MODELAMIENTO DE PATRONES RECURRENTES DE RUIDO EN REDES DE DISTRIBUCIÓN DE BAJA TENSIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA

OCTAVIO ANDRÉS MORENO COY
CÓDIGO: 299689

TRABAJO DE GRADO PRESENTADO PARA OPTAR AL TÍTULO DE MAGISTER EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

DIRIGIDO POR:
JORGE EDUARDO ORTIZ TRIVIÑO

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE SISTEMAS E INDUSTRIAL
BOGOTÁ D.C. COLOMBIA
2009

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN 1
1. RUIDO EN PLC 2
1.1 TIPOS DE RUIDO EN UN CANAL PLC 2
1.2 ANÁLISIS DE RUIDO 4
1.3 RUIDO DE FONDO. 5
1.4 RUIDO IMPULSIVO. 8
2. ASPECTOS DE MEDICIÓN EN PLC 12
2.1 MODELO DE LA RED PLC 12
2.2 MODELO EXPERIMENTAL 14
3. MODELO DE RUIDO EN PLC USANDO SERIES DE TIEMPO 24
3.1 ANÁLISIS DE LOS DATOS 24
3.2 MODELOS APLICADOS[24] 32
3.2.1 Suavizado aritmético. 33
3.2.2 Suavizado Exponencial Holt-Winters 35
3.2.3 Modelo Autorregresivo AR(p), promedio móvil MA(q) y Modelo ARMA(p,q)[24]. 38
3.3 COMPARACIÓN DE RESULTADOS. 42
4. CONCLUSIONES 47
5. BIBLIOGRAFÍA 49
ANEXOS 51
1. ASPECTOS TÉCNICOS DE PLC 51
1.1 RED DE DISTRIBUCIÓN ELÉCTRICA 51
1.2 ELEMENTOS DE LA RED PLC 52
1.3 EL CANAL DE COMUNICACIONES: EL CABLEADO ELÉCTRICO 54
1.4 MODULACIÓN: OFDM Y CDMA 55
2. SERIES DE TIEMPO 57
2.1 SERIES DE TIEMPO 57
2.2 HERRAMIENTAS DE ANÁLISIS 58
2.2.1 Estacionariedad 58
2.2.2 Ruido Blanco 59
2.2.3 Ajuste Estacional 59
2.3 MODELO AUTORREGRESIVO. 59
ESPECIFICACIONES TÉCNICAS 61

TABLA DE FIGURAS

Figura 1. Análisis espectral del ruido en un canal PLC. Fuente: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*.....3
Figura 2. Ejemplo de ruido impulsivo en el dominio del tiempo. Fuente: Adaptado de *Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Power Line Used for Data Communications [12]*.....3
Figura 3. Parámetros en una señal. Fuente: Adaptado de *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications* [10].....4
Figura 4. Ejemplo de PSD de una señal. Fuente: Adaptado de: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*.....5
Figura 5. Ejemplo de distribuciones Nakagami. Fuente: Adaptado de: Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications [9].....6
Figura 6. Comparación del ruido medido y modelado a 5 MHz y 25 MHz. Fuente: Adaptado de: *Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications [9]* 7
Figura 7. Modelo para la generación de ruido de fondo. Fuente: *Adaptado de An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*.....8
Figura 8. PSD de los eventos impulsivos de la gráfica Figura 2. Fuente: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*.....10
Figura 9. Ruido impulsivo y ruido blanco. Fuente: adaptado de *Analysis of Impulsive Noise and Multipath Effects on Broadband Power Line Communications[13]* 11
Figura 10. Modelo de referencia para mediciones en un canal PLC. Adaptado de *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications.* [10] 15
Figura 11. Entorno de pruebas usado en la captura de las señales. 16
Figura 12. Una trama de ruido típica capturada en el modelo experimental. (Excel) 17
Figura 13. Conexión del computador, DSO, y acoplador de impedancias 1. 18
Figura 14. Conexión del DSO y el acoplador de impedancias 2. 18
Figura 15. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 1. 19
Figura 16. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 2. 19
Figura 17. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 3. 20
Figura 18. Herramienta de captura de datos LabView. 21
Figura 19. Estructura interna del archivo. 22
Figura 20. Trama de ruido del archivo 21_19_22.txt. (LabView).....24
Figura 21. Trama de ruido del archivo 21_19_22.txt depurada con un umbral de 0.2V. (Matlab).....25
Figura 22. trama de ruido del ascensor capturada en el archivo 25_19_11.txt (LabView). 27
Figura 23. Separación entre los datos de la trama de ruido del archivo 21_19_22.txt depurada. (Matlab) 28

Figura 24. Comportamiento de la autocorrelación para diferentes umbrales para el archivo 23_21_04.txt. (Excel) 30
Figura 25. Histograma de la distribución de los datos (tiempo entre impulsos) para diferentes umbrales en el archivo 24_07_17.txt. (Excel) 31
Figura 26 Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con m=8. (Excel) 35
Figura 27. Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con A=0.4. (Excel) 37
Figura 28. EasyReg International, Selección de parámetros del modelo ARMA(p,q) 40
Figura 29. Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con ARMA(p,q) 41
Figura 30. Comparación entre los tres modelos y la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt. 46
Figura 31. Estructura de la red de suministro de energía. Fuente: Adaptado de *Broadband over Powerline Technology Ambient white paper[1]* 51
Figura 32. Arquitectura de un sistema PLC. Fuente: Adaptado Ambient[3] 52
Figura 33. ComunicacióTn sobre redes de potencia Fuente Adaptado *Broadband Powerline Communications[2]* 53
Figura 34. Red PLC con repetidores. Fuente *Broadband Powerline Communications[2]* 54
Figura 35. Modelo de comunicaciones de un canal PLC. Fuente: Adaptado de *PLC State of the art and future*[6] 55

INTRODUCCIÓN

El crecimiento del conocimiento en los últimos años ha estado apoyado en el constante acceso a la información gracias al gran desarrollo en los servicios de comunicaciones. Tecnologías como cable, xDSL o WiMax han proveído servicios con capacidades mayores a precios inferiores. Como apoyo a estas tecnologías, grupos diferentes a lo largo del mundo están trabajando en el desarrollo de PLC.

Power Line Communication (PLC), *Power Line Telecommunication (PLT)*, o *Broadband over Power Line* (BPL) es una tecnología que plantea el uso de las líneas de distribución eléctrica de baja y media tensión para la prestación de servicios de telecomunicaciones y banda ancha. Las líneas de distribución eléctrica no fueron diseñadas para la transmisión de datos, por lo cual presentan diferentes inconvenientes entre los que se destaca el ruido, el cual es caracterizado de manera diferente a como se modela en otros canales de comunicaciones que lo representan como ruido blanco gausiano: Esto se debe a que éste está compuesto por diferentes tipos de ruidos que afectan el desempeño del ya de por sí complejo canal.

Este trabajo busca analizar el comportamiento del ruido en este canal de comunicaciones y de esta manera tratar de determinar la existencia de algún patrón recurrente de aparición del ruido impulsivo apoyado en el uso de series de tiempo.

El documento está divido en 4 secciones. En la primera parte se explican algunos de las características del ruido en PLC. La segunda presenta algunos de los modelos que se han usado para caracterizar el canal PLC, esquemas de medición, y el proceso de toma de mediciones de ruido, incluyendo el modelo experimental. La tercera etapa presenta el análisis de los datos y la comparación entre los modelos sugeridos. Finalmente la cuarta parte presenta las conclusiones de la investigación.

En los anexos se incluyen las especificaciones técnicas de los equipos, el estado del arte de la tecnología PLC, algunos aspectos técnicos básicos e información referente al uso de series de tiempo.

1. RUIDO EN PLC

1.1 TIPOS DE RUIDO EN UN CANAL PLC

A diferencia de otros canales de comunicación el ruido en el canal PLC no se puede representar solamente como un ruido blanco aditivo gausiano AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Diversos autores y estudios experimentales indican que en el rango de algunos cientos hasta 30 MHz el ruido presente en este canal es principalmente de banda angosta o impulsivo[8][10][12].

Los ruidos presentes en los canales PLC se pueden clasificar [8][9][10][26]:

1) Ruido coloreado: tiene una relativa baja densidad espectral de potencia PSD (*power spectral density*) el cual varía con la frecuencia. Este tipo de ruido es principalmente causado por la suma de numerosas fuentes de ruido con baja potencia. Su PSD varía en el tiempo en términos de minutos u horas.

2) Ruido en banda angosta: generalmente está constituido por señales sinusoidales con amplitudes moduladas. Este tipo de ruido es principalmente causado por el ingreso de estaciones de radio y de banda corta en el canal. Los niveles de recepción varían generalmente en el transcurso del día.

3) Ruido periódico impulsivo asincrónico: estos impulsos tiene en la mayoría de los casos, una tasa de repetición entre los 50kHz a los 200kHz lo que resulta en un espectro con líneas discretas con una separación en frecuencia de acuerdo con la tasa de repetición. Este ruido es principalmente causado por fuentes de alimentación conmutadas.

4) Ruido periódico impulsivo sincrónico: estos impulsos tienen una tasa de repetición de 60Hz o 120Hz[1] y son sincrónicos a la frecuencia de la señal de potencia eléctrica. Son de corta duración (algunos microsegundos) y tienen un PSD decreciente con la frecuencia. Este tipo de ruido es causado por las fuentes de alimentación que operan en sincronía con la línea eléctrica.

---

[1] En el caso europeo seria de 50Hz o 100Hz.

5) Ruido asincrónico impulsivo: es causado por transientes de conmutación en la red. Tienen una duración desde algunos microsegundos hasta unos pocos milisegundos con tiempos de aparición aleatorios. El PSD puede alcanzar valores superiores a los 50dB.

