrucciones y arquitectura lo hace una herramienta adecuada para el desarrollo de algoritmos de procesamiento adaptivo. Se realizaron las pruebas en tiempo real usando las estructuras adaptivas de predictor lineal, identificador de sistemas y cancelador de ruido obteniéndose las formas de onda en el tiempo y los espectrogramas respectivos. Los resultados obtenidos muestran que el algoritmo LMS con error codificado presenta una velocidad de convergencia mayor que el algoritmo LMS.

Simón Bendezú, Giovanni Said (2004). Investigación titulada LMS Adaptive Filter y su aplicación en el reconocimiento de palabras confinadas para el control de un marco de sonido a través de la voz. Postulación para adquirir el nivel de Ingeniero Electrónico, otorgado por la Pontificia Universidad Católica del Perú.

En el examen, se hizo referencia al siguiente: intentar controlar un marco sólido por métodos para solicitudes verbales es una prueba extraordinaria, a la luz del hecho de que los cálculos de reconocimiento de voz son delicados y tienen una competencia decente solo en una condición libre de clamor, solo la cercanía de un ligero sonido con el objetivo de que la voz no pueda ser percibida efectivamente. Este examen intenta mejorar el nivel de logros de un marco de reconocimiento a la vista de la conmoción y, en consecuencia, intentará controlar un equipo de sonido de la marca Panasonic y modelo SC-AK45 con el modelo de control remoto EUR644853, del cual se tomarán algunas capacidades. para control de voz.

Para lograr este objetivo, se utiliza un canal LMS versátil, que es la interfaz de información para el marco y utiliza dos banderas (la voz con clamor y la referencia) capturadas por dos amplificadores AKG D-230 ejecutados en la tarjeta de evaluación DSP56002EVM de Motorola. El canal tiene la capacidad de disminuir el grado de sonido del hardware en el letrero que contiene la voz para que el marco de reconocimiento pueda tener una gran productividad y, por lo tanto, una baja tasa de errores.

El signo separado ingresa al marco de reconocimiento ejecutado en la tarjeta de mejora TMS320C6711 que permite un control continuo, es decir, en este momento la solicitud se articula, el marco forma la señal de voz y crea una reacción enviando un signo infrarrojo a través de un pequeño circuito IR que es La interfaz entre la tarjeta y el marco de sonido. Por fin, este examen es la premisa para controlar cualquier marco que tenga sonido, por ejemplo, un televisor, un DVD, un VHS, etc., es decir, controlar un marco de sonido visual completo por voz.

Ferrer Contreras, Miguel (2008). Investigación titulada como Filtrado adaptativo multicanal para el control de campo sólido cercano que depende de cálculos de proyección

relacionados. Propuesta para adquirir el nivel de Doctor, otorgada por la Universidad Politécnica de Valencia - España.

El examen hace referencia a que la mejora y el uso de cálculos productivos multicanal, a la luz del cálculo de proyección relacionado, se aplica al control dinámico de la conmoción. Para abordar este problema, primero, hemos examinado diversos cálculos productivos de proyección relacionada que se han desglosado y aprobado por recreación, terminando con el uso, en un área cercada, de una disposición genuina de control dinámico del clamor multicanal ejecutado en un DSP limitado por estos cálculos.

Últimamente, los cálculos de proyección relacionados se han propuesto como cálculos de control en marcos versátiles, que esperan mejorar la velocidad de ensamblaje de los cálculos basados en LMS, siendo una opción efectiva, fuerte y estable en contraste con estos cálculos, cuyo impedimento principal es absolutamente el velocidad de entremezclarse. Los cálculos de proyección relativa pueden considerarse como una expansión característica del cálculo NLMS, ya que actualiza sus coeficientes dependientes de un vector solitario de información de señal de información, mientras que los cálculos de proyección relativa actualizan coeficientes de canal versátiles utilizando N vectores de información de la señal de información (N es la proyección solicitud). Se han realizado numerosos esfuerzos para intentar mejorar la productividad computacional de estos cálculos aplicados al tema de la eliminación de la reverberación, generando diversas variantes efectivas del cálculo de proyección relacionado. En cualquier caso, cuando se aplica al control dinámico de la conmoción, es importante disminuir aún más la naturaleza computacional multifacética, considerando que, en general, la efectividad computacional se logra a expensas de la corrupción de algún otro componente del cálculo (la mayoría de las veces el velocidad de montaje). Este documento muestra algunas opciones en contraste con las formas competentes existentes, que no corrompen por completo la presentación de

este cálculo, y se analiza cómo reducir considerablemente el montón computacional de estos cálculos.

Del mismo modo, también se examina cómo actualizar un cálculo de proyección productivo relacionado que depende de la estructura de separación x regular con los fondos de reserva computacionales que esta estructura implica en contraste con la estructura de tamizado x alterada, generalmente utilizada cuando el cálculo de proyección IV relacionado es aplicable al control dinámico del clamor. A pesar del hecho de que la estructura de tamizado x ajustada proporciona una tasa de ensamblaje más alta que la habitual y permite trabajar con cada uno de los signos que se requieren en el cálculo de la proyección relacionada, también es evidente que tiene un gasto computacional más alto ya que necesita realizar un mayor número de filtrados que los realizados por la estructura de separación x regular, por lo que la última estructura presenta, en sí misma, una mejora en la productividad computacional.

Este documento muestra que la forma competente del cálculo de proyección relacionado exhibido y que depende de la estructura tradicional de separación de x tiene una ejecución tan grande como las de las variantes efectivas que dependen de la estructura de separación de x alterada, lo que da una reserva de fondos computacional significativa

La investigación y el examen de las propiedades del cálculo creado se han completado mediante:

- El avance de los cálculos de proyección relacionados con varios canales aplicados al control dinámico de la conmoción y dependientes de la estructura tradicional de separación de x , concentrando diversas técnicas competentes que mejoran los gastos computacionales. Asimismo, se ha realizado una investigación hipotética del estado

constante y la conducta fugaz de estos cálculos utilizando el estándar de protección de la vitalidad.

- Obtención de resultados de recreación, lo que ha sido concebible agradecimiento a la programación de recreación producida por este motivo.
- El uso de estos cálculos en un marco genuino basado en DSP, donde su funcionamiento legítimo ha sido verificado y que su gasto computacional es aceptable por los marcos actuales de equipos intermedios (no se parecen en nada a los cálculos de proyección relacionados que dependen de la estructura modificada).

Zelada Girls, Walter Leopoldo (2004). Investigación titulada Diseño de un canal avanzado versátil como un cancelador de conmovión que depende del cálculo de LMS. Teoría para adquirir el Grado de Ingeniero Eléctrico, otorgado por la Universidad de El Salvador - El Salvador

En el examen que viene a continuación se hace referencia en este momento, los canales versátiles establecen una parte importante de la preparación avanzada de signos. En los casos en que se requiera la preparación de los resultados de las tareas en una condición mensurablemente oscura, la utilización de canales versátiles ofrece una respuesta atractiva para el problema de que los canales de coeficientes fijos en su mayor parte adquiridos por las técnicas tradicionales no se pueden desentrañar.

Además, la utilización de canales versátiles proporciona otro aparato para el manejo del indicador que no se consideró de ninguna manera concebible con canales de coeficiente fijo.

Como tema fundamental de este trabajo de graduación, es la separación recta versátil realizada en una estructura transversal y con una reacción de impulsión de longitud

limitada (FIR). La aplicación a la que se dedica este informe es la eliminación de la conmoción de signos ocasionales limitados en la recurrencia por métodos de cribado versátil, fundamental para algunos y circunstancias genuinas fluctuantes. Para este fin, se ha planificado un marco de control de ruido activo (CAR o ANC) utilizando un cálculo con cualidades rectas y un canal auxiliar transversal.

A pesar de que esta no es la profesión principal que se ocupa del tema del cribado versátil recto (sin considerar no directo), este trabajo de graduación será un paso inicial en el amplio universo de la separación versátil recta.

Por fin, el cálculo de LMS (Mínimo Cuadrado Medio) se seleccionó como un dispositivo científico para lograr una respuesta para el problema de tachado del clamor.

2.2. Bases teóricas

EL PROBLEMA DEL FILTRADO

El término canal se usa con frecuencia para representar un circuito eléctrico (equipo) o un programa de PC (programación) que se aplica a mucha información estruendosa (o manchada) para extraer una medida de datos recientemente caracterizada, por ejemplo, la reacción ideal o Señal de intriga La conmoción podría aparecer a partir de una variedad de fuentes. Por ejemplo, la información puede haber sido obtenida por métodos para marcos excepcionalmente delicados que junto con el signo de intriga incluyen conmoción, o el clamor podría hablar con una pieza valiosa del signo como cuando se ha equilibrado con otra recurrencia para transmitirlo a través de un desvío de intercambios Para cualquier situación, lo que debería ser posible es utilizar un canal para realizar tres tareas de preparación fundamentales en el letrero: tamizado, suavizado y pronóstico.

En el momento en que se intenta una metodología para ocuparse de la cuestión de la separación directa, son accesibles ciertos parámetros medibles (es decir, capacidades, por ejemplo, media y relación entre números) del signo ideal y el clamor indeseable de sustancias añadidas, y el objetivo es planear un canal directo con información ruidosa como información, en ese punto limitar los impactos de tal conmoción en el rendimiento del canal como lo indican algunos criterios de hecho. Una respuesta útil para este problema de racionalización del canal es limitar la estimación cuadrática media de la señal de error que se caracteriza por el contraste entre cualquier reacción ideal y el rendimiento actual del canal. Para las fuentes estacionarias de información, una excelente disposición son los canales Wiener, que son ideales para disminuir el error medio cuadrático. El gráfico de la estimación cuadrada media de la señal de error en comparación con los coeficientes personalizables de un canal directo se conoce como la superficie de conducta de error o

simplemente la superficie de error. El punto base en esta superficie habla del arreglo ideal de Wiener.

En el momento en que hay un indicador dinámico no estacionario, por ejemplo, voz, es importante ajustar el canal a los cambios inesperados de la señal de información. Si bien un canal transversal de coeficientes fijos (tipo Wiener) solo se aplicaría a las señales que son procedimientos estacionarios para los que se conocen propiedades medibles, la motivación detrás de un canal versátil es decididamente no confiar en esta teoría, en su mayor parte falsa como una regla general, para trabajar. Un canal versátil es aquel cuyos coeficientes se actualizan mediante métodos para un cálculo que cumple con un modelo predefinido, que puede ser limitar el error cuadrado normal, al igual que la instancia del LMS. La velocidad de este ajuste puede fluctuar dependiendo de la ejecución y el tipo de signo tratado. Es obvio que una actualización de los coeficientes con una recurrencia o velocidad más notable permite adquirir una reacción superior del canal, por lo que generalmente los coeficientes se determinan nuevamente con cada ejemplo. Sea como fuere, recalculando los coeficientes con cada nuevo ejemplo expande la cantidad de cálculos científicos que se realizarán. Por otra parte, la ejecución del canal mejora cuando se amplía la cantidad de coeficientes.

En general, los canales pueden denominarse rectos y no lineales. Se dice que un canal es recto si la separación, el suavizado o la expectativa de rendimiento es una capacidad directa de los ejemplos individuales aplicados al delta del canal. Algo más, el canal no es directo.

FILTROS ADAPTATIVOS:

Es un canal que fluctúa sus coeficientes después de un tiempo para satisfacer ciertas necesidades. A través de este canal se propone aislar la voz del cliente y la conmoción creada por el equipo de sonido, teniendo como referencia un clamor similar. Al final del

día, la referencia se ajusta intentando que sea como la conmovición que se superpone en la voz, para restarla y lograr una señal de rendimiento fundamentalmente igual a la voz del cliente.

La idea esencial de cualquier canal versátil es alterar constantemente los parámetros nivelados utilizando un cálculo versátil que utiliza tanto la información como los datos de rendimiento, a través de la crítica del error para cambiar los coeficientes y combinarlos en un punto donde el el error es insignificante, y estos coeficientes son aquellos que ajustarán los datos de información para obtener el resultado ideal.

Las piezas esenciales de un canal versátil son las siguientes:

- a) Canal transversal, que son los coeficientes que ajustan la señal de información.
- b) Cálculo adaptativo, que se utiliza para alterar los coeficientes del canal.
- c) El error en la salida.

La Figura 2.2 muestra el gráfico cuadrado del canal donde:

$x(n)$: es la señal de información,

también, (n) : es la señal de rendimiento,

$d(n)$: es el signo ideal y

$e(n)$: es el error.

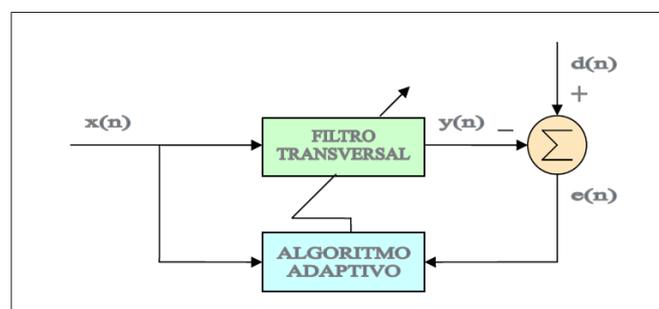


Figura 1: Diagrama de bloques de un filtro adaptivo

Fuente: Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan

ESTRUCTURAS DE LOS FILTROS LINEALES

La actividad de un cálculo para la separación versátil recta incluye dos procedimientos fundamentales: (1) un procedimiento de cribado destinado a proporcionar un rendimiento en comparación con la información de información, y (2) un procedimiento versátil, para mantener un instrumento de control versátil en una disposición personalizable de parámetros que se utilizarán en el procedimiento de cribado. Estos dos procedimientos funcionan intuitivamente entre sí. Normalmente, la decisión de una estructura para el procedimiento del canal tiene un impacto significativo relacionado con la actividad del cálculo.

Canales FIR (respuesta de impulso finito) "Por lo general, se utilizan en aplicaciones de cribado versátiles para marcos fuera de correspondencia y marcos de control de conmoción"(Hayes 1996, p. 44).

El cálculo versátil debe tener el error $e(n)$ para actualizar los coeficientes, ya que $e(n)$ permite caracterizar las actualizaciones del canal y decidir la forma en que dichos coeficientes deben cambiarse.

La productividad de un canal versátil directo depende de varias variables, por ejemplo, el tipo de canal (IIR o FIR), su estructura (transversal, transversal o sistólica), o la capacidad de costo utilizada como regla de ajuste (centro de error cuadrático, mínimo error cuadrático, y así sucesivamente).

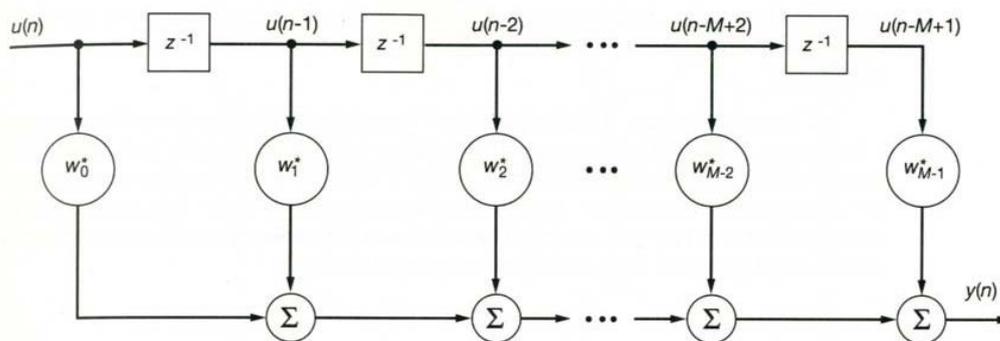


Figura 2: Filtro transversal

Fuente: Hayes

Nuestra investigación se concentrará en el canal FIR por algunas razones:

- El error medio cuadrático para un canal transversal es una capacidad cuadrática de las cargas del canal. La superficie del error es un paraboloide con solo una base, y de esta manera, la búsqueda del error cuadrado normal de la base es moderadamente sencilla.
- Dado que los coeficientes del canal están restringidos, la fiabilidad del canal se puede controlar de manera efectiva.
- Hay cálculos para actualizar los coeficientes que con los canales FIR son mucho más sencillos y progresivamente competentes.
- La presentación de estos cálculos es notable en cuanto a entremezcla y confiabilidad..

De los tres tipos de estructuras de canales que se reconocen con respecto a un canal versátil directo, consideraremos completamente el tipo transversal.

Los canales transversales, también llamados canales de cargas pospuestas directas, comprenden tres componentes esenciales, como se muestra en la Figura 1.1: (a) difieren los componentes de la unidad, (b) el multiplicador y (c) la suma. La cantidad de componentes pospuestos utilizados en el canal decide la reacción de accionamiento limitada (FIR). La cantidad de componentes diferidos, que aparece como $M-1$ en la Figura 1.1, generalmente se alude a la solicitud del canal. En esta figura, los componentes diferidos son reconocidos por el administrador de la unidad de aplazamiento Z^{-1} .

Específicamente, cuando Z^{-1} funciona en la información $u(n)$, el rendimiento posterior es $u(n-1)$.

La actividad de cada multiplicador en el canal es tener la consecuencia de los datos evaluados por un coeficiente del canal. De esta manera, un multiplicador asociado k veces a la entrada diferida $u(n-k)$ produce la adaptación escalar de la cual es el elemento interno, $w_k^* u(n-k)$, donde w_k va de $k = 1$ a M . La viñeta de referencia significa la mente La conjugación alucinante de que espera la información y , en consecuencia, también las cargas actualizables son cualidades desconcertantes. El trabajo consolidado de las sumas en el canal es incluir las consecuencias de los elementos individuales y producir un rendimiento completo del canal.

Para el canal transversal representado en la Figura 1.1, el rendimiento se da como sigue:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} W_k \cdot u(n-k)$$

La condición (1.1) se conoce como una suma de convolución limitada, ya que en la reacción involucra el latido de longitud limitada del canal, w_k^* , con la información $u(n)$ del canal, en ese punto se agrega cada elemento individual dar como resultado $y(n)$.

"La estructura transversal es la más fácil de actualizar, lo que genera cálculos igualmente sencillos. La estructura de la sección transversal tiene mejores propiedades, ya que ofrece una mayor cordialidad contra los errores de ajuste y una efectividad computacional más notable" (Det, 2003, p. 105).

EL DESARROLLO DE ALGORITMOS UTILIZADOS EN FILTROS ADAPTATIVOS LINEALES

No hay una respuesta única para el tema de los canales versátiles directos. O tal vez, hay una "gran cantidad de instrumentos" a los que recurre una variedad de cálculos recursivos, donde cada uno de ellos ofrece preferencias sobre los servicios de los demás. La prueba observada por el cliente de canales versátiles es, primero, comprender las habilidades e impedimentos de un cálculo y segundo, utilizar estos datos para hacer la mejor determinación del cálculo más adecuado para la aplicación.

Dado el amplio surtido de cálculos para su uso en canales versátiles directos, cada arquitecto se enfrenta a una elección. Claramente, cualquier alternativa debe ser beneficiosa. Con esto como objetivo, se pueden reconocer tres problemas importantes que requieren consideración: costo computacional, ejecución y solidez. La utilización de la reproducción de PC da un paso inicial decente al examen punto por punto de estos problemas. Podemos comenzar a utilizar el cálculo LMS como un aparato de cribado versátil como un examen. Dado que el cálculo de LMS es moderadamente fácil de obtener. Sea como fuere, es muy sorprendente evaluar los beneficios prácticos que se pueden lograr en una aplicación versátil. Además, es una referencia increíble para evaluar algunos otros cálculos de cribado versátiles.

Los usos viables de la separación versátil son diferentes, y cada aplicación tiene sus propias necesidades. La respuesta para una aplicación puede no ser ventajosa para otra. Para nuestra situación, las condiciones bajo las cuales construiremos esta empresa son las elegidas a partir de ahora. A pesar de ser un canal FIR versátil directo, con estructura transversal, que utiliza el cálculo LMS, nuestra aplicación es deshacer la conmoción. Debajo demostramos rápidamente diferentes aplicaciones y luego la que merece nuestra consideración.

APLICACIONES

La capacidad de un canal versátil para trabajar aceptablemente en un dominio oscuro siguiendo variedades reales después de un tiempo de una información hace que los canales versátiles sean dispositivos innovadores para aplicaciones de control y manejo de señales. Esa es la razón por la cual los canales versátiles se han aplicado de manera rica en diferentes campos, por ejemplo, intercambios, radar, sonar, sismología y diseño biomédico. A pesar del hecho de que estas aplicaciones son ciertamente de naturaleza muy extraordinaria, en cualquier caso, tienen un elemento regular esencial: se utiliza un vector de información y una reacción ideal para determinar el error de estimación, que de este modo se utiliza para controlar las cualidades de muchos coeficientes personalizables. Los coeficientes flexibles pueden aparecer como cargas personalizables (tap, inglés), coeficientes de reflexión, parámetros de pivote o cargas sinápticas, supeditadas a la estructura del canal utilizado. Sea como fuere, el contraste básico entre las diferentes aplicaciones de cribado versátiles comienza con la forma en que se extrae la reacción ideal. En esta situación única, podemos reconocer cuatro clases esenciales de aplicaciones de

canales versátiles, como se muestra en la Figura 1.2. Para la comodidad de la introducción, las explicaciones que se acompañan se utilizan en esta figura:

u = la información aplicada al filtro versátil²

y = rendimiento de canal versátil

d = reacción deseada

$e = d - y$ = error de estimación

Los elementos de las cuatro clases esenciales de aplicaciones de canales versátiles que se muestran aquí son los siguientes:

- I. Identificación** [Figura 3(a)]. La documentación de un modelo científico es crucial para la ciencia y el diseño. En la clase de usos que manejan pruebas reconocibles, se utiliza un canal versátil para dar un modelo directo que habla con el que mejor se adapte (en algún sentido) a una planta o marco oscuro. La planta y el canal versátil tienen una información similar. El rendimiento del canal es muchos coeficientes que describen el marco oscuro. En el caso de que la planta sea de naturaleza dinámica (marco o signo no estacionario), la demostración cambiará después de un tiempo.
- II. Modelado inverso** [Figura 3(b)]. En este uso por debajo del promedio, la capacidad del canal versátil es dar un modelo inverso que habla con el que mejor se adapte (de alguna manera) a una planta oscura y ruidosa.

En un mundo perfecto, debido a un marco recto, el modelo inverso tiene una capacidad de intercambio equivalente al correspondiente (opuesto) del trabajo de traslado de la planta. Una versión postergada de la planta (marco) es el signo de información para el canal versátil que establece la reacción ideal. En ciertas aplicaciones, la información de la planta se utiliza inmediatamente como la reacción ideal.

- III. Predicción** [Figura 3(c)]. Aquí la capacidad del canal versátil es dar la mejor expectativa (bastante lejos) de la estimación actual de un signo arbitrario. La estimación actual del signo es la reacción ideal para el canal versátil. Las cualidades pasadas del signo se aplican a la entrada de canal versátil. Dependiendo de la utilización de la intriga, el rendimiento del canal versátil o la estimación (pronóstico) del error podría ser el rendimiento que se busca. En el caso principal, el marco funciona como un indicador; En el último caso, funciona como un canal de error de expectativa. Estos dos resultados potenciales existen, debido a lo que el indicador realmente ha hecho es aislar dos signos.
- IV. Cancelación de Interferencia** [Figura 3(d)]. En esta última clase de utilización, el canal versátil se utiliza para eliminar una obstrucción oscura contenida (agregada a un letrero con datos de entusiasmo) para un letrero esencial. Con la eliminación, comienzas a mejorar el rendimiento de una manera específica. El letrero esencial se completa como la reacción ideal para el canal versátil.

Una Se utiliza una señal de referencia (asistente) como contribución al canal versátil. El signo de referencia se obtiene de un sensor o conjunto de sensores que se encuentran excepcionalmente cerca del sensor que da el signo esencial, solo que la parte de clamor en el signo esencial es frágil o básicamente imperceptible y el segmento de conmoción en los resultados del signo de referencia es una extensión de el oscuro signo de intromisión.

La Tabla 1 registra algunas aplicaciones que son ilustrativas de las cuatro clases esenciales de canales versátiles. Estas aplicaciones suman hasta doce y se utilizan en regiones de marcos de control, sismología, electrocardiografía, intercambiadores y radares. El área adjunta representa la instancia específica del cancelador de clamor, que es el tema principal de esta Tesis.

Tabla 1: Aplicaciones de filtros adaptativos

Clase de filtro adaptivo		Aplicación
I.	Identificación	Identificación de Sistemas Modelado de capas subterráneas Deconvolución Predictiva
II.	Modelado Inverso	Ecuación Adaptiva Ecuación Ciega Codificación por Predicción Lineal (LPC)
III.	Predicción	Codificación Diferencial Adaptiva (ADPCM) Análisis Espectral Autorregresivo Detección de Señal Cancelación Adaptiva de Ruido
IV.	Cancelación de Interferencias	Cancelación de Eco Formas de haz Adaptivas

Fuente: Blanco G. E. y Calderón E. O.

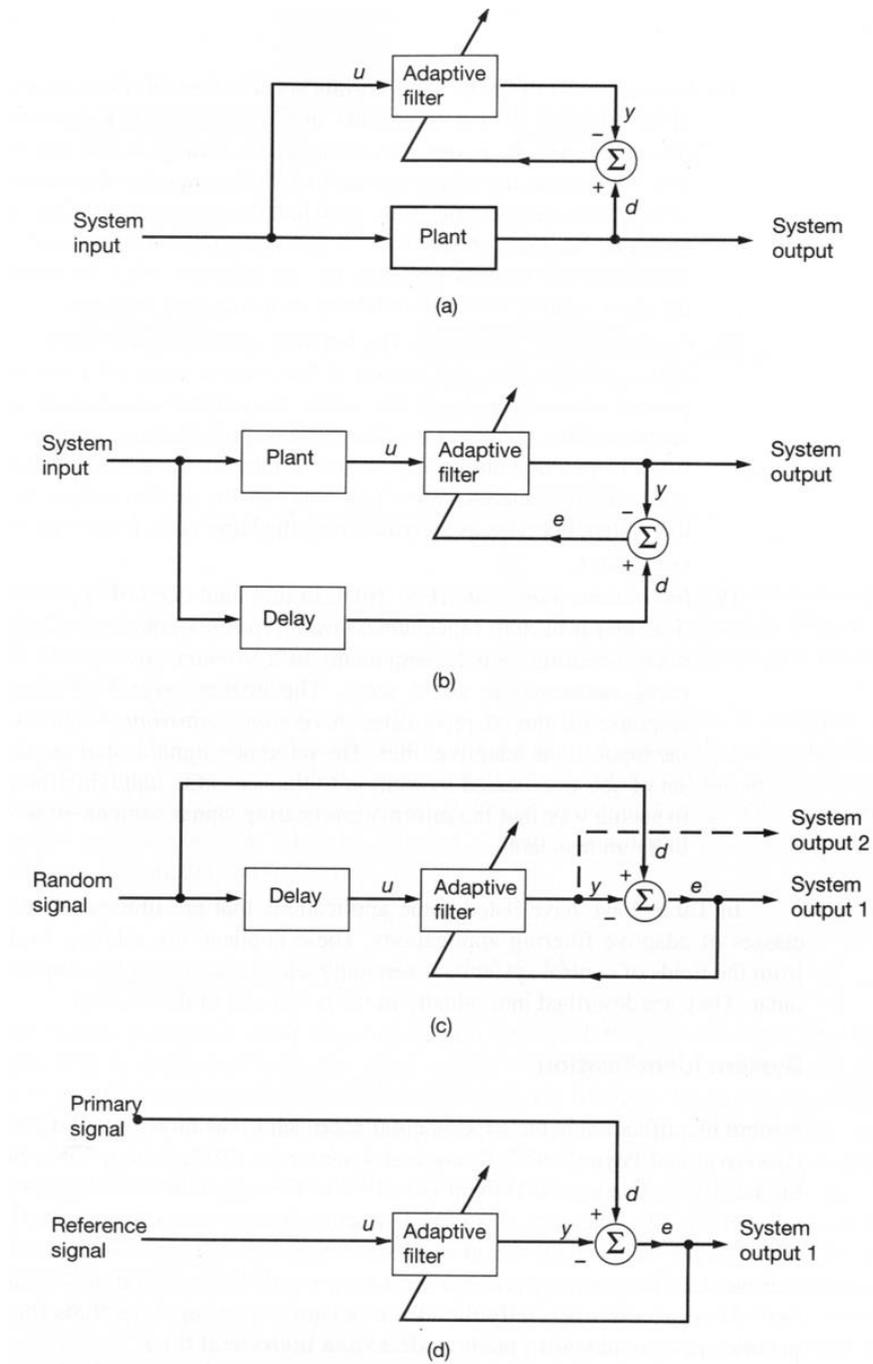


Figura 3: cuatro clases de aplicaciones de filtros adaptativos (A) clase I: identificación; (B) clase II: modelado; (C) clase II: predicción; (D) clase IV: cancelación de interferencias

Fuente: Blanco G. E. y Calderón E. O

CANCELADOR ADAPTATIVO DE RUIDO

Como su nombre lo indica, "Convencionalmente, es incauto expulsar el clamor de una señal obtenida, con el argumento de que tal actividad podría producir resultados lamentables, causando una expansión en la intensidad normal de la conmoción del rendimiento" (Haykin, 1996, p. 120).

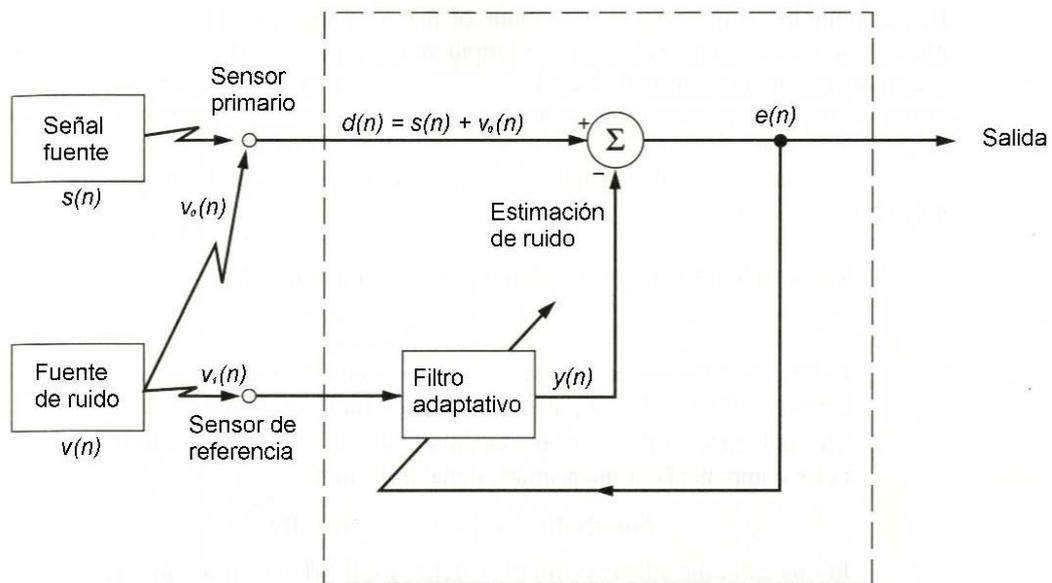


Figura 4: Cancelador de ruido adaptativo

Fuente: Haykin

Básicamente, un cancelador de clamor versátil es un doble plan de juego de entrada de círculo cerrado del marco de crítica versátil como se representa en la Figura 1.3. Las dos fuentes de información marco se obtienen de un par de sensores: un sensor esencial y un sensor de referencia (asistente). En particular, tenemos los siguientes:

1. El sensor esencial recibe un signo que transmite datos $s(n)$ corrompidos por un clamor de sustancia agregado $v_0(n)$, como apareció en la condición (1.2).

$$d(n) = s(n) + v_0(n) \quad (1.2)$$

La señal $s(n)$ y el ruido $v_0(n)$ están sin correlación una de la otra; esto es:

$$E[s(n)v_0(n-k)] = 0 \quad \text{para todo } k \quad (1.3)$$

Donde $s(n)$ y $v_0(n)$ se suponen que son valores reales.

2. El sensor de referencia obtiene una conmovición $v_1(n)$ que no tiene relación con el signo $s(n)$, pero tiene una conexión con el clamor $v_0(n)$, que se obtiene con el sensor esencial mediante el signo que se va a recuperar; esto es:

$$E[s(n)v_1(n-k)] = 0 \quad \text{para todo } k \quad (1.4)$$

y

$$E[v_0(n)v_1(n-k)] = p(k) \quad \text{para todo } k \quad (1.5)$$

Donde, como en el pasado, el signo tiene un valor genuino y $p(k)$ es una relación cruzada oscura para posponer k .

La señal de referencia $v_1(n)$ es preparada por un canal versátil para entregar el rendimiento:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k^\Lambda(n)v_1(n-k) \quad \text{para todo } k \quad (1.6)$$

Donde $w_k^\Lambda(n)$ son las cualidades de los coeficientes personalizables (genuinos) del canal versátil. El rendimiento del canal $y(n)$ se resta de la señal principal $d(n)$, conocida como la "reacción ideal" para el canal versátil. El signo de error se caracteriza por

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (1.7)$$

Así, sustituyendo la (1.2) en (1.7), se obtiene:

$$e(n) = s(n) + v_0(n) - y(n) \quad (1.8)$$

El signo de error es el que se usa para alterar las estimaciones de coeficientes del canal versátil y el círculo de control alrededor de las tareas de cribado y sustracción están

conectados. Tenga en cuenta que el signo que transmite los datos es una parte segura del signo $e(n)$, como se demuestra en la condición (1.8).

La señal de error $e(n)$ comprende el rendimiento marco total. De la condición (1.8) se puede ver muy bien que la parte de conmoción en el rendimiento del marco es $v_0(n) - v_1(n)$. El canal versátil actualmente comienza a trabajar para limitar la estimación cuadrática media de la señal de error $e(n)$. El signo básico $s(n)$ que transmite los datos no está influenciado por el versátil cancelador de conmoción.