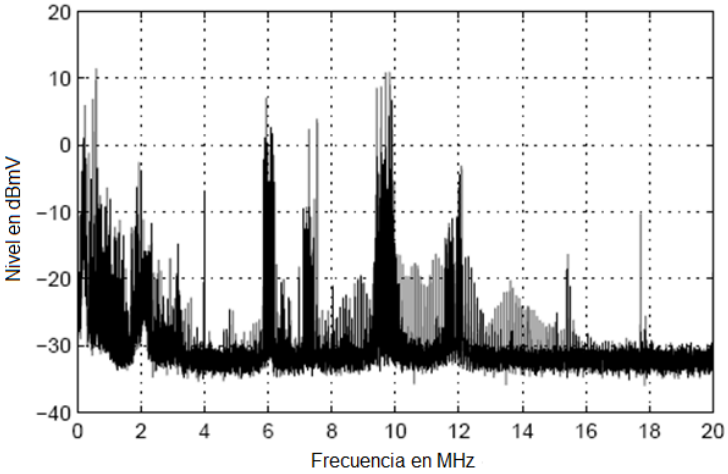


Figura 1. Análisis espectral del ruido en un canal PLC. Fuente: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*

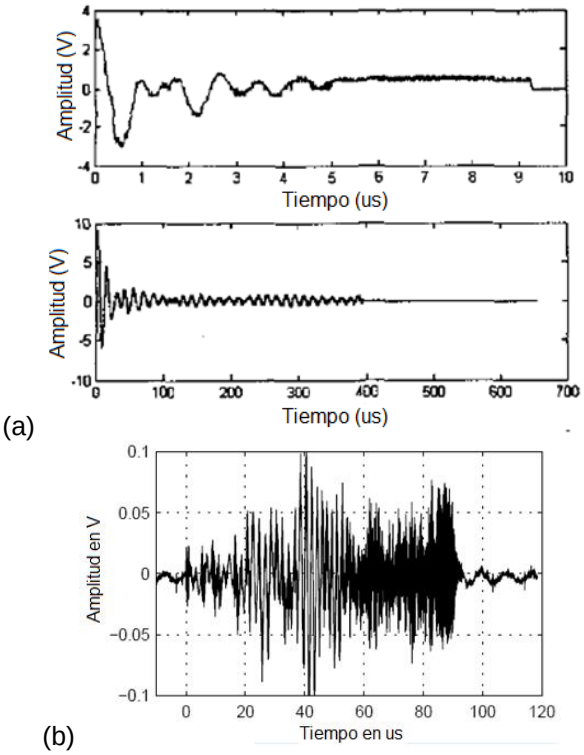


Figura 2. Ejemplo de ruido impulsivo en el dominio del tiempo. Fuente: Adaptado de *Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Power Line Used for Data Communications [12]*

1.2 ANÁLISIS DE RUIDO

Para analizar una señal eléctrica como la que se presenta en el canal PLC se cuenta con herramientas que aprovechan tanto el dominio del tiempo como el de la frecuencia.

Un análisis en el tiempo permite entre otros determinar los siguientes parámetros característicos de una señal[9][11]:

- Duración
- Valor pico.
- Tiempo de llegada.
- Tiempo entre llegada de las señales.
- Factor de atenuación.
- Número de pulsos.

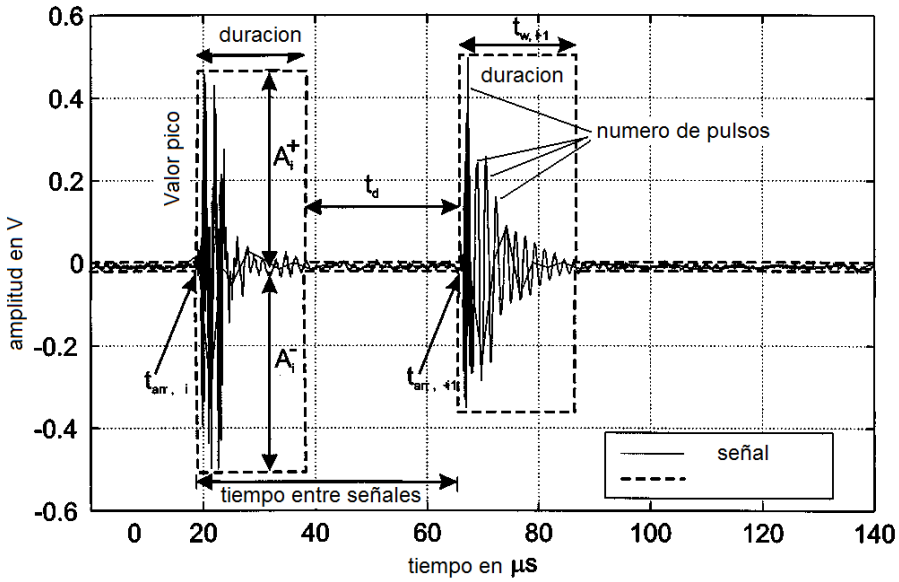


Figura 3. Parámetros en una señal. Fuente: Adaptado de *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications* [10]

El análisis en tiempo está basado en la recopilación de un gran número de datos a los cuales se les aplican procesos estadísticos.

En el dominio de la frecuencia se pueden determinar entre otros los siguientes aspectos:

- Densidad espectral de potencia.
- Frecuencia principal o fundamental.

- Ancho de banda.

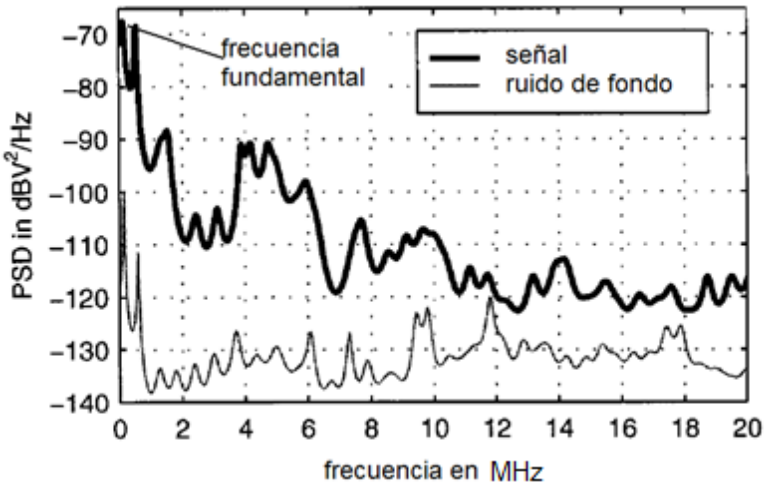


Figura 4. Ejemplo de PSD de una señal. Fuente: Adaptado de: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*

1.3 RUIDO DE FONDO.

Aprovechando las dos herramientas se han realizado experimentos que han buscado la captura de mediciones de ruido en diferentes entornos. Las mediciones han sido desarrolladas en sistemas de baja tensión como lo son ambientes domiciliarios[10][11][17], en laboratorios[9][19] o en redes de distribución eléctrica de media tensión[16]. A partir de estos datos se han planteado modelos para el ruido presente en el canal e indirectamente las causas que lo generan.

Según estas investigaciones los tres primeros tipos de ruidos (o ruidos de fondo) presentados en 1.1 usualmente se mantienen estacionarios por periodos de segundos a minutos o incluso por horas, y pueden ser catalogados como ruido de fondo. Los otros dos, sin embargo, varían en términos de microsegundos y milisegundos. Durante la ocurrencia de este tipo de impulsos el PSD del ruido es perceptiblemente alto y puede causar datos erróneos en la transmisión[8][9][10][13][15][17][18].

Para modelar las amplitudes del ruido de fondo, [13] ha sugerido una distribución del tipo gausiano suponiendo que es casi estacionario, en cambio [9] ha planteado el uso de una función de distribución de probabilidad del tipo Nakagami. En [10] se plantea diferenciar el ruido de fondo, el ruido coloreado y el ruido en banda angosta.

La distribución Nakagami se representa por medio de:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)}\left(\frac{m}{\Omega}\right)^{m} r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}}$$

1-1

Donde *r* es la variable aleatoria, *p* es la probabilidad de la variable, Γ( ) es la función gamma, *m* es el momento de la función y Ω es la media de la potencia de la variable aleatoria.

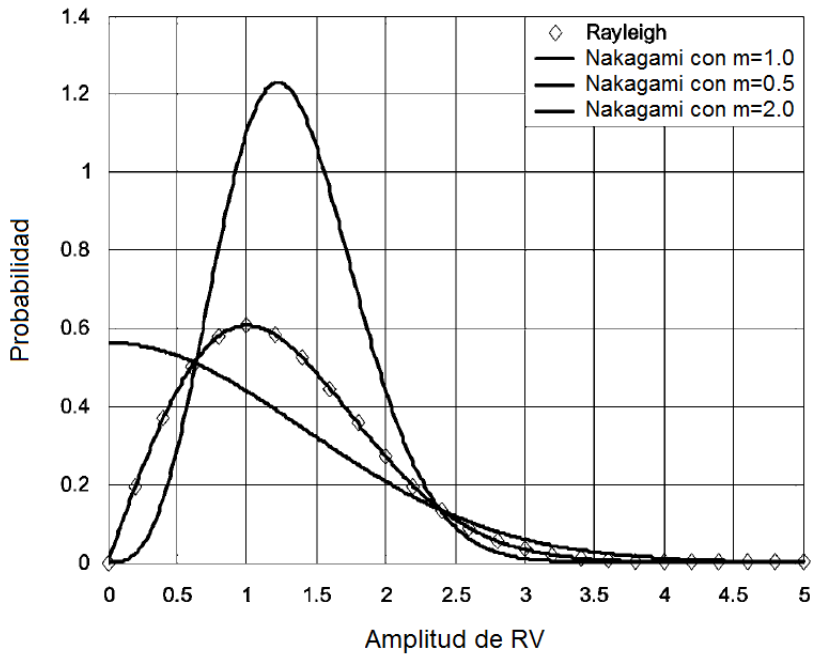


Figura 5. Ejemplo de distribuciones Nakagami. Fuente: Adaptado de: Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications [9]

Cuando m=1 la distribución Nakagami es igual a una distribución Rayleigh. Con m>1 la fdp Nakagami tiene una menor varianza y mayor media que una fdp Rayleigh. Cuando m<1 la fdp se comporta de manera contraria, teniendo una mayor varianza y menor media.

Al aplicar a las mediciones la fdp Nakagami se determinó que el ruido de fondo se puede modelar con un m<1 a bajas frecuencias (hasta 5 MHz) y con m ≈ 1 para altas frecuencias (hasta 25 MHz).

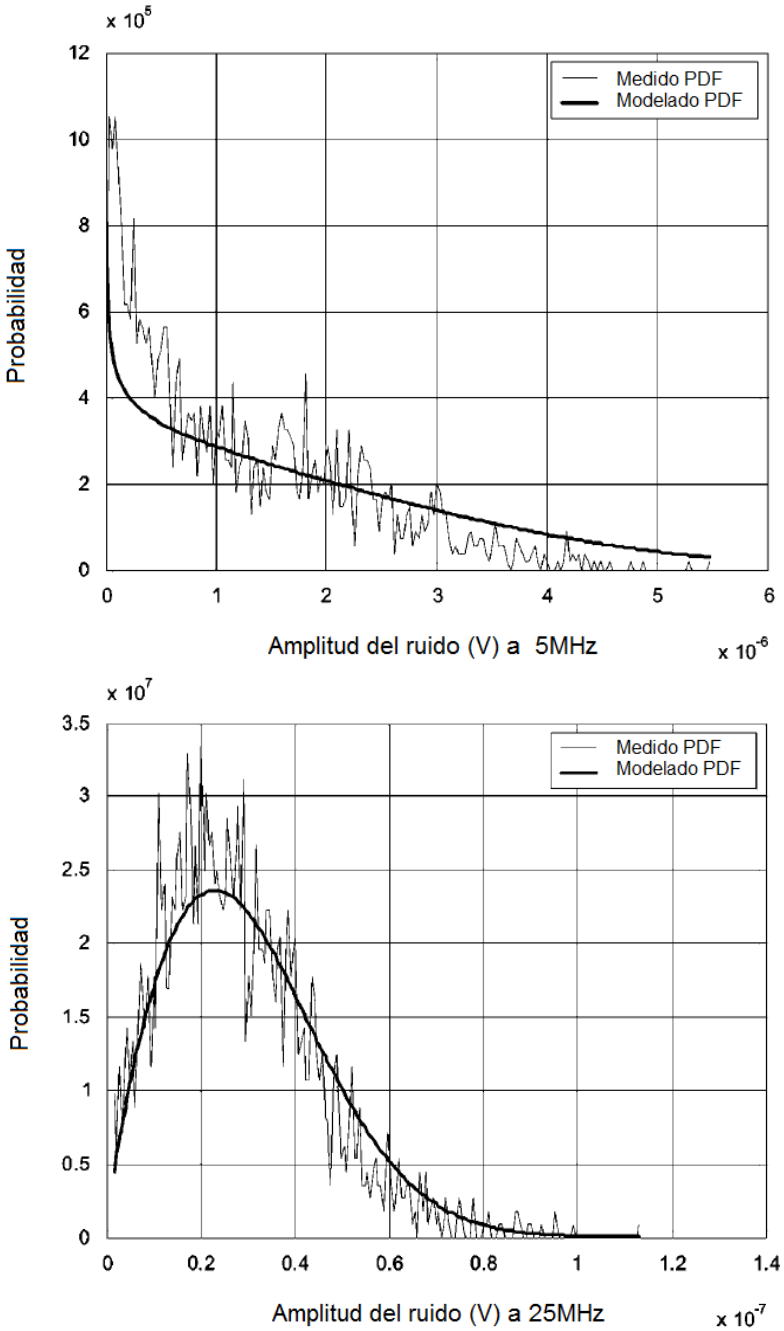


Figura 6. Comparación del ruido medido y modelado a 5 MHz y 25 MHz. Fuente: Adaptado de: *Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications [9]*

La conveniencia de este tipo de distribución fue confrontada con los datos capturados experimentalmente como se puede observar en la Figura 6.