De esta manera, limitar la estimación cuadrada normal de la señal de error $e(n)$ es idéntico a limitar la estimación cuadrada normal de la conmoción de rendimiento $v_0(n) - v_1(n)$. Con el signo $s(n)$ de que las partes restantes son básicamente consistentes, esto lleva a la minimización de la estimación cuadrática media del signo de error que es indudablemente equivalente al aumento del signo a la proporción de conmoción del rendimiento del marco.

La operación de tratamiento de la señal descrita aquí, tiene ciertas características que son notables:

1. La operación de filtrado adaptativo es perfecta cuando

$$y(n) = v_0(n) \quad [e(n) = 0]$$

En este caso, la salida del sistema está libre de ruido y la cancelación de ruido es perfecta. Correspondientemente, la razón de señal a ruido de la salida es infinitamente grande.

2. La señal de referencia $v_1(n)$ está completamente sin correlacionar tanto con la señal como con la componente de ruido de la señal primaria $d(n)$; esto es:

$$E[d(n)v_1(n-k)] = 0 \quad \text{para todo } k \quad (1.9)$$

En este caso, el filtro adaptativo “se interrumpe el mismo”, resultando en un valor cero para la salida $y(n)$. Así que, el cancelador de ruido no tiene efecto en la señal primaria $d(n)$ y la razón señal a ruido de la salida permanece sin cambiar.

El uso efectivo del cancelador de ruido adaptativo requiere que se coloque el sensor de referencia en el campo de ruido del sensor primario con un par de especificaciones objetivas en mente. Primero, la componente de la señal que lleva la información de la salida del sensor de referencia. Segundo, la salida del sensor de referencia es altamente correlacionada con la componente del ruido a la salida del sensor primario.

A continuación se describen tres útiles aplicaciones de la operación de cancelación de ruido adaptativo:

1. Cancelación de interferencia de 60 Hz en electrocardiografía. La electrocardiografía (ECG, por sus siglas en inglés) comúnmente se utiliza para monitorear el corazón de los pacientes, con una descarga eléctrica se radia energía a través del tejido humano y el resultado de la salida es recibido por un electrodo. Este electrodo es usualmente posicionado de tal forma que la energía recibida sea máxima.

Sin embargo, típicamente la descarga eléctrica involucra potenciales muy bajos. Correspondientemente, la energía recibida es muy pequeña. Así que, el cuidado extra ha de ser ejercitado en la minimización de la degradación de la señal, debido a interferencia externa. Por lejos que este la fuerza de la interferencia es de una forma periódica de 60Hz recogida por el electrodo de recepción (actuando como una antena) del equipo eléctrico más cercano. Es innecesario decir que, esta interferencia tiene efectos indeseables en la interpretación del electrocardiograma; pero, ha quedado demostrado que el uso de cancelación de ruido adaptativo (basado en el algoritmo LMS), es indispensable como un método para la reducción de esta interferencia. Específicamente, la señal primaria es tomada del preamplificador ECG, y la señal de

referencia es tomada de un lugar exterior con una apropiada atenuación. La Figura 5 muestra un diagrama de bloques del cancelador de ruido utilizado por Widrow (1975b). El filtro adaptativo tiene un par de coeficientes ajustables, $\hat{w}_0(n)$ y $\hat{w}_1(n)$. El coeficiente $\hat{w}_0(n)$ es alimentado directamente del punto de referencia. El otro coeficiente $\hat{w}_1(n)$, es alimentado de una versión desplazada 90° en fase de la entrada de referencia. La suma del par de versiones de coeficientes de la señal de referencia es entonces restada de la salida del ECG para producir una señal de error. Esta señal de error y los dos coeficientes son aplicados al algoritmo LMS. En esta aplicación el cancelador de ruido adaptativo, es como un filtro “notch” variable. La frecuencia de la interferencia sinusoidal en la salida del ECG es presumiblemente la misma que de la señal de referencia. Sin embargo, la magnitud y fase de la interferencia sinusoidal en la salida del ECG son conocidas. El par de coeficientes $\hat{w}_0(n)$ y $\hat{w}_1(n)$ proporcionan el grado de libertad requerido, tanto para controlar la amplitud y fase de la señal de referencia sinusoidal, como para cancelar la interferencia de 60Hz contenida en la salida del ECG.

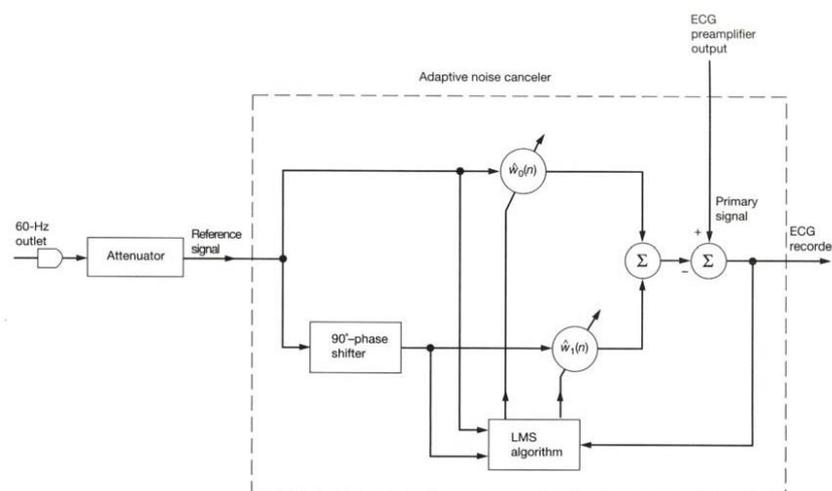


Figura 5: Cancelador de ruido para suprimir la interferencia de 60 hz en un electrocardiograma

Fuente: Haykin

2. Reducción del ruido acústico en voz. En un lugar donde hay ruido (por ejemplo, la cabina del piloto de una nave militar), la comunicación de voz es afectada por la presencia de ruido acústico. Este efecto es particularmente serio cuando la codificación predictiva lineal (LPC) es utilizada para la representación digital de la señal de voz a una razón baja de bits. Para especificar el ruido acústico de alta frecuencia, severamente afecta la estimación del espectro LPC tanto en las regiones de baja y alta frecuencia.

Consecuentemente, la inteligibilidad para digitalizar la voz usando LPC cae a veces un nivel mínimo aceptable.

“La voz descompuesta y ruidosa es utilizada como señal primaria para proporcionar una señal de referencia (solo ruido), un micrófono de referencia es colocado en el lugar donde hay suficiente aislamiento de la fuente de voz (muy lejos de la boca)” (Kang, 1987, pág. 100).

En el experimento descrito por Kang y Fransen, una reducción de 10 a 15 dB en el ruido acústico se realiza, sin degradar la calidad de voz. Es tanto significativa una reducción del nivel de ruido en el mejoramiento de la calidad de voz que será

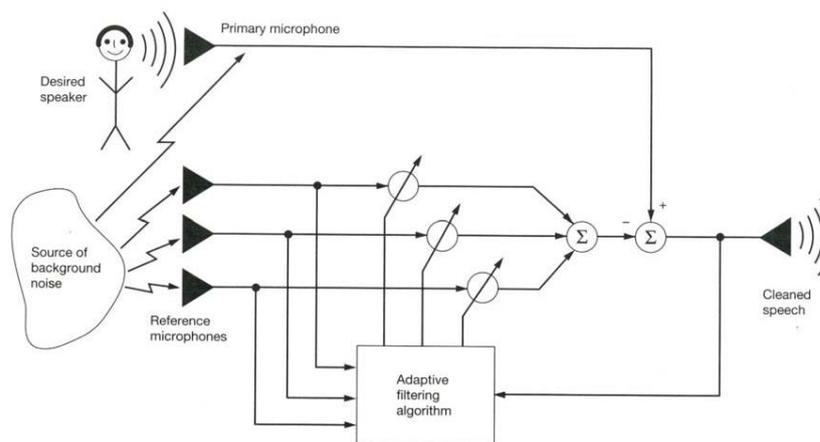


Figura 6: Cancelación adaptativa de ruido

inaceptable en otros casos.

Fuente: Kang y Fransen

3. Mejoramiento adaptativo de voz. Considere la situación descrita en la Figura 6. El requerimiento es el de oír la voz desde el parlante o bocina en la presencia de un ruido de fondo, el uso del cancelador de ruido adaptativo puede satisfacer el requerimiento.

Específicamente, micrófonos de referencia son adheridos en lugares lo suficientemente lejos de la bocina deseada, tal que la salida contenga solo el ruido. Como se indica en la Figura 6, “La suma del producto de los coeficientes con la salida del micrófono auxiliar, es restada de la salida del contenido de voz del micrófono principal y un algoritmo de filtrado adaptativo es utilizado para ajustar los coeficientes que minimizan la potencia promedio de salida” (Chazan, 1988, pág. 102).

Esta habilidad no la posee alguien con problemas en el oído, ya que es extrema la sensibilidad para la presencia de ruido de fondo. Esta sensibilidad es atribuida a un par de factores: (a) la pérdida de la pista de la dirección u orientación y (b) la limitada capacidad de canal para poder ‘oír’ por la reducción tanto del rango dinámico y la respuesta en frecuencia.

“La técnica involucra el uso de un arreglo de micrófonos que explota la diferencia en características espaciales entre la señal deseada y el ruido en una habitación concurrida” (Chazan, 1988, pág. 104). El enfoque tomado por Chazan está basado en el hecho que

cada salida del micrófono puede verse como la suma de las señales producidas por las bocinas individuales ocupadas en la conversación en la habitación. Cada contribución de señal en una salida de un micrófono particularmente es esencial en el resultado de una señal de voz de una bocina, teniendo que pasar a través del filtro de la habitación. En otras palabras cada bocina (incluida la bocina deseada) produce una señal en la salida del micrófono que es la suma de la transmisión directa la señal de voz y su reflexión por las paredes de la habitación. El requerimiento es para reconstrucción de la señal de la bocina deseada, incluyendo el eco de la habitación, mientras se cancela la fuente de ruido. En general la transformación experimentada por la señal de voz de la bocina deseada no se conoce. También, las características del ruido de fondo son variables. Así que se tiene un problema de procesamiento de señal en donde el cancelador de ruido adaptativo ofrece una factible solución.

2.3. Definiciones conceptuales

Filtro adaptivo LMS: El filtro adaptivo LMS ('least mean square') es un canal de tipo abeto (reacción de motivación limitada) y se utiliza para disminuir la abundancia del sonido del hardware.

Filtrado: Se trata de extraer los datos o la información de entusiasmo a la vez de un signo contaminado y utilizar esa información simultáneamente para actualizar el rendimiento sin conmoción.

Suavizado: Contrasta con la separación a la luz del hecho de que los datos o la información de la intriga en algunos casos no son accesibles, y debe utilizar la información obtenida en otro punto t . Esto implica que, debido al suavizado, hay un aplazamiento en el rendimiento.

Predicción: Este es un tratamiento preventivo que se realiza al letrero que contiene los datos de intriga. El objetivo aquí es obtener la medida de los datos de entusiasmo del signo que se enviará en algún momento $t + \tau$ más adelante, por unos pocos $\tau > 0$.

2.4. Formulación de la hipótesis

2.4.1. Hipótesis general

El diseño e implementación de un filtro adaptativo permitirá la atenuación de ruido en controladores lógico programables.

2.4.2. Hipótesis Específicas

- La implementación de un filtro adaptativo disminuirá la atenuación de ruido en los controladores lógicos programables.
- La implementación de un filtro adaptativo permitirá la adaptación en los controladores lógicos programables.

CAPÍTULO III: METODOLOGÍA

3.1. Diseño Metodológico

3.1.1. Tipo de investigación

Aplicada: A partir de conocimientos establecidos se dará solución a un problema planteado

3.1.2. Nivel de investigación

Aplicativo: Tiene como finalidad solucionar un problema.

3.1.3. Diseño:

Pre experimental: Se analiza una sola variable y el grado de control es mínimo.



O₁: Señal de entrada contaminada con ruido

O₂: Señal de salida

Con la señal contaminada con ruido aleatorio será ingresada al filtro adaptativo implementado por el PLC, para determinar el tiempo que este tarda en eliminar el ruido, así como tomar en cuenta con cuantos coeficientes se tiene una mejor respuesta, para ello se tomará en cuenta la distorsión armónica de salida.

3.1.4. Enfoque:

Cuantitativo: Se recogen y analizan datos cuantitativos sobre variables.

3.2. Población y Muestra

Población. Ruidos Eléctricos de baja Frecuencia.

Muestra. Ruidos Eléctricos de frecuencias menores a 60 Hz.

3.3. Operacionalización de variables e indicadores

Tabla 2: Variable 1

Variable 1	Definición Conceptual	Dimensiones	Indicadores
Filtro adaptativo.	Conjunto ordenado de operaciones sistemáticas que permite hacer un cálculo	Diseño del algoritmo	<ul style="list-style-type: none"> • Número de coeficientes • Factor de convergencia
		Implementación del algoritmo	<ul style="list-style-type: none"> • Número de muestras • Número de líneas de código

Fuente: Elaboración propia

Tabla 3: Variable 2

Variables	Definición Conceptual	Dimensiones	Indicadores
Atenuación de ruido	Disminución de una señal ruidosa	Nivel de atenuación	<ul style="list-style-type: none"> • Atenuación de ruido • Ancho de Banda
		Adaptación	<ul style="list-style-type: none"> • Tiempo de adaptación • Grado de adaptación

Fuente: Elaboración propia

3.4. Técnicas e instrumentos de recolección de datos

3.4.1. Técnicas a emplear

- Simulación: Permite recrear situaciones o establecer la factibilidad de un experimento.

Se emularán los ruidos que contaminan las señales en un ambiente industrial.

- Observación: Consiste en observar fenómenos o hechos con el fin de obtener determinada información necesaria para la investigación.

Los datos obtenidos serán resultado de la observación de la respuesta del filtro LMS a la señal contaminada.

3.4.2. Descripción de los instrumentos

- **Controlador:** Para poder realizar el diseño y la implementación, se utilizará un PLC de marca SIEMENS modelo S7-1200. Se utilizara este modelo debido a que se realizan procesos simples y no es necesario tener un PLC de mayor gama.



Figura 7: PLC S7-1214 C

Fuente: <https://w5.siemens.com>

TABLA 4: Características del controlador

Características	Siemens
CPU	1200-CPU 1214 AC/DC
Memoria de Programa	50 KB
Grado de protección	IP 20
Tipo de alimentación	AC
Disponibilidad en el medio	si
Lazos PID	12
Auto sintonía para PID	Si

Fuente: <https://w5.siemens.com>

- **Circuito mezclador de señales:** Para mezclar las señales se utiliza el siguiente circuito.

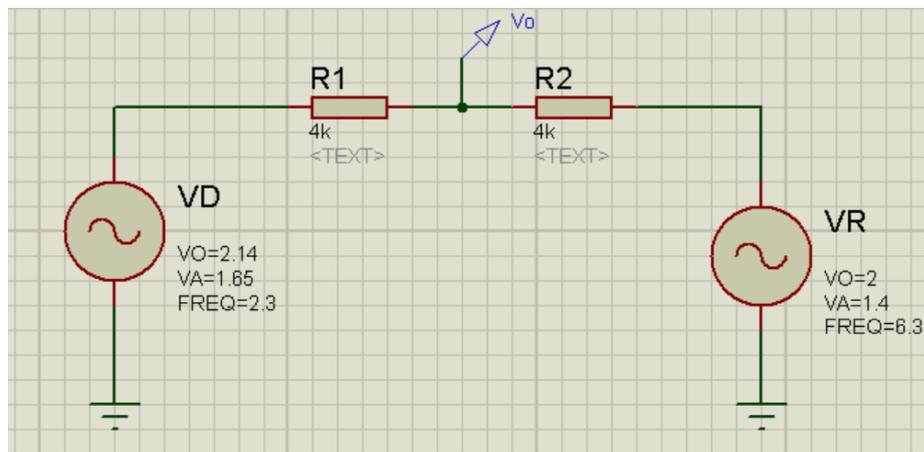


Figura 8: Circuito mezclador de señales

Fuente: Elaboración propia

Aplicando el método de tensión en los nodos se obtiene V_o

$$V_o = \frac{V_D + V_R}{2}$$

V_o contiene la señal deseada y la contaminada, esta será ingresada al filtro LMS.

- **Implementación del Filtro LMS:** La implementación del filtro se realizará en el Software Tia Portal V15 de Siemens.

La adquisición de datos se realizará a través de los canales analógicos del PLC S7-1200 los cuales tienen las siguientes direcciones Físicas en el módulo.

Tabla 5: Direcciones de entrada del canal analógico

Canal de entrada analógica	Dirección de memoria
0	IW64
1	IW66

Fuente: Elaboración propia

La salida filtrada se obtendrá por el módulo de salida analógica que tiene la siguiente dirección Física.

Tabla 6: Direcciones de salida del canal analógico

Canal de salida analógica	Dirección física
0	QW80

Fuente: Elaboración propia

Esto se muestra en la siguiente figura.

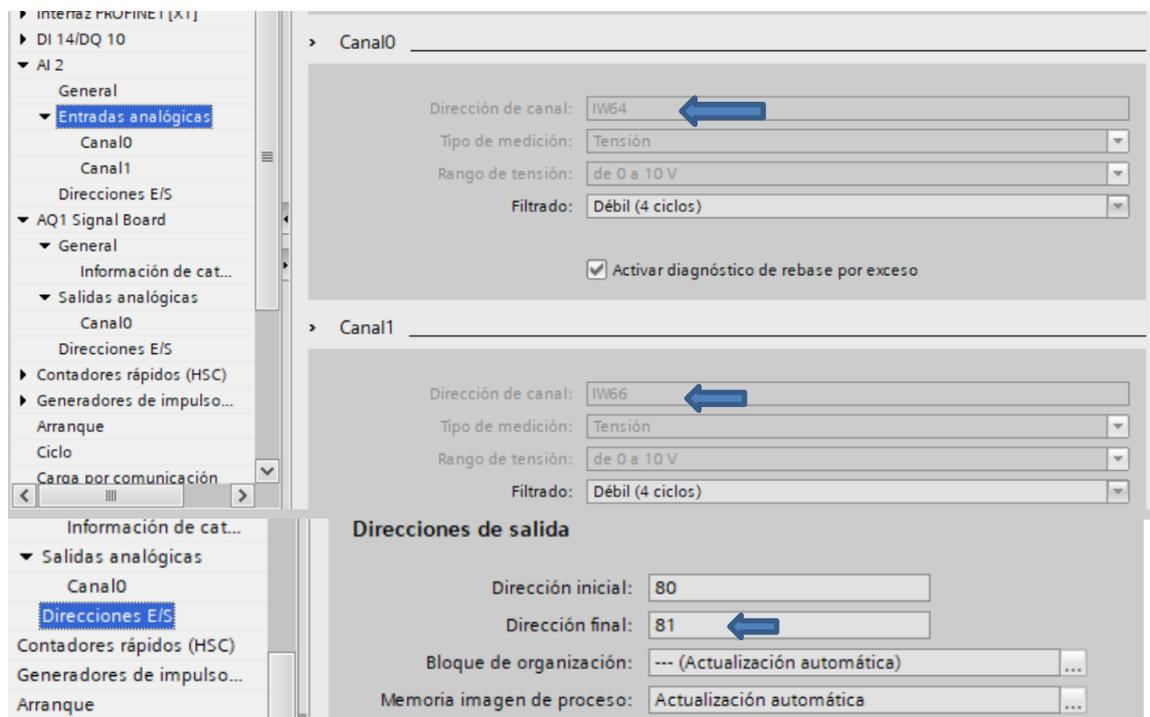


Figura 9: Direcciones de entradas y salidas analógicas del S7-1200

Fuente: Elaboración propia

La programación se realizó en 2 bloques de programa, en el bloque principal se implementó la adquisición de las 2 señales, la primera la señal contaminada con el ruido es captada por el canal 0 (IW64) y el Ruido a eliminar por el canal 1 (IW66), en este bloque se realizó la normalización y escalamiento de las señales de entrada y salida.

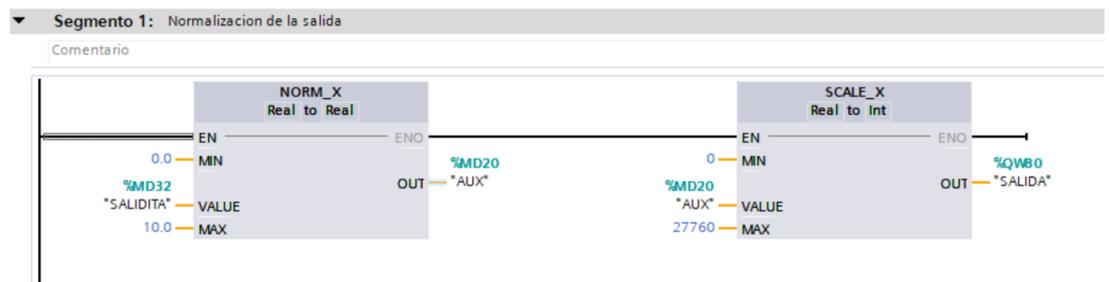


Figura 10: Normalización de la salida de la señal filtrada

Fuente: Elaboración propia

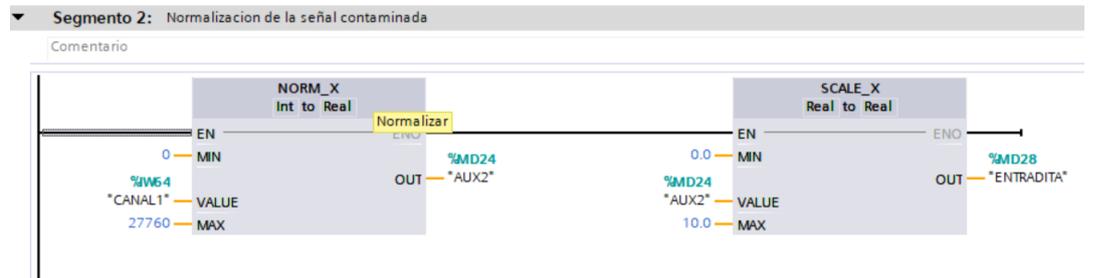


Figura 11: Normalización de la señal de entrada contaminada

Fuente: Elaboración propia

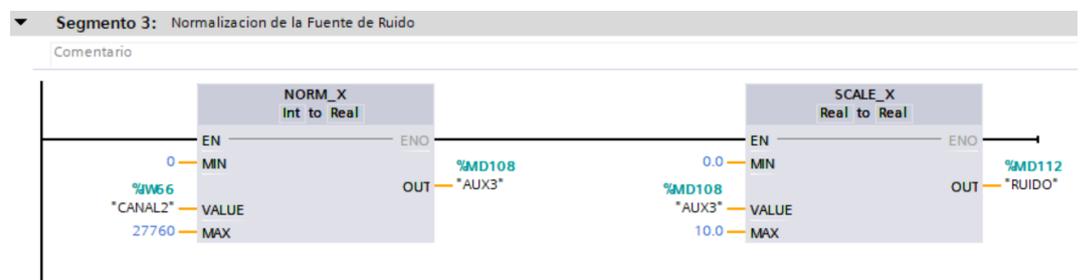


Figura 12: Normalización de la fuente de ruido

Fuente: Elaboración propia

La implementación del Algoritmo LMS del Filtro adaptativo se realizó en un bloque de interrupción Cíclica con un tiempo de muestreo de 12mS.

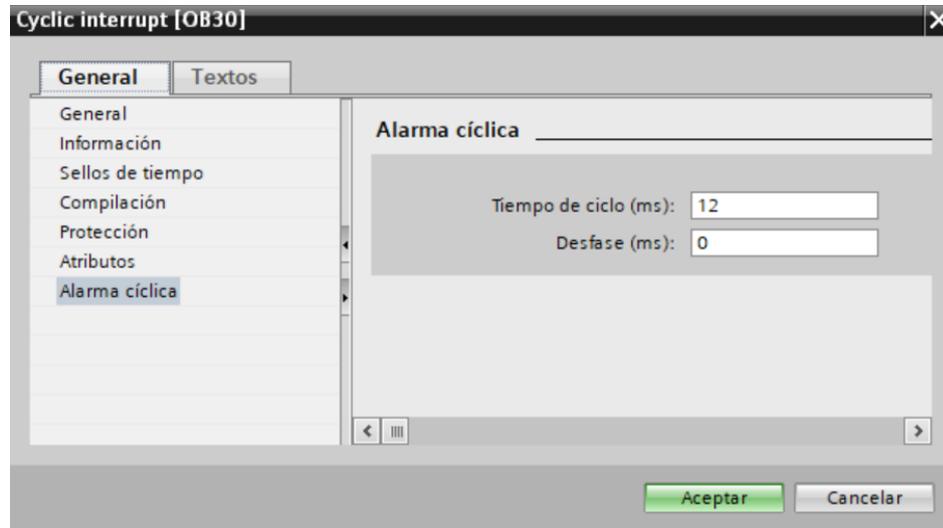


Figura 13: Generación del bloque de interrupción cíclica de 12ms
Fuente: Elaboración propia

El algoritmo se implementó en lenguaje SCL que consiste en lógica de sentencias.

El primer paso es la actualización de los pesos del filtro y los valores del ruido.

$$W_jF = W_jI$$

$$R_j = R_{j-1}$$

```

1  "W0F" := "W0I";
2  "W1F" := "W1I";
3  "W2F" := "W2I";
4  "W3F" := "W3I";
5  "W4F" := "W4I";
6  "W5F" := "W5I";
7  "R5"  := "RF4";
8  "R4"  := "RF3";
9  "R3"  := "RF2";
10 "R2"  := "RF1";
11 "R1"  := "RF0";
12 "R0"  := "RUIDO";

```

Figura 14: Coeficientes del filtro
Fuente: Elaboración propia

El paso siguiente es determinar el error que será la salida del filtro, y el cálculo de los pesos del filtro para minimizar el error.

```

13 #Y := "R0" * "W0F" + "R1" * "W1F" + "R2" * "W2F" + "R3" * "W3F" + "R4" * "W4F" + "R5" * "W5F";
14 #ERROR := "ENTRADITA" - #Y;
15 "W0I" := "R0" * #ERROR * #U + "W0F";
16 "W1I" := "R1" * #ERROR * #U + "W1F";
17 "W2I" := "R2" * #ERROR * #U + "W2F";
18 "W3I" := "R3" * #ERROR * #U + "W3F";
19 "W4I" := "R4" * #ERROR * #U + "W4F";
20 "W5I" := "R5" * #ERROR * #U + "W5F";
21 "RF4" := "R4";
22 "RF3" := "R3";
23 "RF2" := "R2";
24 "RF1" := "R1";
25 "RF0" := "R0";
26 "SALIDITA" := #ERROR;

```

Figura 15: Salida del filtro

Fuente: Elaboración propia

Se definieron variables temporales en el bloque de interrupción, una de ellas es el factor de convergencia “U”, otro es el Ruido “Y” y el ultimo es el “ERROR”

Cyclic interrupt			
	Nombre	Tipo de datos	Valor predet.
4	Temp		
5	Y	Real	
6	ERROR	Real	
7	Constant		
8	U	Real	0.001

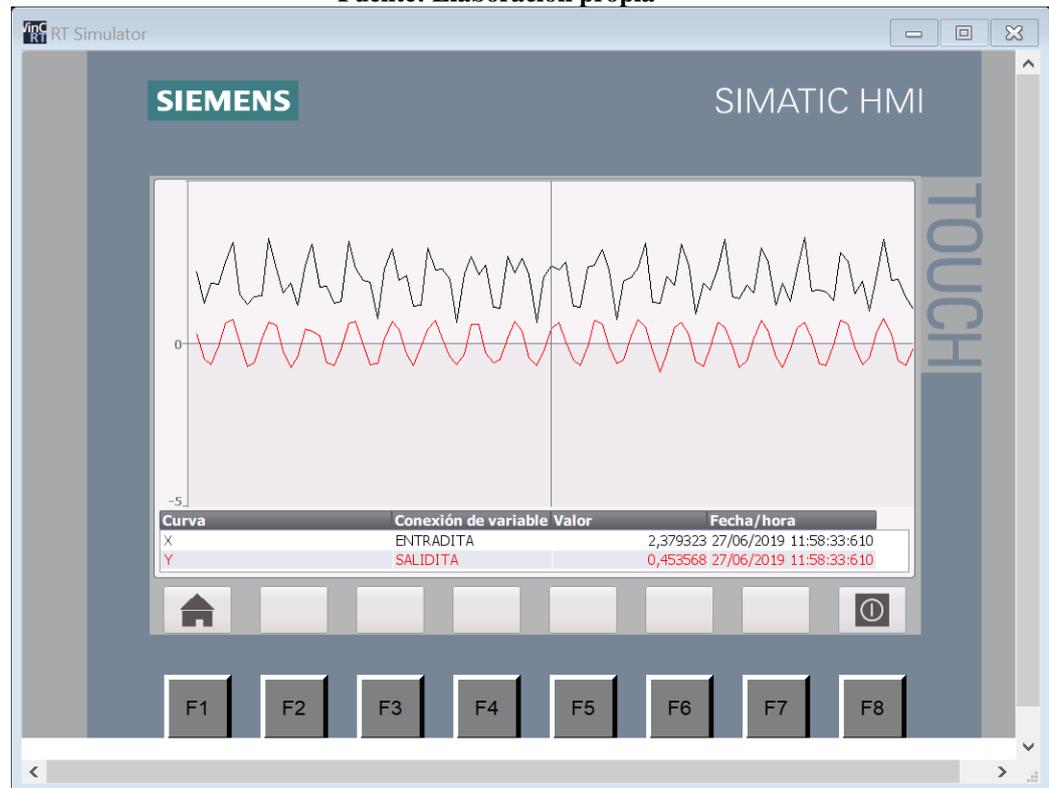
Figura 16: Variables temporales del bloque de interrupción cíclica

Fuente: Elaboración propia

- **Toma de datos:**
- Para señal de Ruido de $2V \sin(2\pi 6.23t)$ y una señal deseada de $2.14V \sin(2\pi 1.77t)$:
 - a) Para un Factor de conversión de $U=0.001$ y $T_s=12mS$

"W0F"	%MD36	0.8981166
"W1F"	%MD40	-0.08716279
"W2F"	%MD44	-0.1032148
"W3F"	%MD48	-0.09879778
"W4F"	%MD52	-0.08160068
"W5F"	%MD56	0.3936569

**Figura 17: Muestra para un factor de conversión de $U=0.001$ y $T_s=12ms$
Fuente: Elaboración propia**



**Figura 18 Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.001$ y $T_s=12ms$
Fuente: Elaboración propia**

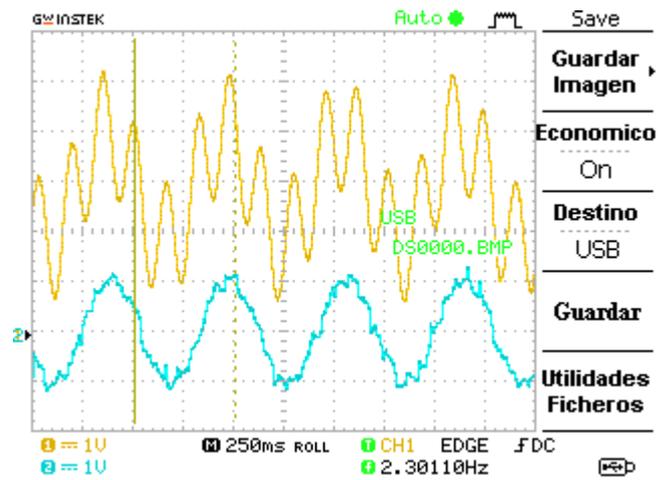


Figura 19: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.001$ y $T_s=12\text{ms}$
Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 120 segundos

b) Para un Factor de conversión de $U=0.0001$ y $T_s=12\text{ms}$

"W0F"	%MD36	0.642953
"W1F"	%MD40	0.2109671
"W2F"	%MD44	-0.0598514
"W3F"	%MD48	-0.1328263
"W4F"	%MD52	-0.002401515
"W5F"	%MD56	0.3111423

Figura 20: Muestra para un factor de conversión de $U=0.0001$ y $T_s=12\text{ms}$
Fuente: Elaboración propia

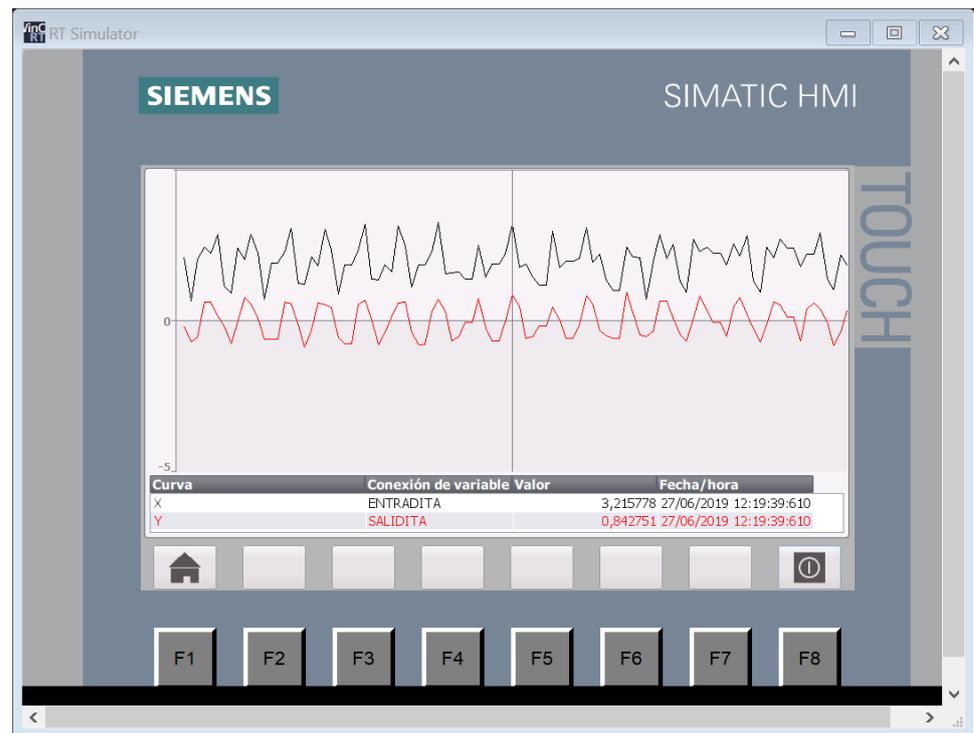


Figura 21: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.0001$ y $TS=12ms$