En el caso en que se desee simular los ruidos que conforman el ruido de fondo (1.1) se puede utilizar como base ruido blanco que es coloreado por medio de un filtro pasabanda.

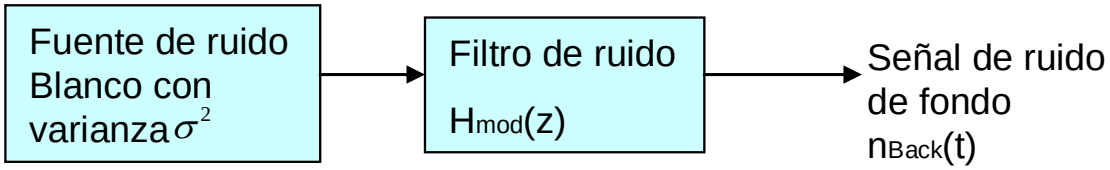


Figura 7. Modelo para la generación de ruido de fondo. Fuente: *Adaptado de An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*

La señal de ruido coloreado de fondo $n_{back}(t)$ puede ser sintetizada al pasar el ruido blanco generado por una fuente de acuerdo a la Figura 7. La función de transferencia del filtro sería:

$$H_{mod}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{m} b_i \cdot z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{m} a_i \cdot z^{-i}}$$

1-2

El ruido en banda angosta puede ser descrito por medio de la superposición de N independientes senos:

$$n_{narrow}(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i(t) \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$$

1-3

Cada portadora es descrita por su frecuencia f_i, amplitud $A_i(t)$ y la fase φ. La amplitud puede ser una constante sobre el tiempo o modulada para una aproximación más verás a una emisora de AM. La fase de la portadora puede ser escogida arbitrariamente del intervalo [0; 2π] y no depende del tiempo.

1.4 RUIDO IMPULSIVO.

Los otros dos tipos de ruido (impulsos) son generados por transientes de conmutación en cualquier lugar de la red eléctrica. Tienen generalmente una forma de señal seno distorsionada o varias sobrelapadas.

El ruido impulsivo se clasifica en ruido ráfaga y ruido sencillo. El ruido se considera de tipo ráfaga cuando a partir de un valor pico A_{max} en un instante de tiempo t_0 la señal alcanza otro valor máximo igual o mayor a 0.7 A_{max} después de un tiempo, repitiéndose por mínimo 3 periodos. En caso contrario se considera

que el ruido es de tipo impulso sencillo[11]. Ejemplos de estos tipos de ruido son presentados en la Figura 2 impulso sencillo (a) impulso ráfaga (b).

Para caracterizar estos tipos de ruido y así determinar el impacto en la comunicación es útil considerar la energía y la potencia del impulso[8][10]. La energía de un impulso para un tiempo de llegada t_{arr} y tiempo de finalización t_w es:

$$E_{Ip} = \int_{t_{arr}}^{t_{arr}+t_w} n_{Ip}(t)^2 dt$$

1-4

La energía del impulso está influenciada tanto por la forma de la señal como por el ancho del impulso. Por lo cual por facilidad para comparar el ruido impulsivo con el ruido de fondo es más fácil usar la potencia del impulso P_{ip}:

$$P_{Ip} = \frac{1}{t_w} \int_{t_{arr}}^{t_{arr}+t_w} n_{Ip}(t)^2 dt$$

1-5

La potencia media $P_{n(t)}$ de una muestra de ruido de fondo n(t) en el periodo de observación T_b es:

$$P_{n(t)} = \frac{1}{T_B} \int_0^{T_B} n(t)^2 dt$$

1-6

La energía y la potencia del impulso pueden ser una medida del impacto de un impulso en un receptor. La relación entre la potencia media P_n del ruido de fondo y la potencia del impulso P_{ip} da una medida de la dinámica del cambio durante un evento impulsivo.

Otra herramienta útil para mirar el comportamiento del ruido es por medio de la densidad espectral de potencia (PSD), la cual permite ver la potencia de la señal para cada frecuencia.

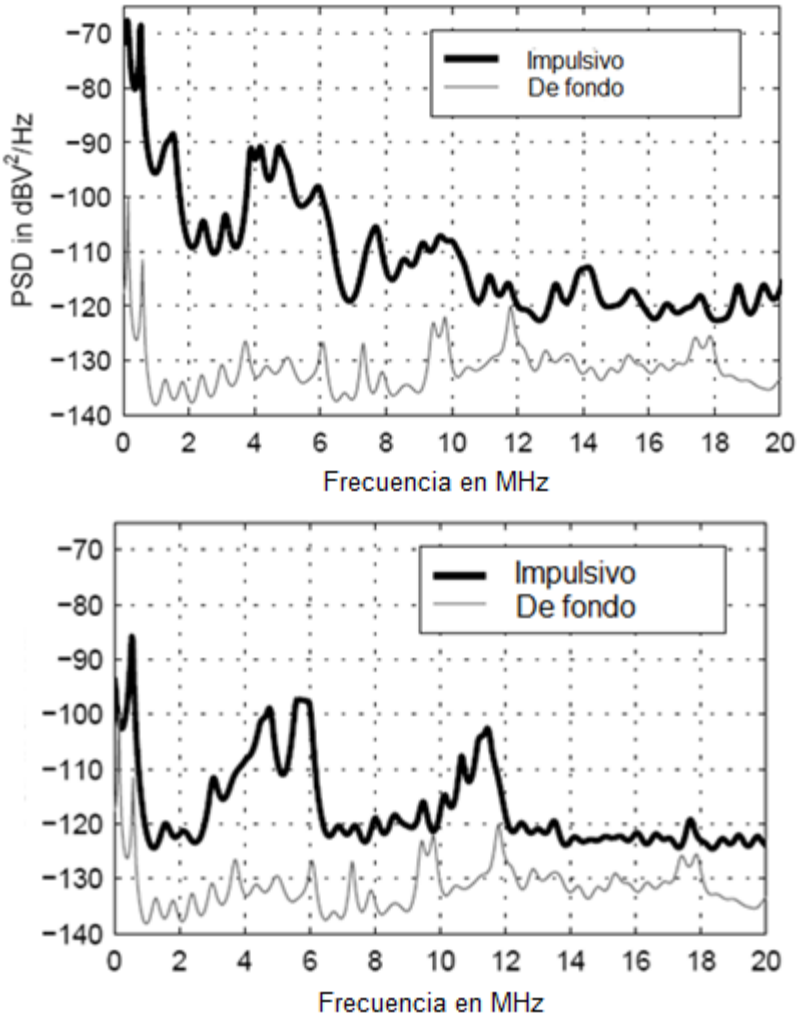


Figura 8. PSD de los eventos impulsivos de la gráfica Figura 2. Fuente: *An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks [8]*

Se puede observar la diferencia entre la señal impulsiva y el ruido de fondo. Los valores de los parámetros característicos de las señales impulsivas del ejemplo indican un parecido al presentado por un bit de información, lo cual puede ser visto así por el sistema, generando errores en la transmisión.

Dado el impacto que puede tener el ruido impulsivo en la transmisión de datos es esencial adquirir información que pueda indicar la probabilidad del ancho, amplitud y tiempo de llegada del impulso[13]. Para modelar el ruido impulsivos se han planteado el uso de un tren de pulsos usando la función impulso unitario[10] o una señal seno decreciente[15].

El tren de impulsos $N_{imp}(t)$ con ancho de pulso t_w, amplitud A y tiempo de arribo t_{arr} sería:

$$n_{imp}(t) = \sum_i A_i imp\left(\frac{t - t_{a,i}}{t_{w,i}}\right)$$

1-7

Siendo los parámetros A, t_w y t_{arr} variables aleatorias.

Utilizando una señal seno decreciente el ruido $N_{imp}(t)$ se representaría:

$$n_{imp}(k) = Ae^{(-\beta k)}\sin(2\pi f_c k)$$

1-8

Donde A es una variable aleatoria gausiana, f_c la frecuencia central promedio del impulso y k la tasa de repetición.

Otro autor ha planteado que el ruido impulsivo por sencillez se debería simular como un dato con una amplitud mayor que la que se tendría en una trama de información[13]. En este caso se tendría un ruido de fondo y una trama de datos que tiene una amplitud superior al ruido de fondo, pero el cual se puede ver afectado por ruidos impulsivos. La tasa de ocurrencia se modela como ruido blanco gausiano en el periodo T:

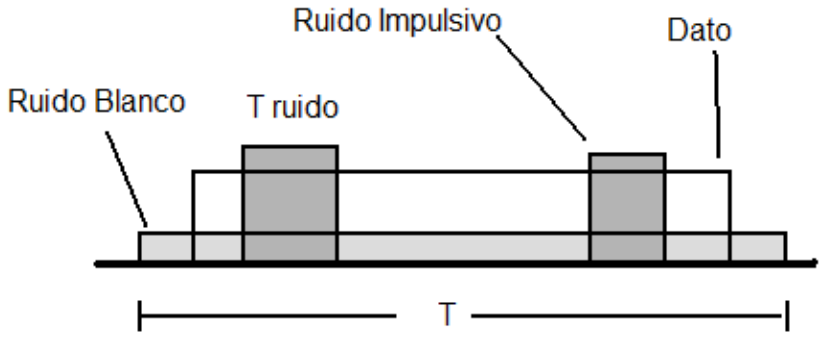


Figura 9. Ruido impulsivo y ruido blanco. Fuente: adaptado de *Analysis of Impulsive Noise and Multipath Effects on Broadband Power Line Communications[13]*

2. ASPECTOS DE MEDICIÓN EN PLC

2.1 MODELO DE LA RED PLC

El grupo OPERA (*Open PLC European Research Alliance*) presentó el informe de un estudio que tenía como objetivo determinar el comportamiento de una red PLC en función de la frecuencia, distancia y topología de red[23]. Este estudio expuso algunos modelos de factores que pueden influenciar el comportamiento de la red.

Atenuación:

La atenuación (en dB) teóricamente incrementa linealmente con respecto a la frecuencia y a la distancia. OPERA sugiere el siguiente modelo para determinar el valor promedio de la atenuación μ_A como una función de la frecuencia y la distancia manteniendo al mínimo la desviación estándar σ_{AO}:

$$\mu_A(f, D) = a(D) \cdot f + b(D)$$

2-1

Con a y b igual a:

$$a(D) = c \cdot D + d$$
$$b(D) = e \cdot D + g$$

2-2

Con lo cual la ecuación queda:

$$\mu_A(f, D) = c \cdot f \cdot D + d \cdot f + e \cdot D + g$$

2-3

Donde f denota la frecuencia y d la distancia. $\mu_A(f, D)$ puede ser interpretado como la media de la atenuación para una frecuencia dada (en MHz) a una distancia (en metros) a la fuente.

Para determinar los valores de c, d, e y g se utiliza la condición que σ_{AO} debe ser minimizado.

$$\sigma_{AO} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(A_i - \mu_{A_i}\right)^2}$$

2-4

Ruido:

Estudios previos para PLC en la banda de 2 a 30MHz revelaron que el nivel del ruido es superior para frecuencias bajas. Para describir matemáticamente el nivel de ruido se sugieren los siguientes modelos:

Modelo Exponencial:

$$\mu_N = a_1.e^{-k\cdot f} + a_2$$

2-5

Modelo Lineal:

$$\mu_N = a_1.f + a_2$$

2-6

Donde μ_N es el valor de ruido promedio en dBm, f es la frecuencia en MHz y k, a_1 y a_2 son los coeficientes hallados utilizando mínimos cuadrados.

Los análisis revelaron que el modelo exponencial se ajustaba con el ruido log-normal mejor que el lineal. El modelo mejoró cuando se suprimieron selectivamente frecuencias de emisoras de onda corta.

Relación señal a ruido SNR:

Conociendo la potencia transmitida, la atenuación del canal y el nivel del ruido en el receptor es posible determinar el SNR. En general:

$$P_{tx} - A = P_{rx}$$
$$SNR = P_{rx} - N_{rx}$$
$$SNR = P_{tx} - A - N_{rx}$$

2-7

Donde P_{tx} es la potencia de la señal transmitida en dBm/Hz en un ancho de banda específico, A es la atenuación del canal en dB y N es la potencia de ruido en dB en el receptor para el ancho de banda especificado.

Se debe tener en cuenta:

- Los diferentes niveles de ruido en cada punta de un enlace; significa que el SNR no es una medida simétrica. Por lo tanto dos valores de ruido (A-B y B-A) son necesarios para cada enlace.

- El SNR debe ser definido en un determinado ancho de banda (se suele usar la resolución del ancho de banda del aparato de medición usado).

- La última ecuación en 2 7 indica que el SNR depende de la potencia transmitida, por lo cual, un valor de P_{tx} que represente una aplicación de PLC debe ser escogido. El valor comúnmente aceptado para la densidad espectral de potencia para una señal PLC para un sistema PLC OFDM es de -50dBm/Hz.

El valor medio de SNR para un particular escenario es calculado a partir de la potencia transmitida, el ruido medio y la atenuación media.

$$\mu_{SNR} = P_{tx} - \mu_A - \mu_N$$

2-8

Reemplazando los cálculos de atenuación y ruido queda:

$$\mu_{SNR} = P_{tx} - [c \cdot f \cdot D + d \cdot f + e \cdot D + g] - [a_1.e^{-k \cdot f} + a_2]$$

2-9

La expresión para la desviación estándar seria:

$$\sigma_{SNR} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(SNR_i - \mu_{SNR})^2}$$

2-10

Estos modelos suponen que la atenuación es una línea recta con pendiente positiva y el ruido una función exponencial decadente. Los efectos por atenuación para unas frecuencias específicas son ignorados.

2.2 MODELO EXPERIMENTAL

Para asegurar la repetitividad de las pruebas de medición en PLC fue necesario definir el modelo que se usó en la captura de los datos. En 1.3 se expuso algunas de las investigaciones que han capturado tramas de ruido en redes distribución eléctrica. Todas estas plantean el uso de un esquema similar al implementado:

- Punta de prueba de alta impedancia (con acople inductivo o capacitivo).
- Filtro pasa altos.
- Osciloscopio digital de almacenamiento DSO (*Digital Storage Oscilloscope*) o conversor A/D con capacidad de conexión a un computador.
- Computador portátil.

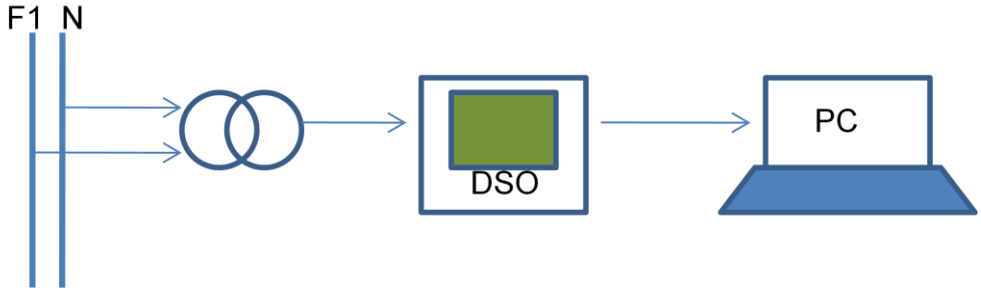


Figura 10. Modelo de referencia para mediciones en un canal PLC. Adaptado de *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications.* [10]

Salvo por algunas modificaciones que dependen del tipo de señales y medidas que se deseaba capturar, el esquema de la Figura 10 ha sido utilizado por [10][11][12][15][16][17][19].

El grupo OPERA ha planteado un esquema similar al presentado pero busca compensar los inconvenientes con los que cuenta el canal en el manejo de impedancias y de acople entre fases. Con base en esto, se implementó el siguiente entorno de pruebas:

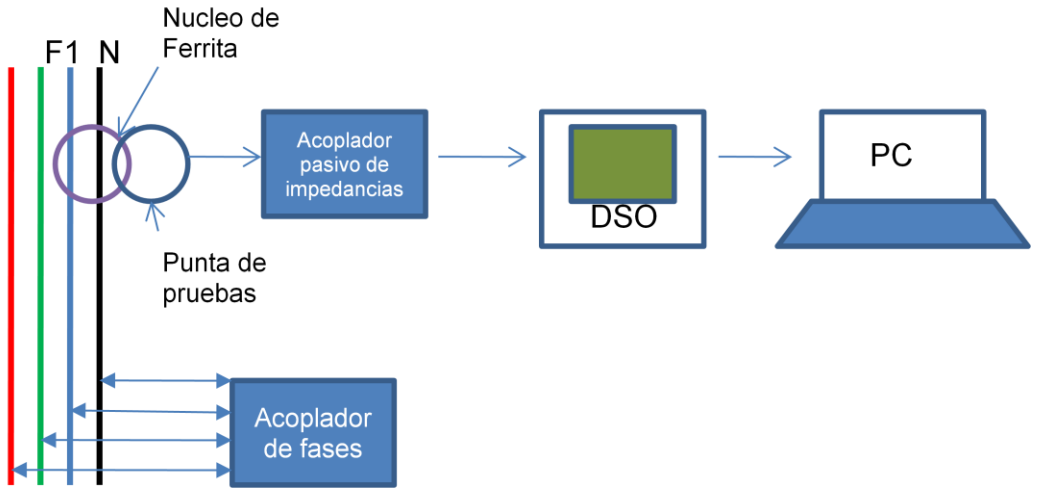


Figura 11. Entorno de pruebas usado en la captura de las señales.

Los equipos fueron seleccionados con base a lo documentado por [10][11][12][15][16][17][19] y en OPERA[28]. Los equipos usados fueron:

- Acoplador de impedancias F66-013, Marca Eichhoff.
- Pinza de acople PLC DC 060 – 119, Marca Eichhoff.
- Lazo de acople CL 061 – 300, Marca Eichhoff.
- Acoplador de fases KC002 – 923, Marca Eichhoff.
- Osciloscopio de Almacenamiento Digital DSO TDS-2022, Marca Tektronix
- Software de captura NI LabView SignalExpress Tektronix Edition. Versión 2.5.1.

Las especificaciones técnicas de los elementos se presentan en el anexo de ESPECIFICACIONES .

El entorno de pruebas también está conformado por la configuración que presentaba el equipo de medición y el software de captura. Para este caso se seleccionaron ventanas de captura de 20 segundos, resolución de 100mV/d, 16ms de taza de muestreo, capacidad de almacenamiento de 1250 muestras por ventana y umbral de disparo de 145mV (este valor se selecciono a partir de las observaciones del ruido de fondo de las mediciones). También se activó la función de detección de pico la cual según el fabricante mejora la captura de señales con ruido.

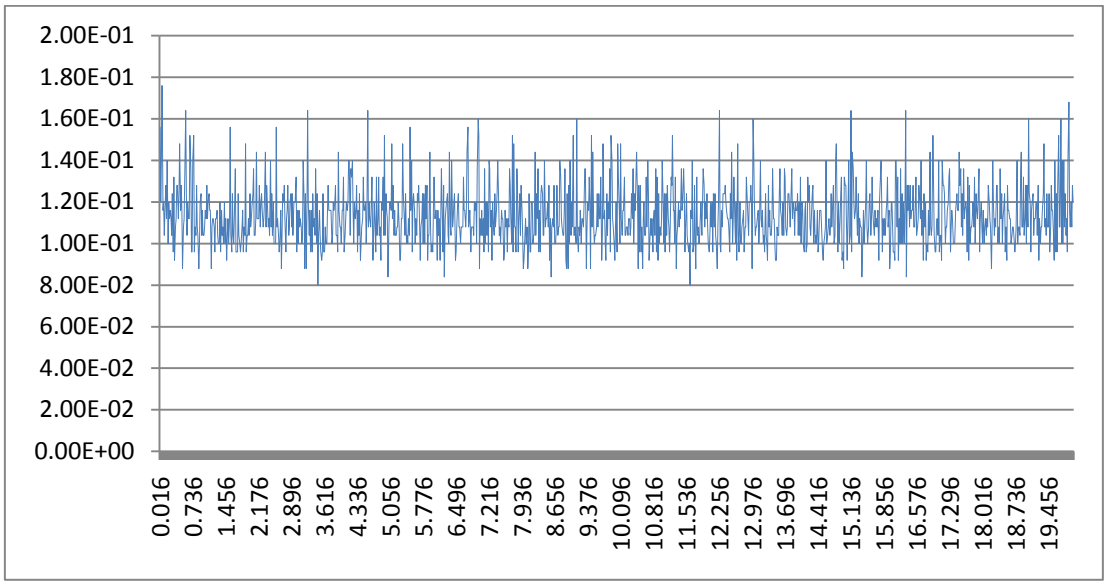


Figura 12. Una trama de ruido típica capturada en el modelo experimental. (Excel)

Las mediciones fueron realizadas en una institución educativa, específicamente en el área de oficinas del departamento de ingeniería electrónica la cual contaba con más de 35 computadores, impresoras, equipos varios y dos ascensores. Las medidas fueron tomadas durante una semana (21 de julio de 2008 a 26 de julio de 2008).Cada archivo fue nombrado con el dia, la hora inicial y la hora final de captura.