Fuente: Elaboración propia

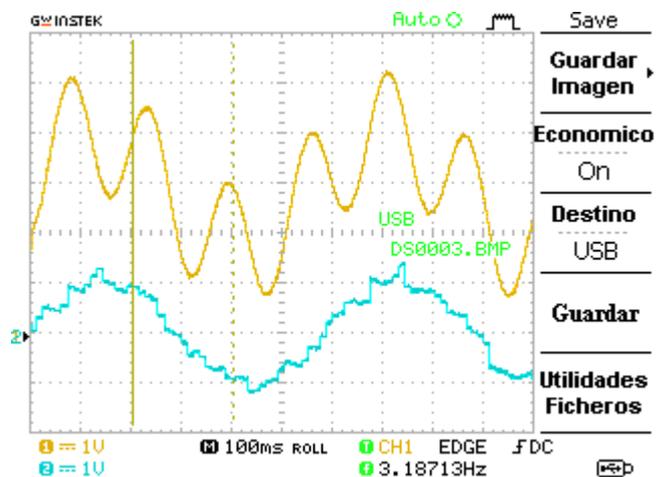


Figura 22: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.0001$ y $TS=12ms$

Fuente: elaboración propia

Tiempo de adaptación: 1200 segundos

c) Para un Factor de conversión de $U=0.01$ y $Ts=12mS$

"W0F"	%MD36	0.8206388
"W1F"	%MD40	0.02742409
"W2F"	%MD44	-0.1353367
"W3F"	%MD48	-0.1577192
"W4F"	%MD52	-0.07698017
"W5F"	%MD56	0.4035683

Figura 23: Muestra para un factor de conversión de $U=0.01$ y $T_s=12\text{ms}$
Fuente: Elaboración propia

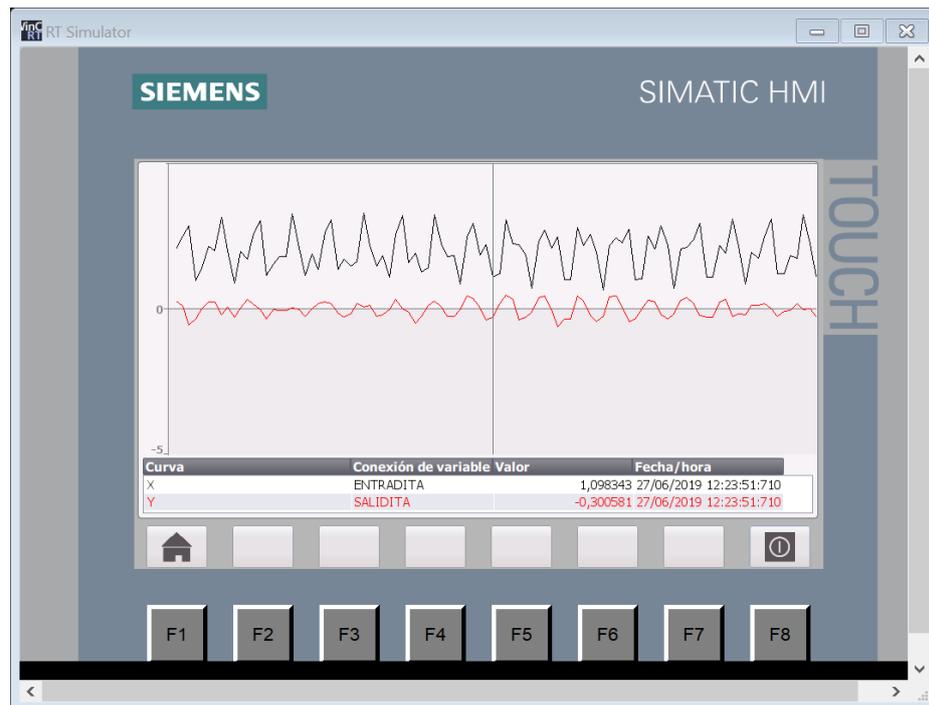


Figura 24: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.01$ y $T_s=12\text{ms}$
Fuente: Elaboración propia

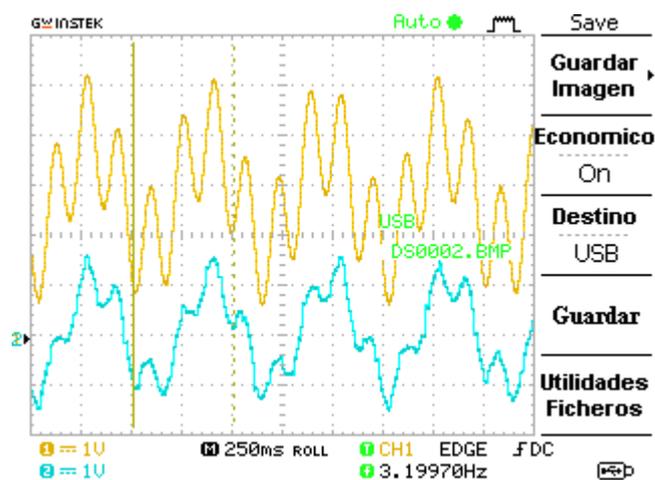


Figura 25: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.01$ y $T_s=12\text{ms}$
Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 30 segundos

d) Para un Factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12\text{ms}$

"W0F"	%MD36	0.7831419
"W1F"	%MD40	0.09780992
"W2F"	%MD44	-0.1748459
"W3F"	%MD48	-0.2088689
"W3I"	%MD72	-0.2088689
"W5F"	%MD56	0.3966748

Figura 26: Muestra para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12\text{ms}$

Fuente: Elaboración propia

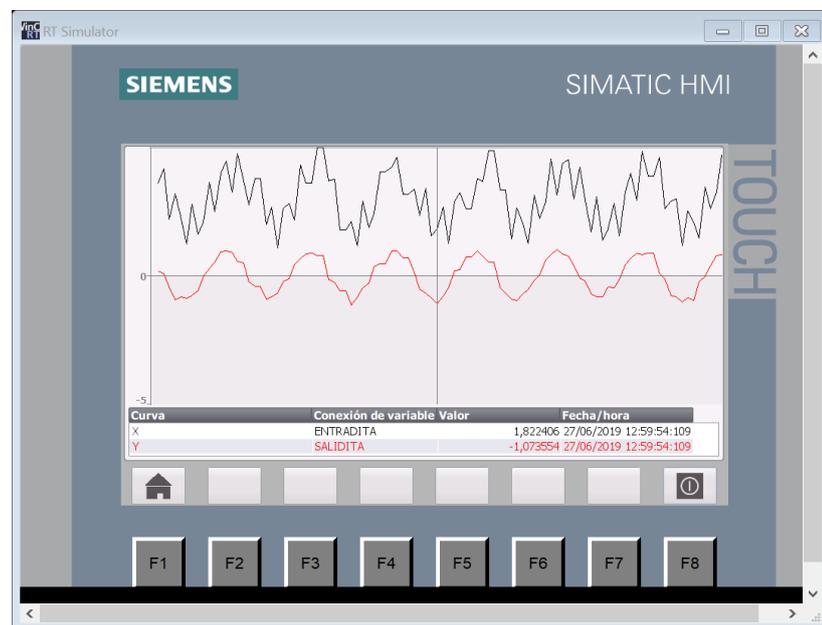


Figura 27: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12\text{ms}$

Fuente: Elaboración propia

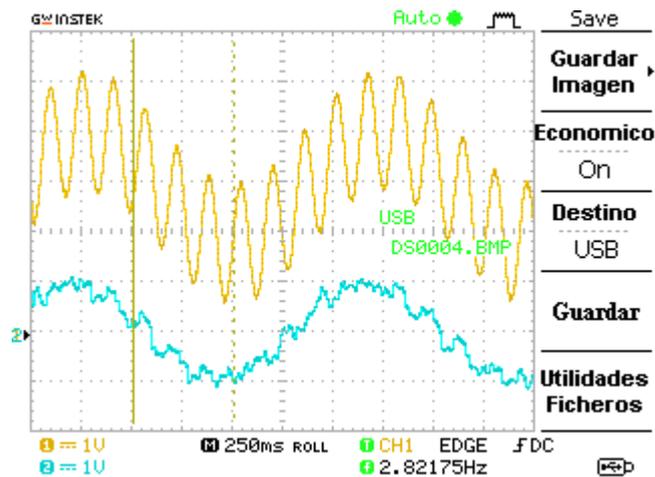


Figura 28: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 600 segundos

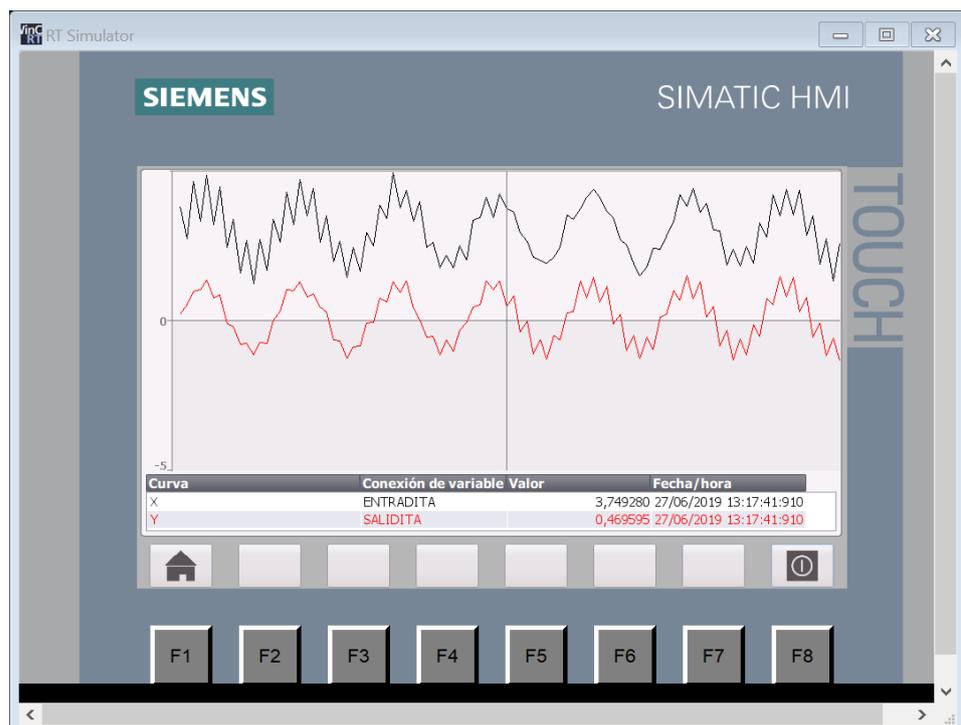
e) Para un Factor de conversión de $U=0.00075$ y $T_s=12mS$

"W0F"	MD36	0.7136693
"W1F"	MD40	0.1820689
"W2F"	MD44	-0.1264043
"W3F"	MD48	-0.1957771
"W4F"	MD52	-0.02611775
"W5F"	MD56	0.369861

Figura 29: Muestra para un factor de conversión de $U=0.00075$ y $T_s=12ms$.

Fuente: Elaboración propia

Figura 30:
Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.00075$ y $T_s=12ms$
Fuente: Elaboración propia



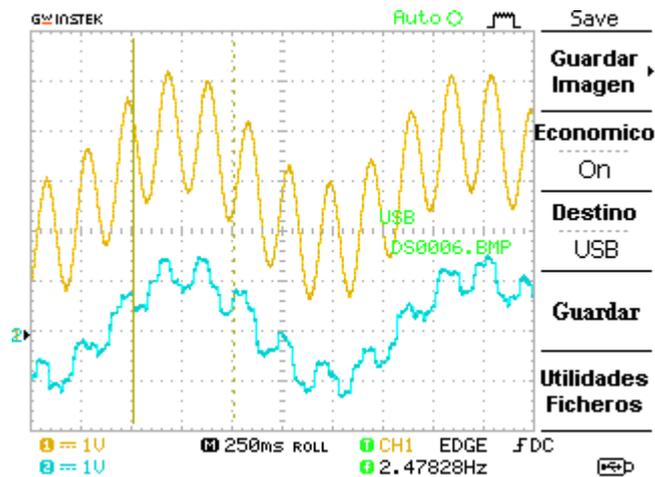


Figura 31: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.00075$ y $TS=12ms$

Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 300 segundos

- Toma de datos para señal de Ruido de $2V \sin(2\pi 5t)$ y una señal deseada de $2.14V \sin(2\pi 0.7t)$:

a) Para un Factor de conversión de $U=0.0005$ y $Ts=12mS$

"W0F"	%MD36	0.7831419
"W1F"	%MD40	0.09780992
"W2F"	%MD44	-0.1748459
"W3F"	%MD48	-0.2088689
"W3I"	%MD72	-0.2088689
"W5F"	%MD56	0.3966748

Figura 32: Muestra para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $Ts=12ms$

Fuente: Elaboración propia

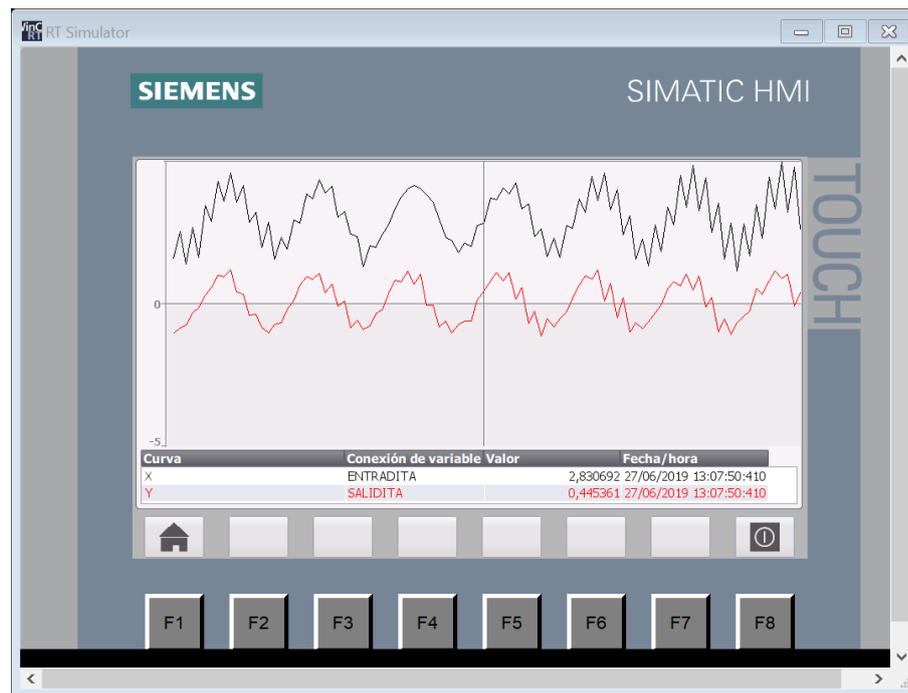


Figura 33: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

Fuente: Elaboración propia

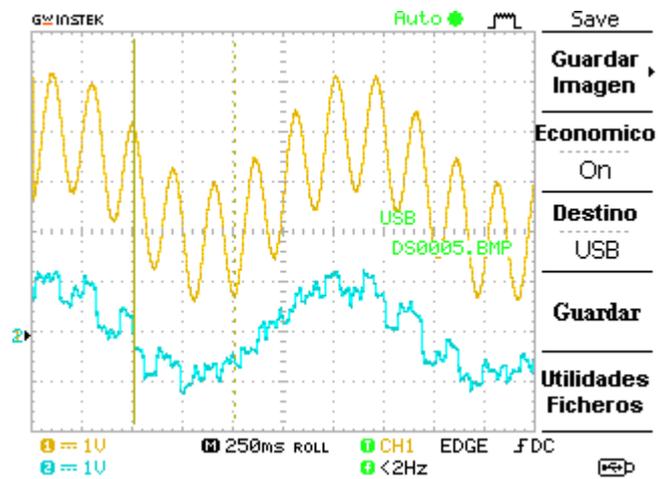


Figura 34: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 580 segundos

a) Cambio de señal deseada. A 2hz

"W0F"	MD36	0.938506
"W1F"	MD40	0.1312914
"W2F"	MD44	-0.2775897
"W3F"	MD48	-0.3359532
"W4F"	MD52	-0.05938303
"W5F"	MD56	0.5762388

Figura 35: Muestra para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

Fuente: Elaboración propia

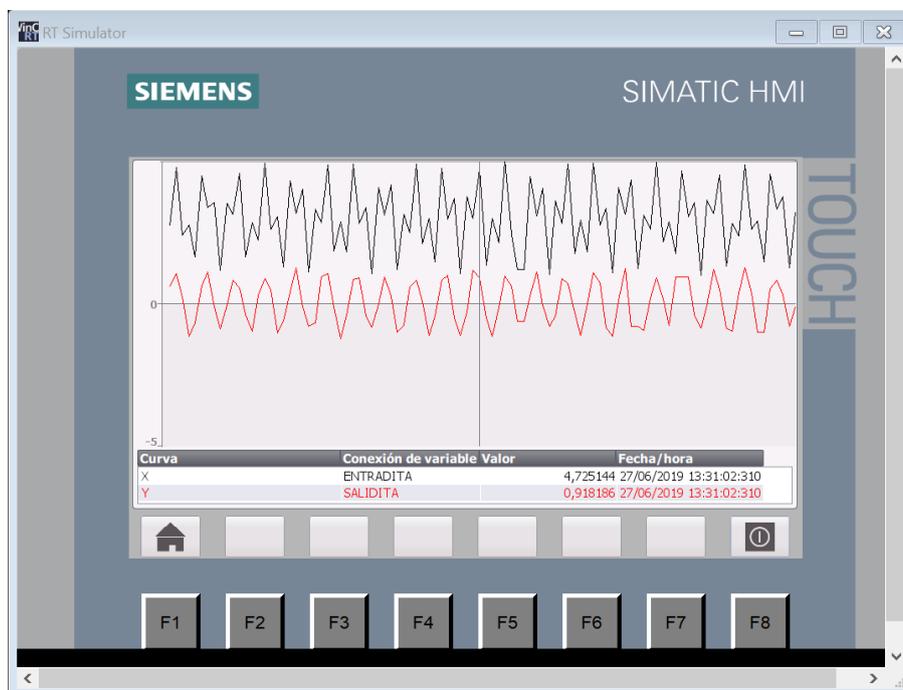


Figura 36: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

Fuente: Elaboración propia

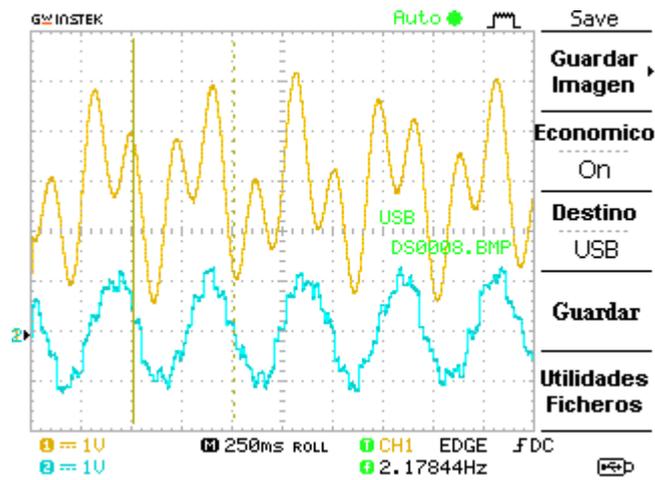


Figura 37: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.0005$ y $T_s=12ms$

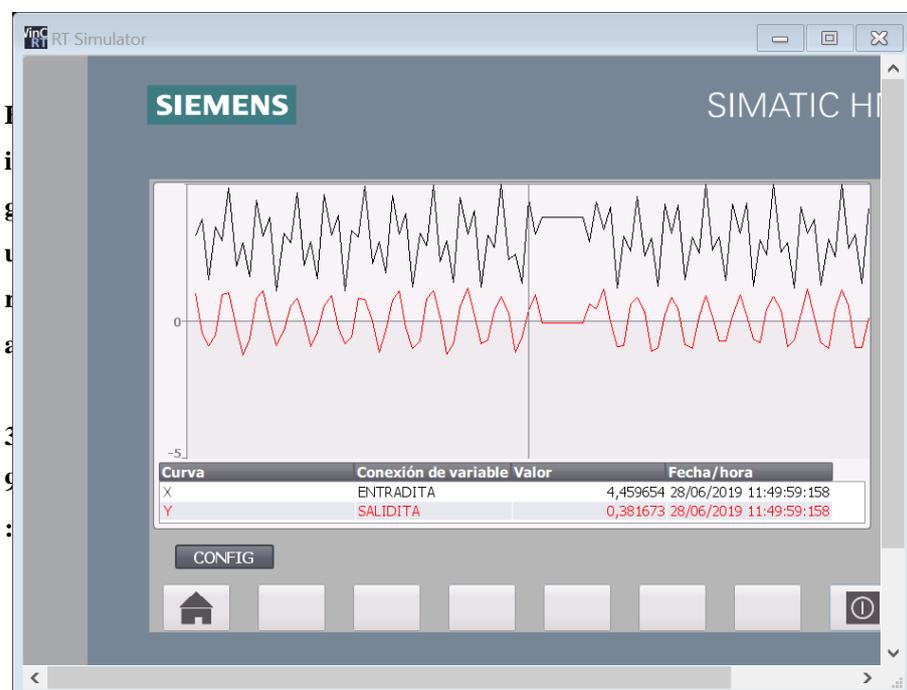
Fuente: Elaboración propia

b) Factor de conversión $U=0,0001$

"W0F"	%MD36	0.9665356
"W1F"	%MD40	0.1150701
"W2F"	%MD44	-0.2952043
"W3F"	%MD48	-0.3489811
"W4F"	%MD52	-0.06735492
"W5F"	%MD56	0.5985512

Figura 38: Muestra para un factor de conversión de $U=0.0001$

Fuente: Elaboración propia



Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.0001$

Fuente: Elaboración propia

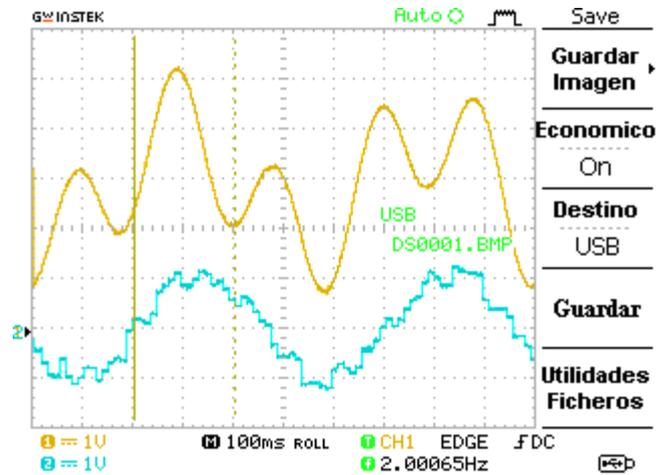


Figura 40: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de

$U=0.0001$

Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 1150 segundos

c) Factor de conversión $U=0,001$

"W0F"	%MD36	1.003456
"W1F"	%MD40	0.1045242
"W2F"	%MD44	-0.2912817
"W3F"	%MD48	-0.3365243
"W4F"	%MD52	-0.06042607
"W5F"	%MD56	0.6334841

Figura 41: Muestra para un factor de conversión de $U=0.001$

Fuente: Elaboración propia

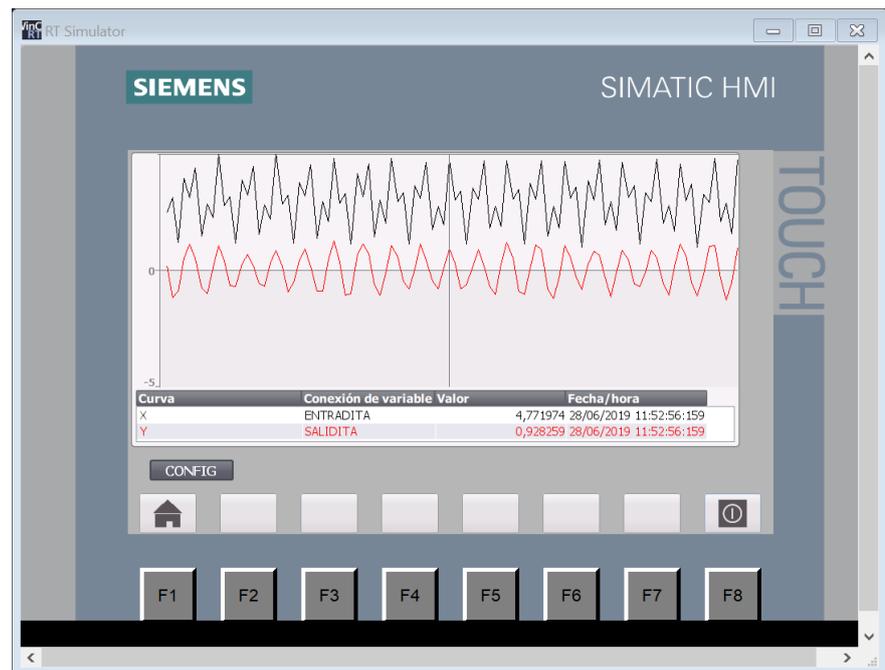


Figura 42: Muestra de resultados en panel hmi para un factor de conversión de $U=0.001$

Fuente: Elaboración propia

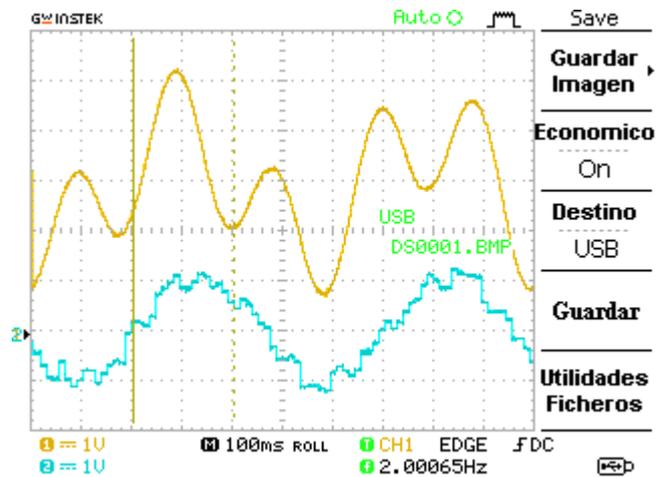


Figura 43: Muestra de resultados en osciloscopio para un factor de conversión de $U=0.001$

Fuente: Elaboración propia

Tiempo de adaptación: 155 segundos

3.5. Técnicas para el procesamiento de la información

- Tablas.
- Gráficos y tendencias.

CAPÍTULO IV: RESULTADOS

4.1 DEMOSTRACIÓN DE HIPOTESIS GENERAL

4.1.1. Algoritmo LMS

A continuación se muestra el Algoritmo LMS implementado en el controlador S7-1200, haciendo uso del software TIA PORTAL V15.

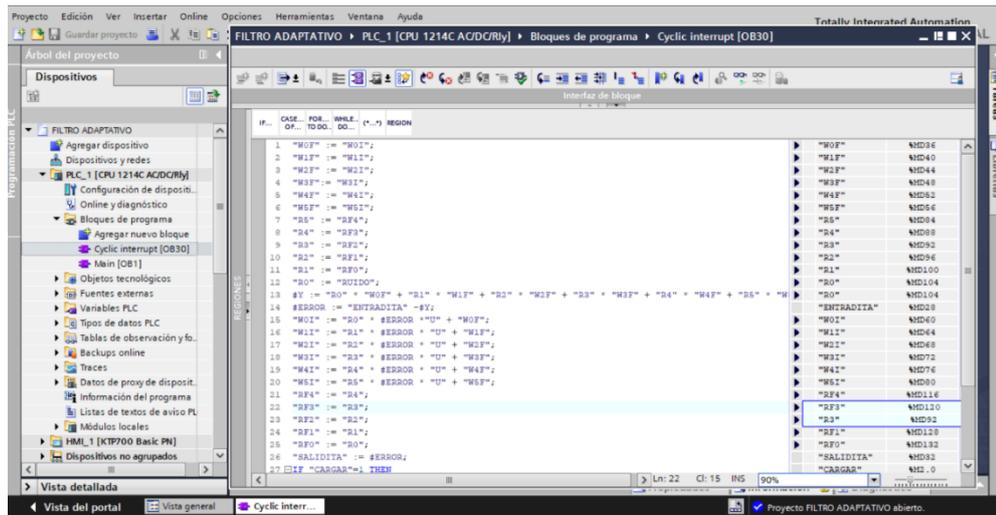


Figura 44: Implementación del algoritmo lms en tia portal V15

Fuente: Elaboración propia

A continuación se muestra el diagrama LADDER implementado en el controlador S7-1200, haciendo uso del software TIA PORTAL V15.

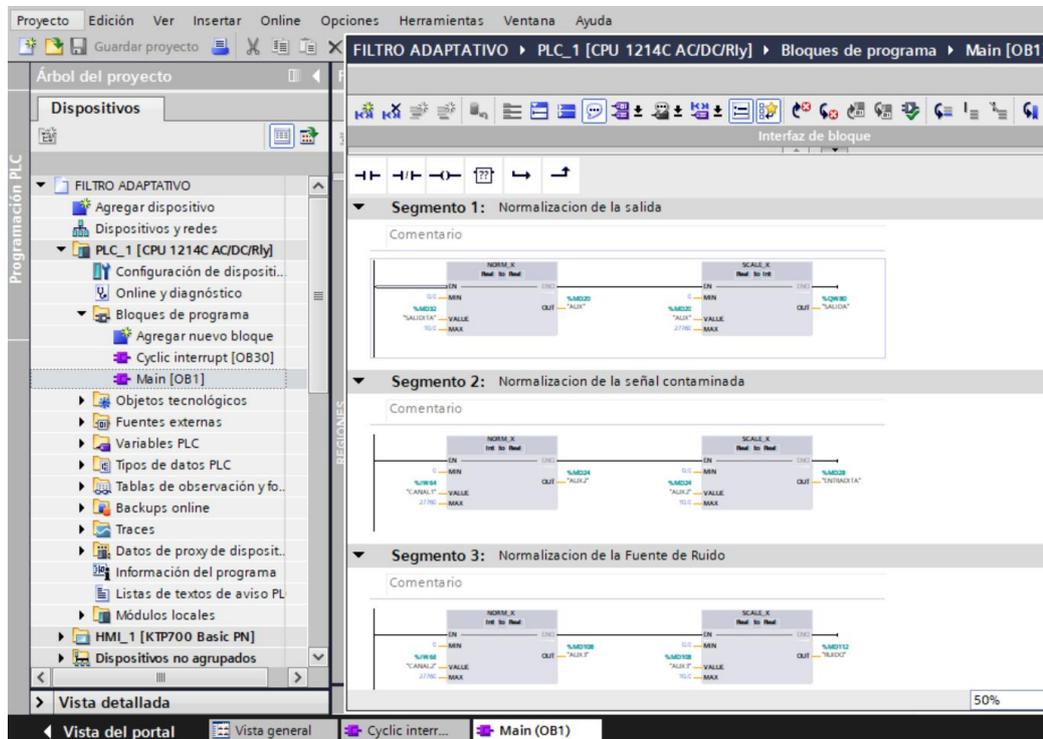


Figura 45: Implementación del diagrama ladder en tia portal V15

Fuente: Elaboración propia

A continuación se muestra la configuración de las variables de entradas y salidas en el Panel HMI, haciendo uso del software TIA PORTAL V15.