Las siguientes figuras muestran el proceso de montaje del experimento:

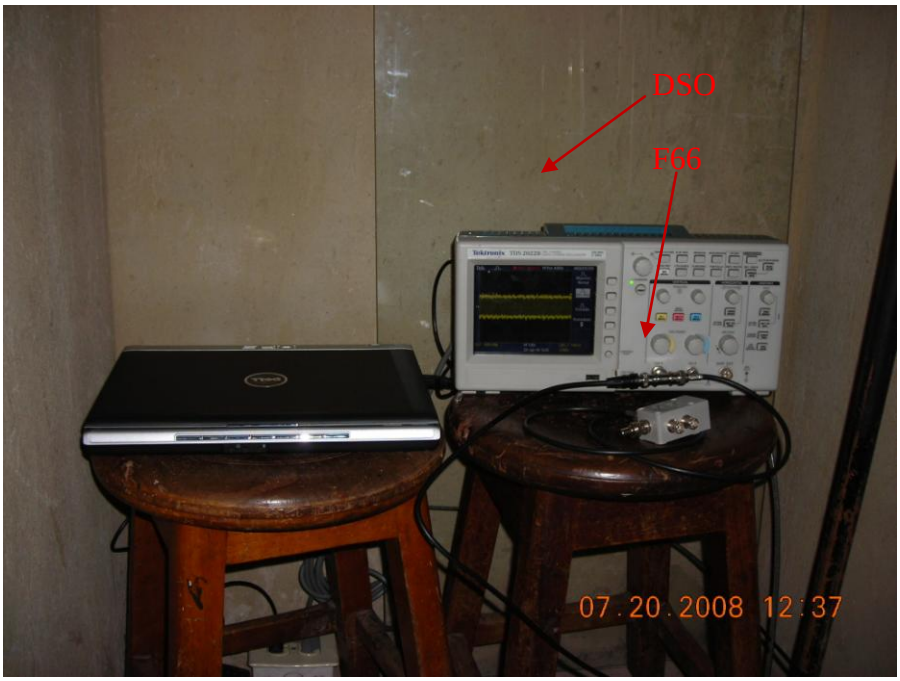


Figura 13. Conexión del computador, DSO, y acoplador de impedancias 1.

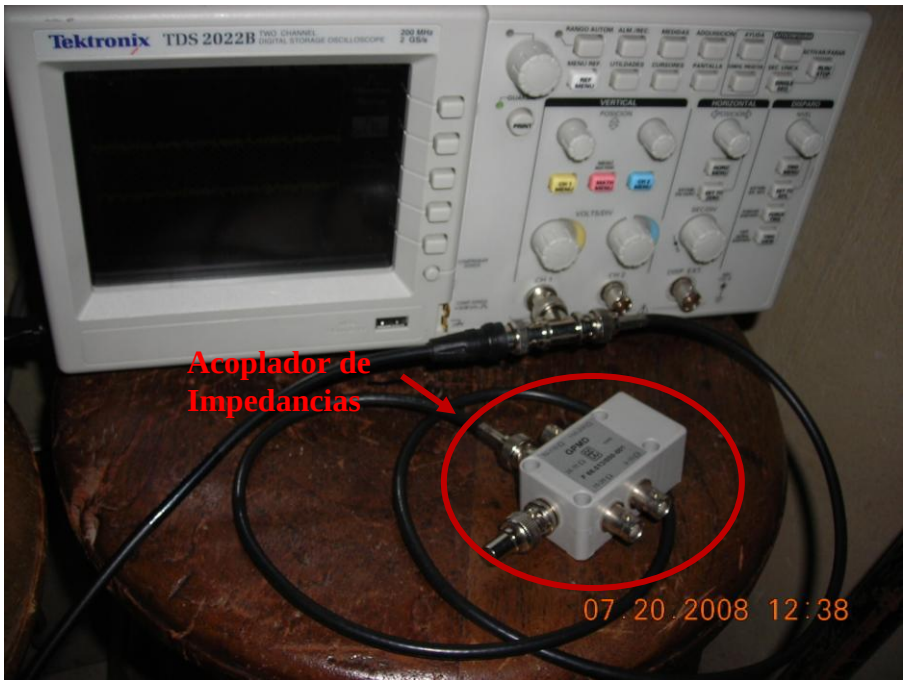


Figura 14. Conexión del DSO y el acoplador de impedancias 2.

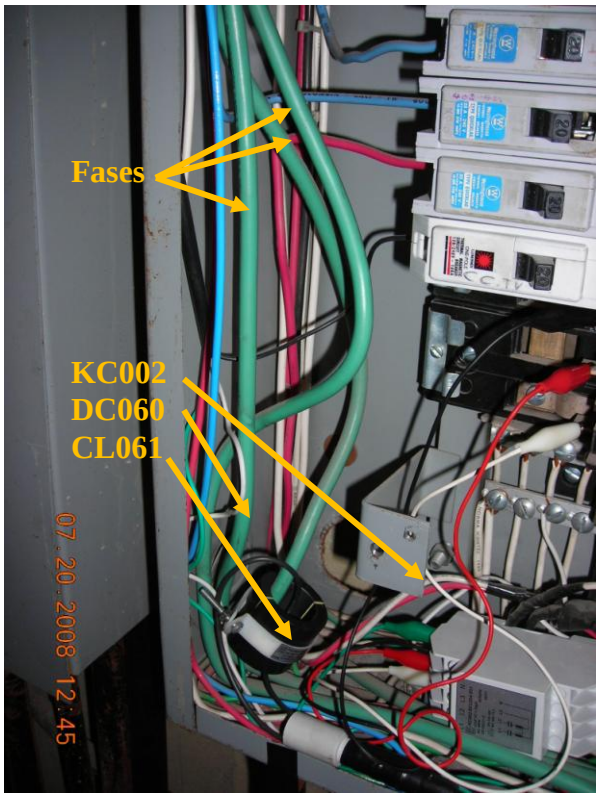


Figura 15. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 1.

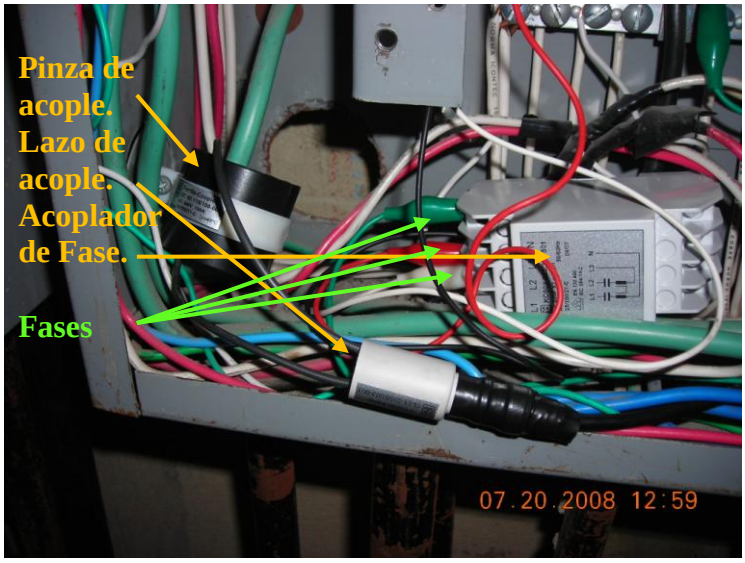


Figura 16. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 2.

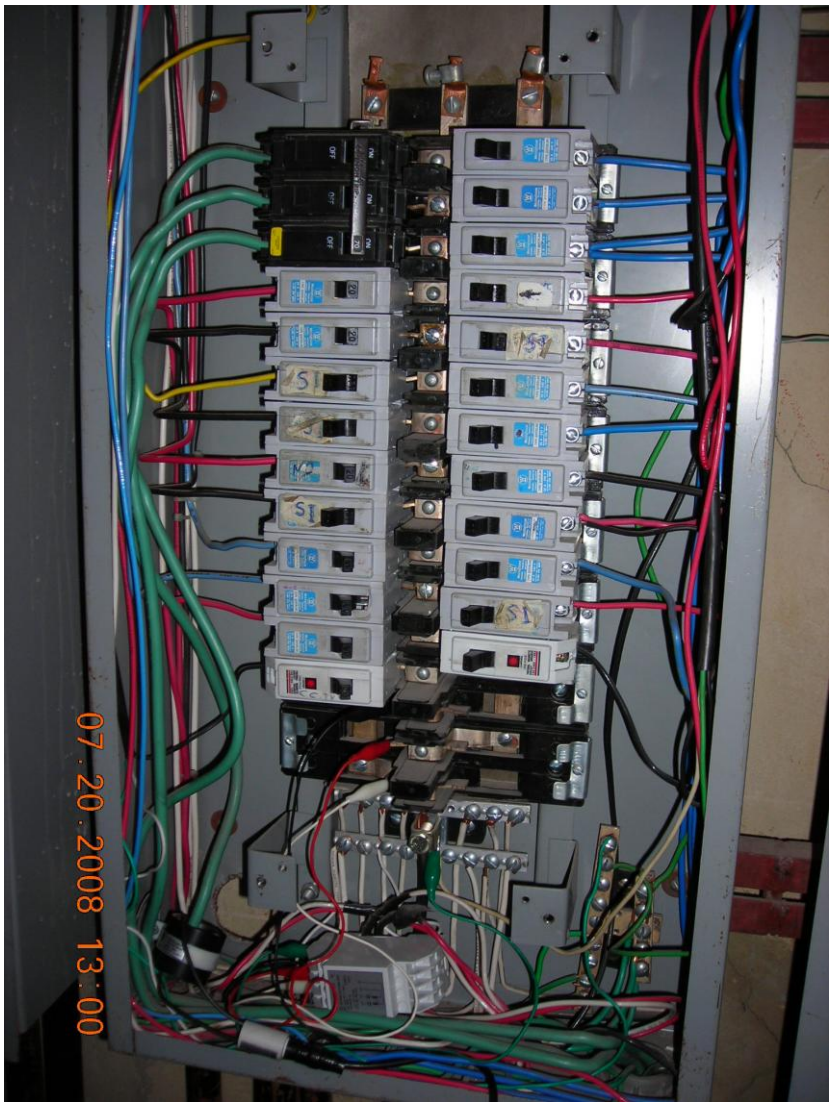


Figura 17. Conexión del lazo, punta de acople y acoplador de fases 3.