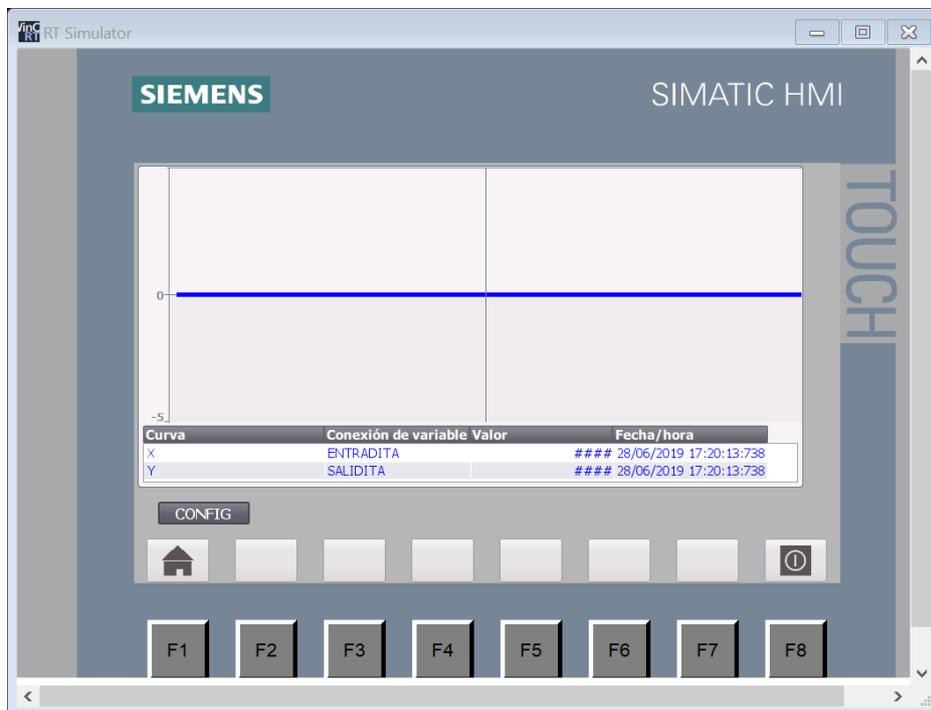


Figura 46: Implementación de las variables de entradas y salidas en el panel hmi

Fuente: Elaboración propia

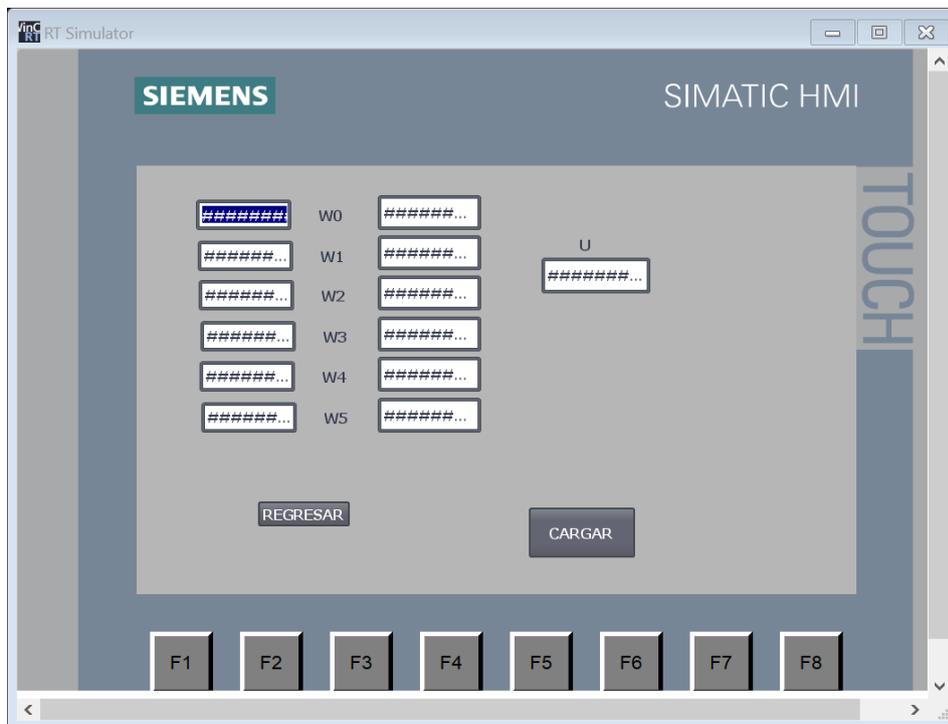


Figura 47: Muestra de las variables de entradas y salidas en el panel hmi

Fuente: Elaboración propia

4.1.2. Factor de convergencia

Tabla 7: Factor de convergencia vs señal deseada y ruido

U	VD	VR
0.0001	1	0.0314
0.0005	0.95	0.0414
0.00075	0.98	0.05
0.001	0.94	0.09
0.01	0.91	0.101

Fuente: Elaboración propia

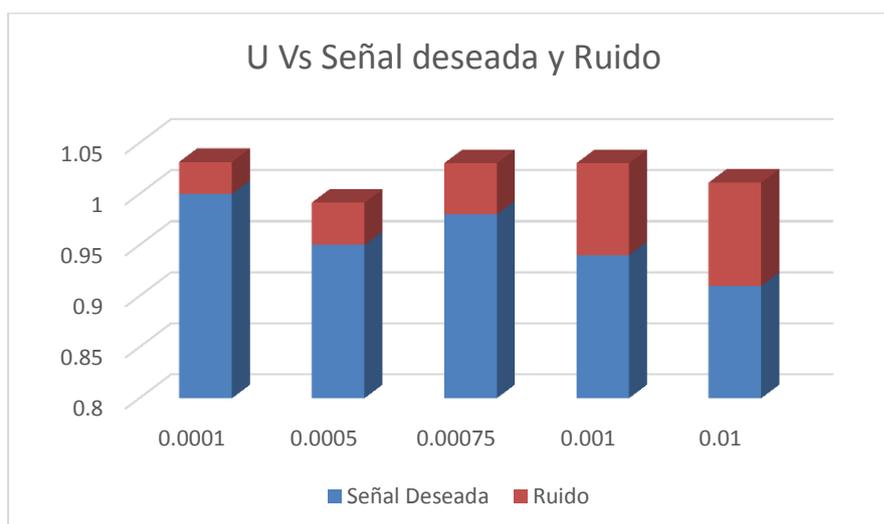


Figura 48: Factor de convergencia vs señal deseada y ruido

Fuente: Elaboración propia

4.2 DEMOSTRACIÓN DE HIPÓTESIS ESPECÍFICAS

4.2.1. Atenuación de Ruido

Tabla 8: Atenuación de ruido presentado en distorsión armónica total

U	THD%	VD	VR
0.0001	3.14	1	0.0314
0.0005	4.35789474	0.95	0.0414
0.00075	5.10204082	0.98	0.05
0.001	9.57446809	0.94	0.09
0.01	11.0989011	0.91	0.101

Fuente: Elaboración propia

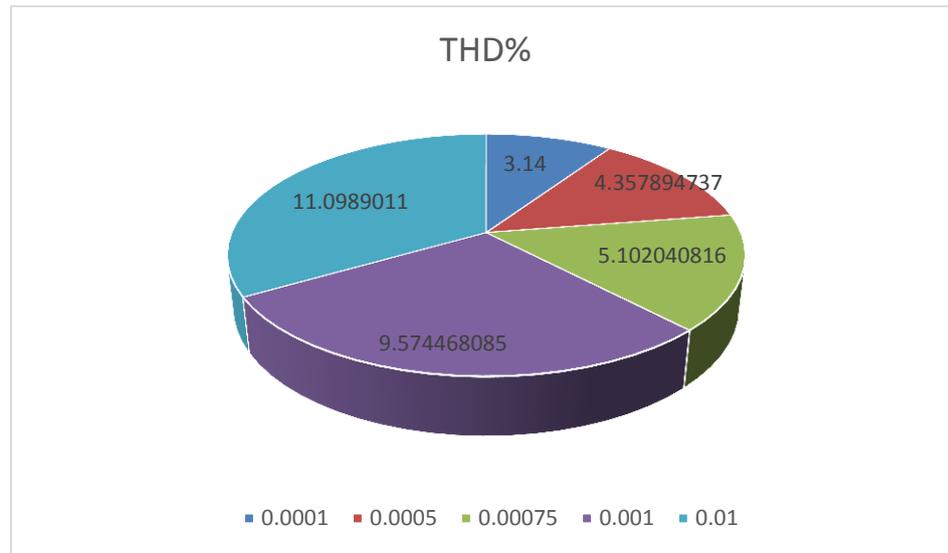


Figura 49: Atenuación de ruido presentado en distorsión armónica total

Fuente: Elaboración propia

4.2.2. Tiempo de Adaptación

Tabla 9: Tiempo de adaptación en función del factor de convergencia

U	Ts(mS)	Tadp (S)	Error
0.0001	12	1200	poco
0.0005	12	600	poco
0.00075	12	300	poco
0.001	12	120	poco
0.01	12	30	alto

Fuente: Elaboración propia

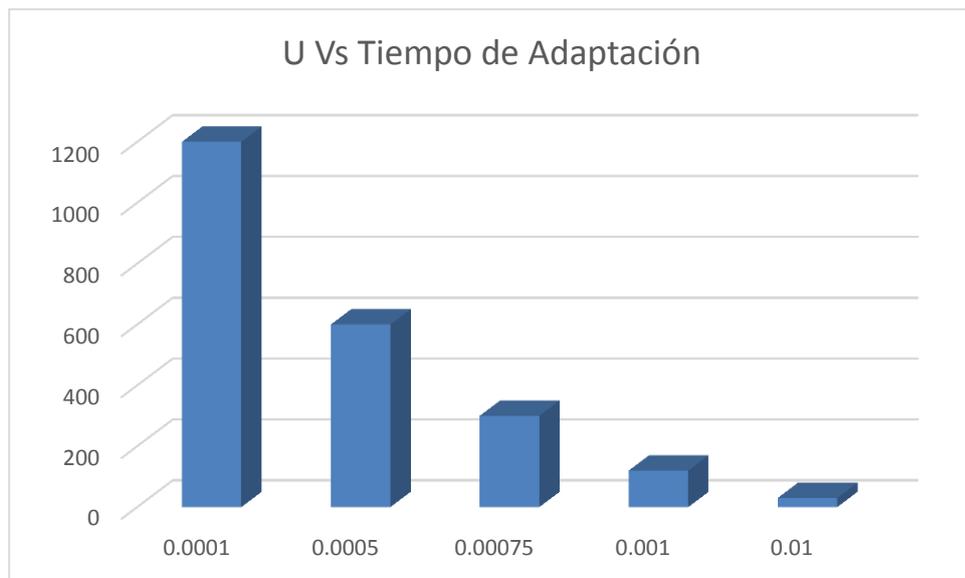


Figura 50: Tiempo de adaptación en función del factor de convergencia

Fuente: Elaboración propia

4.2.3. Valor de los 6 coeficientes del Filtro Adaptativo

Tabla 10: Valor de los 6 coeficientes del filtro adaptativo

U	W0	W1	W2	W3	W4	W5
0.0001	0.642953	0.2109671	-0.0598514	-0.1328263	-0.0024015	0.3111423
0.0005	0.7831419	0.09780992	-0.1748459	-0.2088689	-0.2088689	0.3966748
0.00075	0.7136693	0.1820689	-0.1264043	-0.1957771	-0.0261178	0.369861
0.001	0.8981166	-0.0871628	-0.1032148	-0.0987978	-0.0816007	0.3936569
0.01	0.8206388	0.02742409	-0.1353367	-0.1577192	-0.0769802	0.4035683

Fuente: Elaboración propia

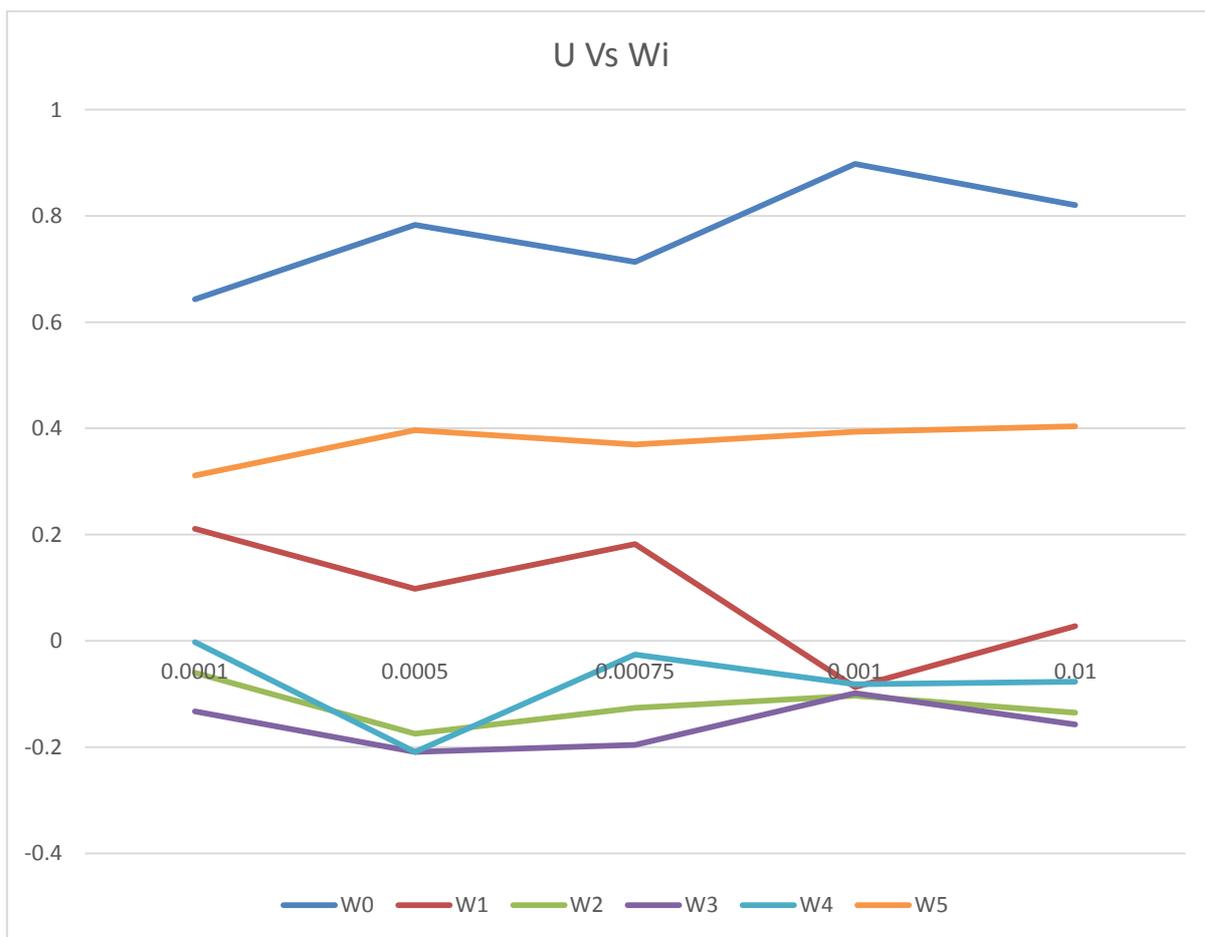


Figura 51: Valor de los 6 coeficientes del filtro adaptativo

Fuente: Elaboración propia

CAPÍTULO V: DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Discusión

- El Algoritmo LMS fue implementado en un bloque de interrupción Cíclica con un tiempo de muestreo de 12ms, esto fue necesario para que se pueda tener los datos de las muestras de la señal contaminada y el ruido. Haciendo una comparación con el estudio de Avalos Ochoa, Juan Gerardo (2008). En este trabajo se presenta la implementación en hardware de los algoritmos LMS y ECLMS con el propósito de comparar su tiempo de procesamiento, ya que anteriormente esta variante solo había sido probada con un software de simulación como lo es MATLAB. Para la facilidad de la programación se usó el lenguaje de programación SCL, en este solo se implementaron 6 coeficientes para el filtro, permitiendo ingresar mediante el HMI el valor del factor de convergencia y valores a los coeficientes.
- La atenuación del ruido es mayor cuando el factor de convergencia es menor (0.0001) pero se sacrifica tiempo de adaptabilidad, pero para un factor de adaptabilidad de 0.00075 se tiene un THD% de 5.1% y un tiempo de Adaptación de 300 segundos. Haciendo una comparación con el estudio de Simón Bendezú, Giovani Said (2004). se utiliza un canal LMS versátil, que es la interfaz de información para el marco y utiliza dos banderas (la voz con clamor y la referencia) capturadas por dos amplificadores AKG D-230 ejecutados en la tarjeta de evaluación DSP56002EVM de Motorola. El canal tiene la capacidad de disminuir el grado de sonido del hardware en el letrero que contiene la voz para que el marco de reconocimiento pueda tener una gran productividad y, por lo tanto, una baja tasa de errores.

- La adaptación del filtro se produce en 120 segundos, pero se sacrifica atenuación de ruido. Haciendo una comparación con el estudio de Zelada Girls, Walter Leopoldo (2004). Se ha planificado un marco de control de ruido activo (CAR o ANC) utilizando un cálculo con cualidades rectas y un canal auxiliar transversal. Por fin, el cálculo de LMS (Mínimo Cuadrado Medio) se seleccionó como un dispositivo científico para lograr una respuesta para el problema de tachado del clamor.

5.2. Conclusiones

- La implementación del filtro adaptativo se realizó en un bloque de interrupción del PLC con un máximo de 6 coeficientes y con interface a un panel HMI de 7 pulgadas, el que permite cambiar el valor de los coeficientes y el factor de convergencia del filtro. Esto se evidencia en el capítulo 4.
- La atenuación del ruido de las señales es evidente y esto se muestra en el cálculo de la distorsión armónica total, en el que se tiene un mínimo de 3.14% esto se evidencia en capítulo 4.
- El tiempo de adaptabilidad del filtro se da en un tiempo de 120 segundos.

5.3. Recomendaciones

- Guiarse de las indicaciones de las hojas de datos de los fabricantes para poder obtener un correcto funcionamiento del proceso.
- Se debe realizar más pruebas a diferentes frecuencias con la finalidad de mejorar el tiempo de adaptabilidad del filtro.

CAPÍTULO VI: FUENTES DE INFORMACIÓN

6.1. Fuentes bibliográficas

TESIS

Avalos Ochoa, Juan Gerardo (2008) *Algoritmo LMS con error codificado usando un DSP*. México.

Ferrer Contreras, Miguel (2008) *Filtro adaptativo multicanal para el control de campo sólido*. España.

J.Deller, J.Hansen, J. Proakis (2000) *Procesamiento en tiempo discreto de señales de voz*. México.

Rabiner L. (1993) *Fundamentos del reconocimiento de voz*. México.

Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan (1996) *Marcos de control de conmovión activa*. España.

Simón Bendezú, Giovani Said (2004) *LSM Adaptive Filter y su aplicación en el reconocimiento de palabras confinadas para el control de un marco de sonido a través de la voz*. Perú.

Zelada Girls, Walter Leopoldo (2004) *Diseño de un canal avanzado versátil como un cancelador de conmovión que depende del cálculo de LMS*. El Salvador.

6.2. Fuentes electrónicas

Tipos de ruido

<https://www.scribd.com/document/325181943/Tipos-de-Ruido>

Función de transferencia y diagrama de bode.