La pinza de acople se conectó a una de las fases las cuales estaban interconectadas entre ellas por medio del acoplador de fases tal como se observa en la Figura 15. El lazo de acople se conectó a la pinza de acople y luego al acoplador de impedancias el cual terminaba en una carga de 50 ohmios Figura 14.

Las mediciones capturadas por el DSO fueron exportadas al software LabVIEW signal express V2.5.1 (Tektronix Edition). Este software permitió concatenar cada una de las ventanas de medición, la configuración y automatización del equipo de medición y el análisis previo de los datos. Además permitió exportar los datos a un archivo plano txt.

El entorno de captura y representación de los datos fue:

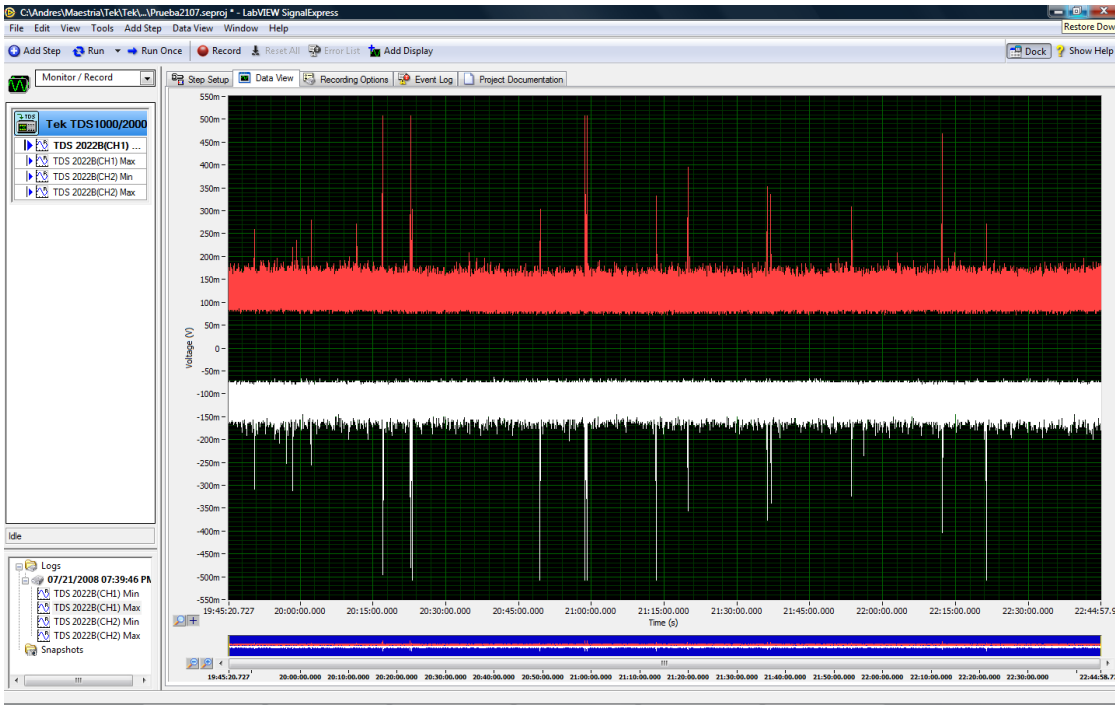


Figura 18. Herramienta de captura de datos LabView.

Se capturaron 16 archivos con las siguientes características:

No	Nombre del archivo	Tamaño	Hora de inicio	Hora final	Longitud
1	21_19_22.txt	14.629KB	7/21/2008 – 19:45:32.485215	7/21/2008 – 22:44:57.257114	2:59:25
2	21_1922m.txt	15.746KB	7/21/2008 – 19:45:32.485215	7/21/2008 – 22:44:57.257114	2:59:25
3	22_21_03.txt	31.965KB	7/22/2008 – 21:20:04.433646	7/23/2008 – 03:54:07.525680	6:34:03
4	22_2107m.txt	51.358KB	7/22/2008 – 21:20:04.433646	7/23/2008 – 07:07:33.813988	9:47:29
5	23_07_20.txt	63.945KB	7/23/2008 – 07:19:24.281836	7/23/2008 – 20:23:22.993317	13:03:59
6	23_0720m.txt	75.677KB	7/23/2008 – 07:19:24.281836	7/23/2008 – 21:41:17.488271	14:21:53
7	23_21_04.txt	31.965KB	7/23/2008 – 21:52:32.305657	7/24/2008 – 04:31:56.609572	6:39:24
8	23_2104m.txt	47.950KB	7/23/2008 – 21:52:32.305657	7/24/2008 – 07:07:44.620627	9:15:12
9	24_07_17.txt	47.955KB	7/24/2008 – 07:16:42.791803	7/24/2008 – 17:04:37.949113	9:47:55

10	24_0717m.txt	60.514KB	7/24/2008 - 07:16:42.791803	7/24/2008 - 18:45:56.665489	11:29:14
12	24_18_07.txt	59.228KB	7/24/2008 - 18:56:43.913650	7/25/2008 - 07:07:50.872020	12:11:07
12	24_1807m.txt	63.750KB	7/24/2008 - 18:56:43.913650	7/25/2008 - 07:07:50.872020	12:11:07
13	25_07_19.txt	59.708KB	7/25/2008 - 07:17:57.027871	7/25/2008 - 19:31:17.166917	12:13:20
14	25_0719m.txt	64.266KB	7/25/2008 - 07:17:57.027871	7/25/2008 - 19:31:17.166917	12:13:20
15	25_19_11.txt	75.123KB	7/25/2008 - 19:43:25.818894	7/26/2008 - 11:08:00.975854	15:24:35
16	25_1911m.txt	80.857KB	7/25/2008 - 19:43:25.818894	7/26/2008 - 11:08:00.975854	15:24:35
Total KB		844.636KB	Total tiempo:		166:33:66

Tabla 1 Características de los archivos capturados.

La estructura de los archivos fue:

```
channel names:
07/21/2008 07:39:46 PM - TDS 2022B(CH1) Min

start times:
7/21/2008 19:45:32.485215
dt:
0.016000
data:
-1.160000E-1
-1.120000E-1
-1.120000E-1
-9.200000E-2
-1.240000E-1
…
```

Fecha y hora de inicio de la medición, equipo y canal

Hora de inicio de la ventana

Delta de la medición

Datos

Figura 19. Estructura interna del archivo.

La estructura presentada en la Figura 19 se repetía para cada una de las ventanas de 20 segundos que el sistema capturaba y que en algunos casos podían llegar a ser más de 2000 ventanas[2], lo cual hizo necesario el procesamiento de los archivos buscando extraer y organizar los datos. Para esto se requirió de una herramienta que permitiera cargar los archivos usando eficientemente la memoria del equipo de cómputo y el posprocesamiento

[2] Para un archivo con una longitud superior a las 10 horas

matemático de los datos. Por lo tanto se seleccionó MatLab el cual permitió el desarrollo de un programa que tomaba cada archivo y extraía los valores superiores a un umbral definido por el usuario. El programa ordenaba los datos, indicaba la taza de muestra, el valor mínimo, el valor máximo y retornaba un archivo txt con los datos depurados.

3. MODELO DE RUIDO EN PLC USANDO SERIES DE TIEMPO

Este capítulo busca presentar el análisis de los datos y los modelos que se aplicaron para determinar la tendencia de los datos. El proceso de análisis partió del filtrado de los datos dejando sólo aquellos que fueron considerados como eventos impulsivos. Posteriormente se calculó la tendencia usando modelos que se ajustaban a cada una de las series y de esta manera se podía presentar si había un patrón en los datos y cuál era el que mejor se ajustaba. Adicionalmente, se ajustó un modelo ARMA para estimar el comportamiento de la serie. Se compararon los errores medios cuadráticos y se determinó cual modelo representó mejor el patrón de recurrencia.

3.1 ANÁLISIS DE LOS DATOS

El análisis de cualquier serie ordenada en el tiempo parte de una observación inicial de la misma, por lo tanto antes de generar un modelo se debe proceder a observar la serie original.

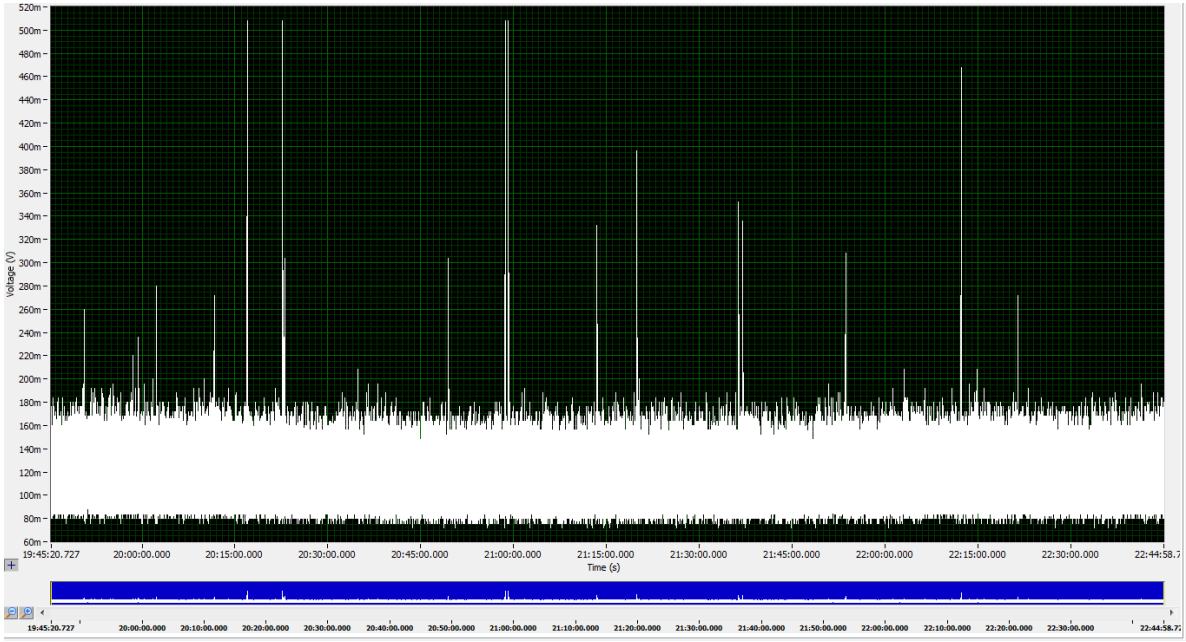


Figura 20. Trama de ruido del archivo 21_19_22.txt. (LabView)

La serie contiene valores de voltaje en función del tiempo como los que se observan en la Figura 20, además, permite observar los niveles de ruido de la trama y en especial el ruido impulsivo, sin embargo no permite identificar

claramente el tiempo de separación entre los ruidos impulsivos. Estos archivos fueron “limpiados” buscando eliminar los datos que aparentemente no eran relevantes (como el ruido de fondo). Para esto, se definió un umbral y todos los datos inferiores a este fueron eliminados.

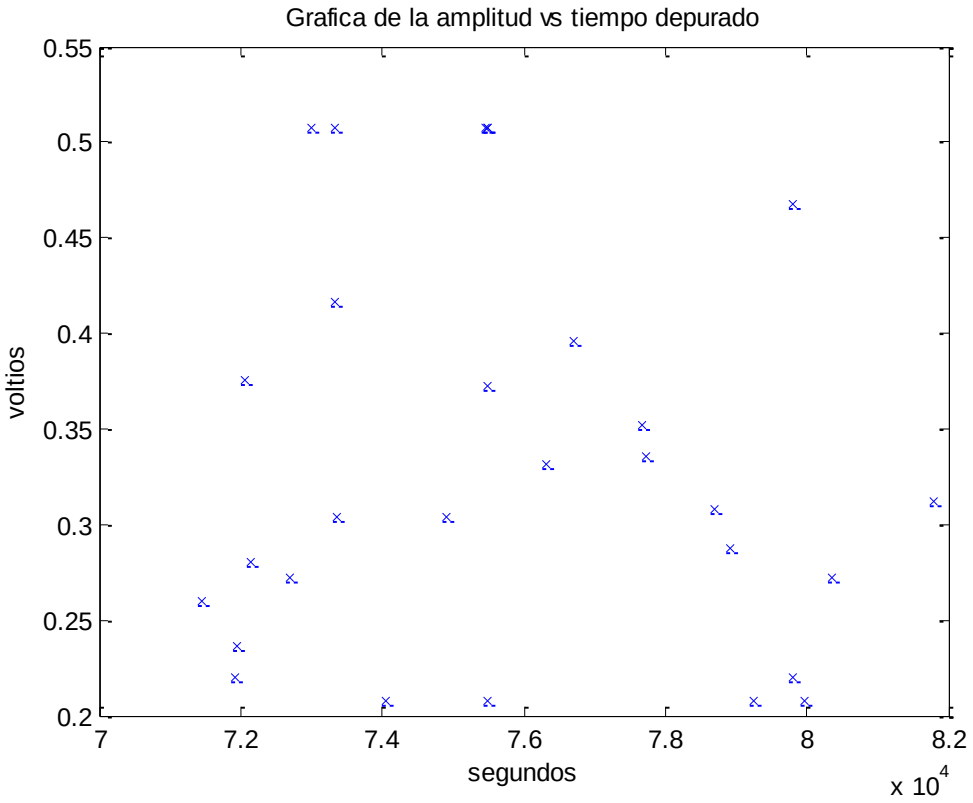


Figura 21. Trama de ruido del archivo 21_19_22.txt depurada con un umbral de 0.2V. (Matlab)

La Figura 21 presenta los datos del archivo 21_19_22.txt ilustrada en la Figura 20 después de haber sido filtrados los valores inferiores al umbral. En este caso se usó un umbral de 0.2V.

A cada uno de los archivos se les realizó un análisis estadístico buscando determinar la media y la varianza en la amplitud tanto del archivo original como del depurado. La Tabla 2 presenta los valores para cada archivo:

No	Nombre del archivo	Media original [v]	Varianza original[v^2]	Media depurado [v]	Varianza depurado [v^2]
1	21_19_22.txt	0.11087	0.00022437	0.3343	0.0108
2	21_1922m.txt	-0.1037	0.00018863	-0.3928	0.0138
3	22_21_03.txt	0.10302	0.00021895	0.3576	0.0062
4	22_2107m.txt	-0.09962	0.00072782	-0.5056	0.0005801
5	23_07_20.txt	0.11372	0.0016946	0.5054	0.0006117
6	23_0720m.txt	-0.10595	0.0016247	-0.5056	0.0005837
7	23_21_04.txt	0.10145	0.00021071	0.3784	0.0104
8	23_2104m.txt	-0.1026	0.0028458	-0.5074	0.0001521
9	24_07_17.txt	0.11338	0.001636	0.4649	0.0076
10	24_0717m.txt	-0.10624	0.0014416	-0.4659	0.0077
11	24_18_07.txt	0.10805	0.0012669	0.4365	0.0099
12	24_1807m.txt	-0.10159	0.0011647	-0.4292	0.0114
13	25_07_19.txt	0.11064	0.0012506	0.5050	0.0006814
14	25_0719m.txt	-0.10449	0.0012651	-0.5050	0.00070075
15	25_19_11.txt	0.10624	0.00050255	0.5034	0.0011
16	25_1911m.txt	-0.10003	0.00048411	-0.5035	0.0011

Tabla 2 Valores estadístico de la amplitud de las series capturadas y de la series filtradas con un umbral de 0.2 voltios.

Cabe resaltar el valor de la media en los archivos 4-6, 8, 13-16 la cual es superior a |0.5v|. Al revisar los archivos se observó que presentaban un ruido con una tasa de repetición constante pero que iniciaba aparentemente de forma aleatoria el cual era causado por dos ascensores ubicados en el edificio donde se tomaron las muestras. Por lo tanto se procedió a eliminar este ruido ya que no correspondía a ruido impulsivo.

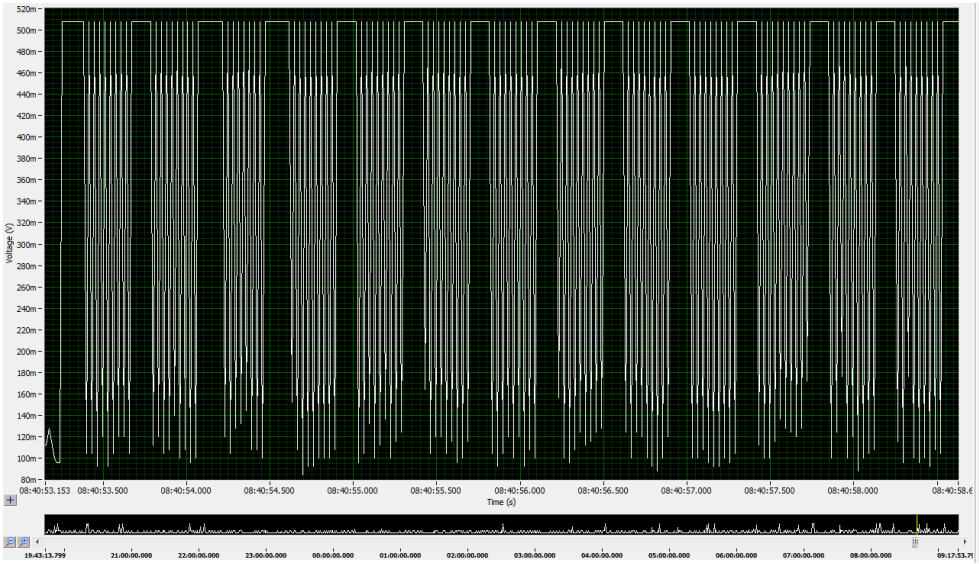


Figura 22. trama de ruido del ascensor capturada en el archivo 25_19_11.txt (LabView).

La Tabla 2 presentó las variaciones estadísticas de la magnitud al filtrar usando un umbral de 0.2 pero no indicó como es el comportamiento de los tiempos de separación entre los ruidos impulsivos. Por lo tanto, se tomaron los datos depurados y se calcularon los tiempos entre la ocurrencia de los mismos, lo cual permitió visualizar la separación entre dos ruidos impulsivos.

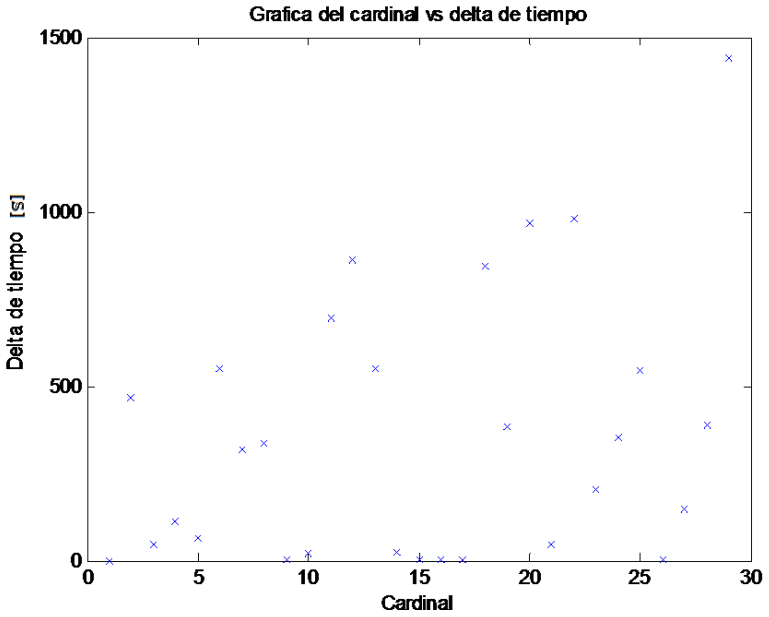


Figura 23. Separación entre los datos de la trama de ruido del archivo 21_19_22.txt depurada.

Igual que con la media y la varianza de la amplitud (las cuales variaban al modificar el umbral de filtrado) los tiempos de separación entre impulsos también variaban al modificar el umbral. Por esta razón, se procedió a determinar el comportamiento de la separación de las muestras a la vez que se modificaba el nivel de filtrado.

No	Nombre del archivo	Umbral 0.2		Umbral 0.3		Umbral 0.4	
		Media [s]	Varianza [s^2]	Media [s]	Varianza [s^2]	Media [s]	Varianza [s^2]
1	21_19_22.txt	413	144770	607.32	352800	961.782	1485800
2	21_1922m.txt	397	215510	544.23	219080	699.53	537700
3	22_21_03.txt	1098.1	814790	1281.1	1510400	545.24	286470
4	22_2107m.txt	276.74	362780	394.90	543160	471.71	726670
5	23_07_20.txt	96.38	15497	142.67	32614	184.49	58121
6	23_0720m.txt	101.46	17640	149.4	33912	183.22	56304
7	23_21_04.txt	736.83	336450	1181.9	622450	1361.2	936730
8	23_2104m.txt	231.01	224880	298.84	394620	343.78	470840
9	24_07_17.txt	14.90	2933.5	18.312	5395.5	20.30	7962.6
10	24_0717m.txt	15.18	2593.1	20.021	4895.9	24.257	7346.8
11	24_18_07.txt	15.06	5854.3	14.96	7073.3	16.66	9445.5
12	24_1807m.txt	14.10	5409.9	16.10	7502.8	20.94	16738
13	25_07_19.txt	99.79	19806	131.86	31668	167.59	54678
14	25_0719m.txt	99.79	17176	134.69	34930	167.05	53248
15	25_19_11.txt	317.58	174180	517.2	335170	701.03	117500
16	25_1911m.txt	313.62	166950	472.23	319460	610.19	489450

Tabla 3 Valores estadístico de la separación de las series filtradas para diferentes umbrales.

Los valores de la media y de la varianza cambiaron dependiendo del umbral que se seleccionó como se presenta en la Tabla 3, esto se debe a que al cambiar el umbral disminuye el número de valores seleccionados en el archivo.

La autocorrelación y la función de distribución de los archivos depurados también van cambiando dependiendo del umbral con el que se procesó el archivo.

La Figura 24 presenta la autocorrelación y cómo se comporta a medida que se modifica el valor del umbral. Se ilustra sólo un caso, pero este comportamiento se repitió en varios de los archivos capturados.