<http://grupo03senales.blogspot.com/>

ANEXOS

Anexo 1: Especificaciones técnicas del PLC SIEMENS

SIMATIC S7-1200				
Selección SIMATIC S7-1200 FW4.2				
Para obtener un listado completo de equipos y accesorios de sistemas S7-1200 puede usar el "TIA Selection Tool": www.siemens.com/tia-selection-tool .				
Características CPU	CPU 1212C	CPU 1214C	CPU 1215C	CPU 1217C
Alimentación:	3 tipos: DC/DC/DC, AC/DC/RLY, DC/DC/RLY (Alimentación/Entradas/Salidas)			DC/DC/DC
Características únicas:	Reloj de tiempo real integrado, libre de mantenimiento, no requiere baterías			
Rango temp. Trabajo	-20°C a + 60°C			
Velocidad de ejecución:				
- Operación Booleana	0.085 us/ Instrucción			
- Operación "Move word"	1,7 us/ Instrucción			
Memoria de trabajo (Interna)	50 KB	75 KB	100 KB	125 KB
Memoria de carga (Interna)	1 MB	4 MB	4 MB	4 MB
Memoria remanente (interna)	10 KB	10 KB	10 KB	10 KB
E/S Digitales Integradas	8 Entradas/6 Salidas	14 Entradas/10 Salidas	14 Entradas/10 Salidas	
E/S Análogas Integradas	2 Entradas (0-10vdc)		2 Entradas (0-10vdc) / 2 salidas (0 - 20mA)	
Cartucho de señales	1 Máx.			
Módulos de señales	2 Máx.	8 Máx.	8 Máx.	8 Máx.
Máx. E/S - Digitales	82	284	284	284
Máx. E/S - Análogas	19	67	69	69
Contadores rápidos:	5 total (6 con SB)	6 total	6 total	6 total
- Fase simple	3@100 kHz y 1@30 kHz (ó 2@30kHz con SB)	3@100 kHz y 3@30 kHz	3@100 kHz y 3@30 kHz	1@1MHz, 3@100 kHz y 3@30 kHz
- Fase doble cuadratura	3@80kHz y 1@20kHz (ó 2@20kHz con SB)	3@80kHz y 3@20kHz	3@80kHz y 3@20kHz	1@1MHz, 3@80kHz y 1@20kHz
Salidas de pulsos	4 @ 100 kHz (únicamente Salidas DC)			4@1MHz
Interrupciones cíclicas	4 en total con resolución 1ms			
Interrupciones por flancos	8 ascend. y 8 descend	12 ascend. y 12 descend.	12 ascend. y 12 descend.	12 ascend. y 12 descend.
Lazos PID	16			
Puertos de comunicación	5 máx (por medio de módulos)	5 máx (por medio de módulos)	6 máx (por medio de módulos)	6 máx (por medio de módulos)
Módulos de comunicación	3 módulos máximo por configuración			
Puerto Industrial ETHERNET Integrado	1	1	2	2
- Protocolos:	Industrial Ethernet estándar - TCP/IP - ISO on TCP - UDP - Modbus TCP/IP - S7 como servidor			
Puerto serial Industrial	Serial RS232, RS485, Asi, PROFIBUS DP, DNP3 por medio de módulo de comunicación.			
- Protocolos:	USS - Modbus RTU maestro/sclavo, ASCII,ASI, PROFIBUS maestro, PROFIBUS esclavo, DNP3 y Free port.			

Anexo 2: Especificaciones técnicas del módulo de entrada analógica

Módulos de entradas analógicas	
6ES7231-4HD32-0XB0	SM 1231, 4 AI (+/-10V, +/-5V, +/-2.5V, 0..20mA x 12 BIT + Signo).
6ES7231-4HF32-0XB0	SM 1231, 8 AI (+/-10V, +/-5V, +/-2.5V, 0..20mA x 12 BIT + Signo).
6ES7231-5PD32-0XB0	SM 1231 RTD, 4 AI RTD (termo-resistencia) x 16 BIT del tipo: Platino (Pt).
6ES7231-5PF32-0XB0	SM 1231 RTD, 8 AI RTD (termo-resistencia) x 16 BIT del tipo: Platino (Pt), Cobre (Cu), Nickel (Ni) o Resistencia.
6ES7231-5QD32-0XB0	SM 1231 TC, 4 AI TC (termo-cuplas) x 16 BIT del tipo: J, K, T, E, R, S, N, C, TXK/XK(L) ó voltaje rango: ±80 mV.
6ES7231-5QF32-0XB0	SM 1231 Tc, 8 AI TC (termo-cuplas) x 16 BIT del tipo: J, K, T, E, R, S, N, C, TXK/XK(L) ó voltaje rango: ±80 mV.

Anexo 3: Especificaciones técnicas del módulo de expansión

SIEMENS

Data sheet

6ES7222-1BH30-0XB0

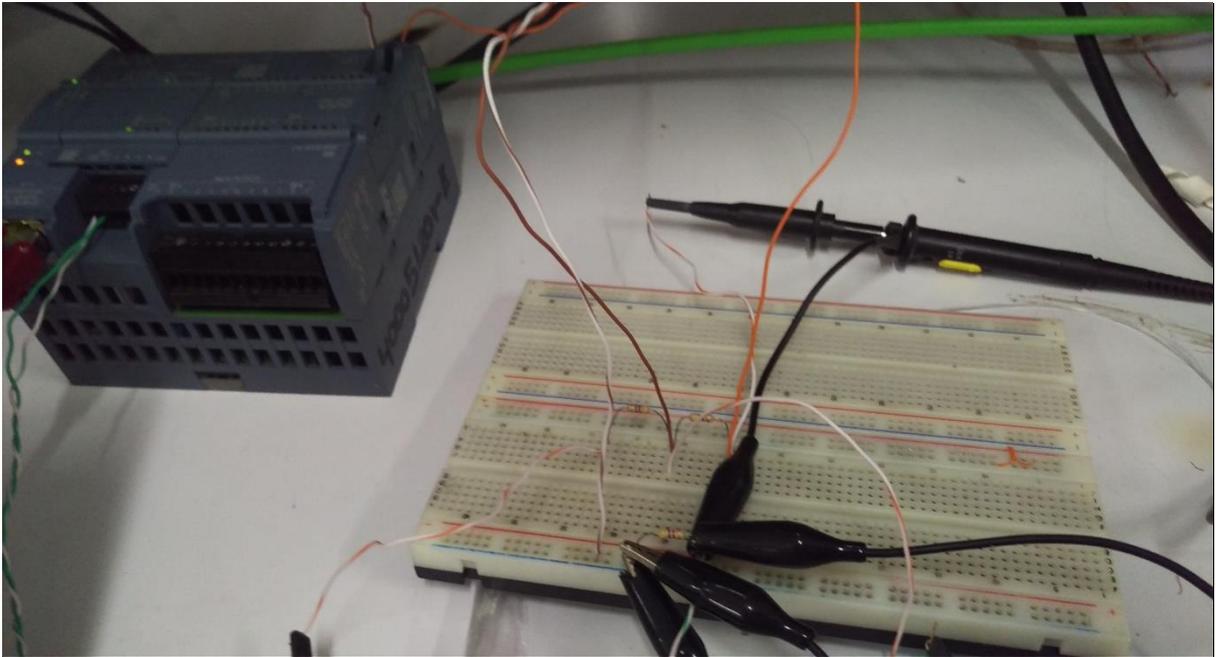
*** SPARE PART*** SIMATIC S7-1200, DIGITAL OUTPUT SM 1222,
16 DO, 24V DC, TRANSISTOR 0.5A

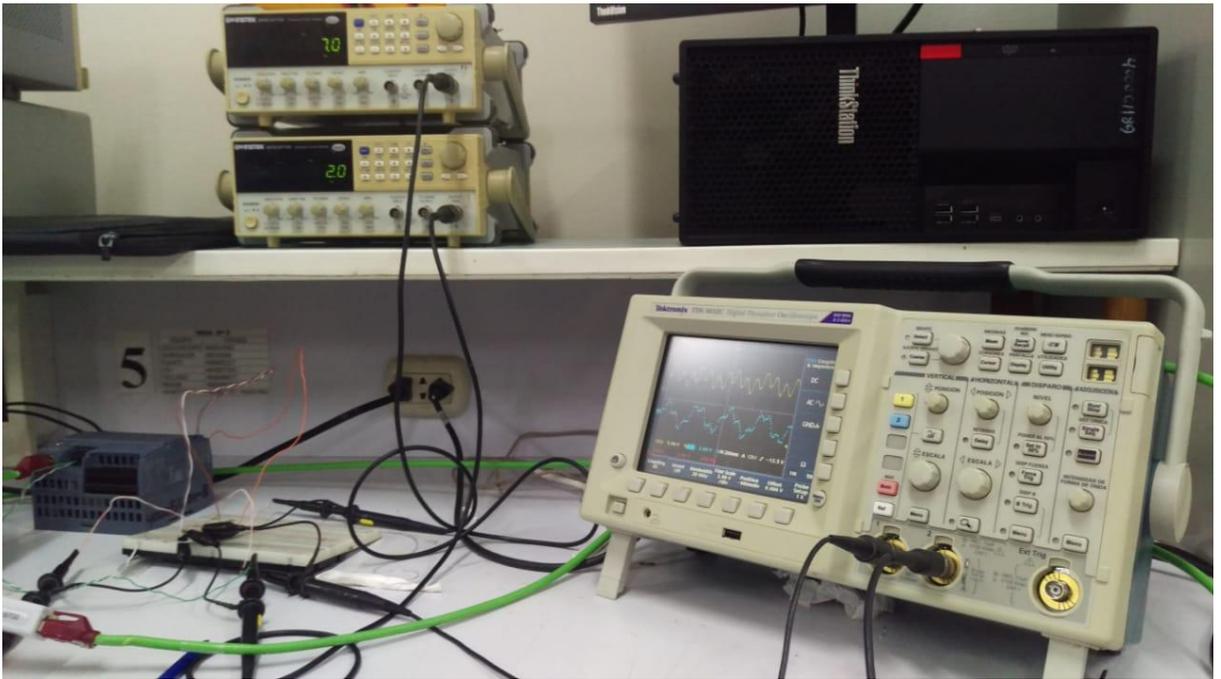


Supply voltage	
permissible range, lower limit (DC)	20.4 V
permissible range, upper limit (DC)	28.8 V
Input current	
from backplane bus 5 V DC, max.	140 mA
Power loss	
Power loss, typ.	2.5 W
Digital outputs	
Number of digital outputs	16
• in groups of	1
Short-circuit protection	No; to be provided externally
Limitation of inductive shutdown voltage to	typ. (L+) -48 V
Switching capacity of the outputs	
• with resistive load, max.	0.5 A
• on lamp load, max.	5 W
Output voltage	
• Rated value (DC)	24 V

• for signal "0", max.	0.1 V; with 10 kOhm load
• for signal "1", min.	20 V DC
Output current	
• for signal "1" rated value	0.5 A
• for signal "0" residual current, max.	10 μ A
Output delay with resistive load	
• "0" to "1", max.	50 μ s
• "1" to "0", max.	200 μ s
Total current of the outputs (per group)	
horizontal installation	
— up to 50 °C, max.	8 A; Current per mass
Relay outputs	
Switching capacity of contacts	
— with inductive load, max.	0.5 A
— on lamp load, max.	5 W
— with resistive load, max.	0.5 A
Cable length	
• shielded, max.	500 m
• unshielded, max.	150 m
Interrupts/diagnostics/status information	
Alarms	
• Alarms	Yes
• Diagnostic alarm	Yes
Diagnostic messages	
• Diagnostic functions	Yes
Diagnostics indication LED	
• for status of the outputs	Yes
• for maintenance	Yes
• Status indicator digital output (green)	Yes
Potential separation	
Potential separation digital outputs	
• between the channels, in groups of	1
• between the channels and backplane bus	500 V AC
Degree and class of protection	
Degree of protection acc. to EN 60529	
• IP20	Yes
Standards, approvals, certificates	
CE mark	Yes
FM approval	Yes
RCM (formerly C-TICK)	Yes

Ambient conditions	
Free fall	
• Fall height, max.	0.3 m; five times, in dispatch package
Ambient temperature during operation	
• permissible temperature range	0 °C to 55 °C horizontal mounting, 0 °C to 45 °C vertical mounting, 95% non-condensing humidity
• permissible temperature change	5°C to 55°C, 3°C / minute
Ambient temperature during storage/transportation	
• min.	-40 °C
• max.	70 °C
Air pressure acc. to IEC 60068-2-13	
• Storage/transport, min.	660 hPa
• Storage/transport, max.	1 080 hPa
Relative humidity	
• permissible range (without condensation) at 25 °C	95 %
Connection method	
required front connector	Yes
Mechanics/material	
Material des Gehäuses (frontseitig)	
• Plastic	Yes
Dimensions	
Width	45 mm
Height	100 mm
Depth	75 mm
Weights	
Weight, approx.	220 g
last modified:	13.08.2015

Anexo 4: Imágenes del trabajo realizado



FILTRO ADAPTATIVO - PLC_1 [CPU 1214C AC/DC/Ry] - Bloques de programa - Cyclic Interrupt [OB30]

Interfaz de bloque

IF...	CASE...	FOR...	WHILE...	DO...	REGION
1	"W0"	:=	"W0I";		"W0I" #MD36 0.6050207
2	"W1"	:=	"W1I";		"W0I" #MD60 0.6050207
3	"W2"	:=	"W2I";		"W2I" #MD44 -0.03526815
4	"W3"	:=	"W3I";		"W3I" #MD48 -0.1081538
5	"W4"	:=	"W4I";		"W4I" #MD52 0.004269033
6	"W5"	:=	"W5I";		"W5I" #MD56 0.2790503
7	"R5"	:=	"R4";		"R5" #MD84 7.447406
8	"R4"	:=	"R3";		"R4" #MD88 6.090418
9	"R3"	:=	"R2";		"R3" #MD92 4.760447
10	"R2"	:=	"R1";		"R2" #MD96 3.695605
11	"R1"	:=	"R0";		"R1" #MD100 3.107709
12					
13	"R0"	:=	"RUIDO";		"R0" #MD104 3.706052
14	#Y	:=	"R0" * #W0E + "R1" * "W1F" + "R2" * "W2F" + "R3" * "W3F" + "R4" * "W4F" + "R5" * "W5F";		#Y 4.372204
15	#ERROR	:=	"ENTRADA1" - #Y;		#ERROR 1.285217
16	"W0I"	:=	"R0" * #ERROR * #U + #W0E;		"W0I" #MD60 0.605497
17	"W1I"	:=	"R1" * #ERROR * #U + #W1E;		"W1I" #MD64 0.2163015
18	"W2I"	:=	"R2" * #ERROR * #U + #W2E;		"W2I" #MD68 -0.03479319
19	"W3I"	:=	"R3" * #ERROR * #U + #W3E;		"W3I" #MD72 -0.107542
20	"W4I"	:=	"R4" * #ERROR * #U + #W4E;		"W4I" #MD76 0.005051783
21	"W5I"	:=	"R5" * #ERROR * #U + #W5E;		"W5I" #MD80 0.2800074
22	"R4"	:=	"R4";		"R4" #MD116 6.090418
23	"R3"	:=	"R3";		"R3" #MD120 4.760447

Ln: 1 Cl: 1 INS 100%

Vista del portal Vista general Cyclic Interr... Imagen raíz Main (OB1)

Conectado con PLC_1 a través de la dir... 8:54 p.m. 26/06/2019

Anexo 5: Matriz de Consistencia

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO ADAPTATIVO PARA LA ATENUACION DE RUIDO EN CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES	PROBLEMA	OBJETIVO	HIPÓTESIS	VARIABLES Y DIMENSIONES	METODOLOGÍA
	<p>PROBLEMA GENERAL ¿Cómo el diseño e implementación de un filtro adaptativo permitirá la atenuación de ruido en controladores lógico programables.</p> <p>PROBLEMAS ESPECÍFICOS ¿Cómo la implementación de un filtro adaptativo disminuirá la atenuación de ruido en controladores lógicos programables? ¿Cómo la implementación de un filtro adaptativo permitirá la adaptación en controladores lógicos programables?</p>	<p>OBJETIVO GENERAL Diseñar e implementar un filtro adaptativo para la atenuación de ruido en controladores lógico programables.</p> <p>OBJETIVOS ESPECÍFICOS Determinar la disminución de la atenuación de ruido en controladores lógicos programables a través de la implementación de un filtro adaptativo. Determinar la adaptación en controladores lógicos programables mediante la implementación de un filtro adaptativo.</p>	<p>HIPÓTESIS GENERAL El diseño e implementación de un filtro adaptativo permitirá la atenuación de ruido en controladores lógico programables.</p> <p>HIPOTESIS ESPECÍFICAS La implementación de un filtro adaptativo disminuye la atenuación de ruido en controladores lógicos programables. La implementación de un filtro adaptativo permite la adaptación en controladores lógicos programables.</p>	<p>VARIABLE 1 Filtro adaptativo Diseño del algoritmo</p> <ul style="list-style-type: none"> Número de Coeficientes Factor de convergencia <p>Implementación del algoritmo</p> <ul style="list-style-type: none"> Número de muestras. Número de líneas de código. <p>VARIABLE 2 Atenuación de ruido Nivel de atenuación</p> <ul style="list-style-type: none"> Atenuación de ruido. Ancho de banda <p>Adaptación</p> <ul style="list-style-type: none"> Tiempo de adaptación. Grado de adaptación 	<p>Población: Ruidos eléctricos de baja frecuencia.</p> <p>Muestra: Ruidos eléctricos de frecuencia menores a 60Hz</p> <p>Tipo de investigación: Experimental.</p> <p>Nivel de investigación: Aplicada</p> <p>Instrumento:</p> <ul style="list-style-type: none"> Reporte de filtrado de operación Reporte de diseño.