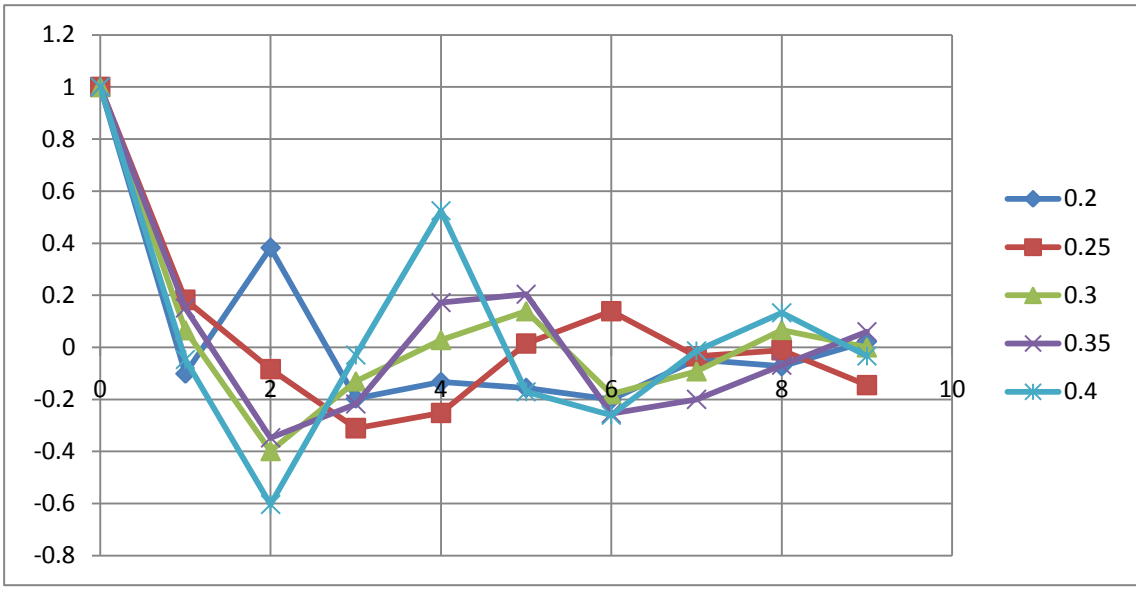


Figura 24. Comportamiento de la autocorrelación para diferentes umbrales para el archivo 23_21_04.txt. (Excel)

	UMBRAL				
Corrimiento	**0.2**	**0.25**	**0.3**	**0.35**	**0.4**
0	1	1	1	1	1
1	-0.10083	**0.18266**	0.065906	0.15102	-0.04681
2	0.38274	-0.083946	-0.39809	-0.34732	**-0.60336**
3	-0.1967	**-0.31048**	-0.13035	-0.21735	-0.029159
4	-0.13295	-0.25187	0.028354	0.17241	**0.52464**
5	-0.15558	0.014637	0.13896	**0.2039**	-0.17057
6	-0.19985	0.13915	-0.17993	-0.25477	**-0.26033**
7	-0.046611	-0.034662	-0.091737	**-0.19975**	-0.013415
8	-0.072594	-0.010466	0.066852	-0.068589	**0.13251**
9	0.022386	**-0.14503**	3.00E-05	6.04E-02	-0.033502

Tabla 4 Valor de la autocorrelación para corrimientos desde 0 hasta 9 para diferentes umbrales para el archivo 23_21_04.txt

En la Figura 24 y la Tabla 4 se observa una tendencia a que la autocorrelación sea mayor a medida que el umbral es mayor, esto se debe a que se filtraban más

valores no deseados que podian disminuir la similitud entre la señal original y la misma desplazada un instante *t.*

Con respecto a la distribución de las muestras se observó que ésta también cambia a media que el umbral es modificado lo cual es coherente con el comportamiento de la media y de la varianza las cuales como se indicó se ven subordinadas al número de muestras del archivo.

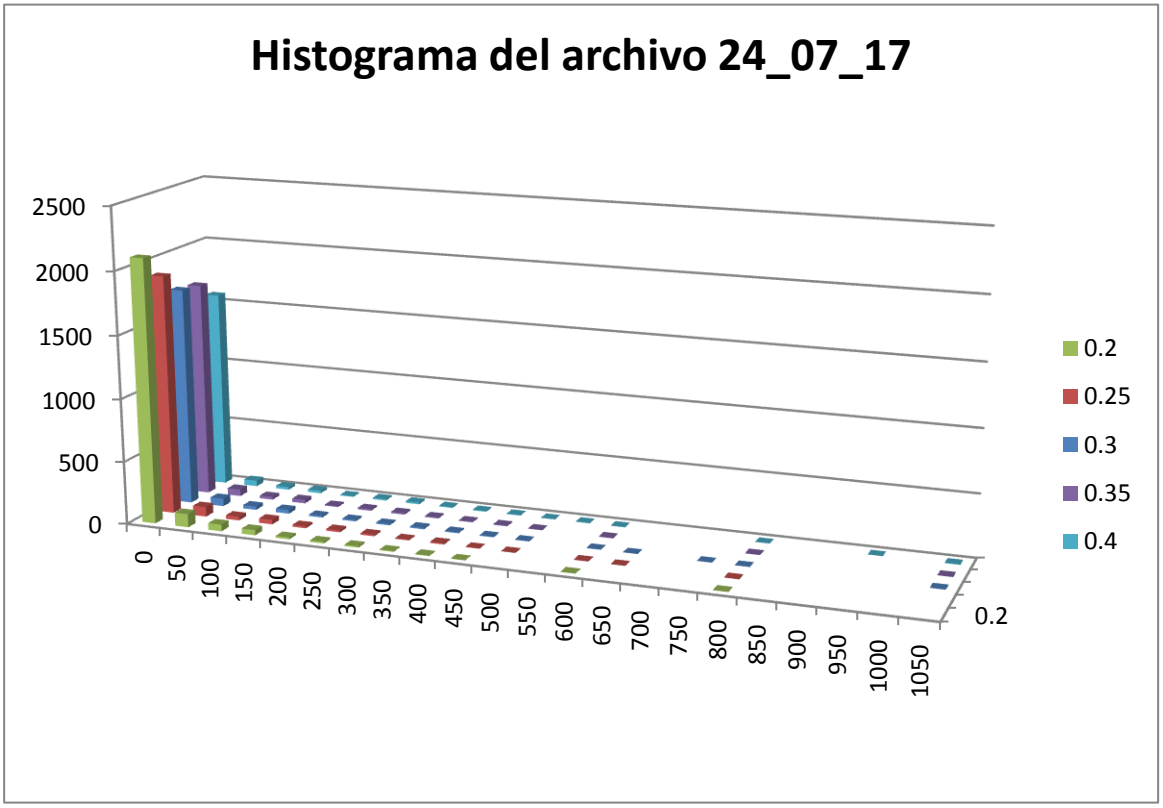


Figura 25. Histograma de la distribución de los datos (tiempo entre impulsos) para diferentes umbrales en el archivo 24_07_17.txt. (Excel)

	Umbral				
Intervalo	**0.2**	**0.25**	**0.3**	**0.35**	**0.4**
0	2097	1900	1731	1710	1573
50	106	77	61	54	46
100	53	30	28	23	22
150	42	36	30	28	21
200	15	16	12	9	7
250	13	16	11	13	12
300	11	13	10	12	14
350	6	6	11	8	7
400	5	9	8	6	6
450	2	2	5	6	5
500		2	3	4	3
550					4
600	2	2	2	4	3
650		1	1		
700					
750			1		
800	1	1	1	2	1
850					
900					
950					1
1000					
1050			1	2	3

Tabla 5 Tabla de la distribución de los datos para diferentes umbrales en el archivo 23_21_04.txt.

Aunque no se demuestra, se puede observar que el histograma de los intervalos de tiempo no presenta un comportamiento de ruido blanco gausiano.

3.2 MODELOS APLICADOS[24]

A partir del análisis estadístico de las series se procedió a visualizar cada una de las series depuradas buscando un patrón. Posteriormente se utilizaron algunas herramientas que permitieron determinar la tendencia de estas. Cada una de las herramientas tomaron X_{t-n} valores y estimaban un X_{t+1}. Dependiendo del modelo se ajustaba el número n y las constantes del mismo, para esto se tomaban diferentes valores de n y de k los cuales generaban diferentes versiones del

modelo. Los valores generados por los modelos fueron confrontados con los valores reales y el error medio cuadrático entre los dos determinó el grado de ajuste del modelo. A continuación se presentan cada uno de los modelos usados.

3.2.1 Suavizado aritmético.

En el suavizado aritmético se genera una serie *s* a partir de una serie *x*, para esto se toma un instante de tiempo en la serie x_t a partir del cual se toman m valores tanto hacia delante como hacia atrás los cuales son sumados y promediados.

La ecuación 3 1 describe el proceso:

$$s_t = \frac{1}{2m+1} \sum_{i=-m}^{m} x_{t+i}$$

3-1

En este tipo de procesos se pierden m observaciones de la serie s_t tanto al principio como al final de la serie original.

Otra alternativa en el suavizado aritmético es el promedio aritmético rezagado el cual usa sólo las m+1 observaciones previas al instante de tiempo x_t perdiéndose las m primeras observaciones de la serie. Es el más usado ya que por lo general hay más interés en la versión suavizada de la serie más reciente.

$$s_t = \frac{1}{m+1} \sum_{i=0}^{m} x_{t-i}$$

3-2

En esta técnica, cuando mayor es m, más lentamente se reflejan los cambios en la tendencia, pero el comportamiento de la serie es más suave (presenta menos variaciones). Si la serie x_t tiene una tendencia descendente (ascendente) la serie suavizada s_t que fue generada usando promedio aritmético rezagado estará encima (debajo) de la serie origen.

Esta técnica se aplicó a las series tomando entre 2 y 10 muestras (m) lo que generaba 9 diferentes series s_t. Posteriormente se determinaba el error entre la serie x_t y s_t buscando determinar con que valor de m se presentó el menor error o la mayor reducción del error.

	Error modelo Aritmético [s]	Diferencia
1	0	
2	855.73	-100.00%
3	792.4	7.99%
4	714.23	10.94%
5	710.36	0.54%
6	736.55	-3.56%
7	624.87	17.87%
8	610.98	2.27%
9	650.22	-6.03%
10	680.95	-4.51%

Tabla 6 Error al comparar el archivo 23_21_04.txt con umbral 0.3 con el modelo de suavizado aritmético para m desde 2 hasta 10.

Índice	Separación [s]	Aritmético
1	856.17	0
2	1432.1	0
3	7.1644	0
4	6.272	0
5	29.171	0
6	1477	0
7	2163.2	0
8	186.78	0
9	919.29	769.73
10	1482	777.62
11	1668.9	783.85
12	597.11	991.58
13	1006.2	1065.4
14	1561.1	1187.6
15	1588.3	1198.1
16	1546.2	1126.2
17	2034.1	1296.1
18	2713.2	1435.5

Tabla 7 Valores del archivo 23_21_04.txt con umbral 0.3 y el modelo de suavizado aritmético para m igual a 8.

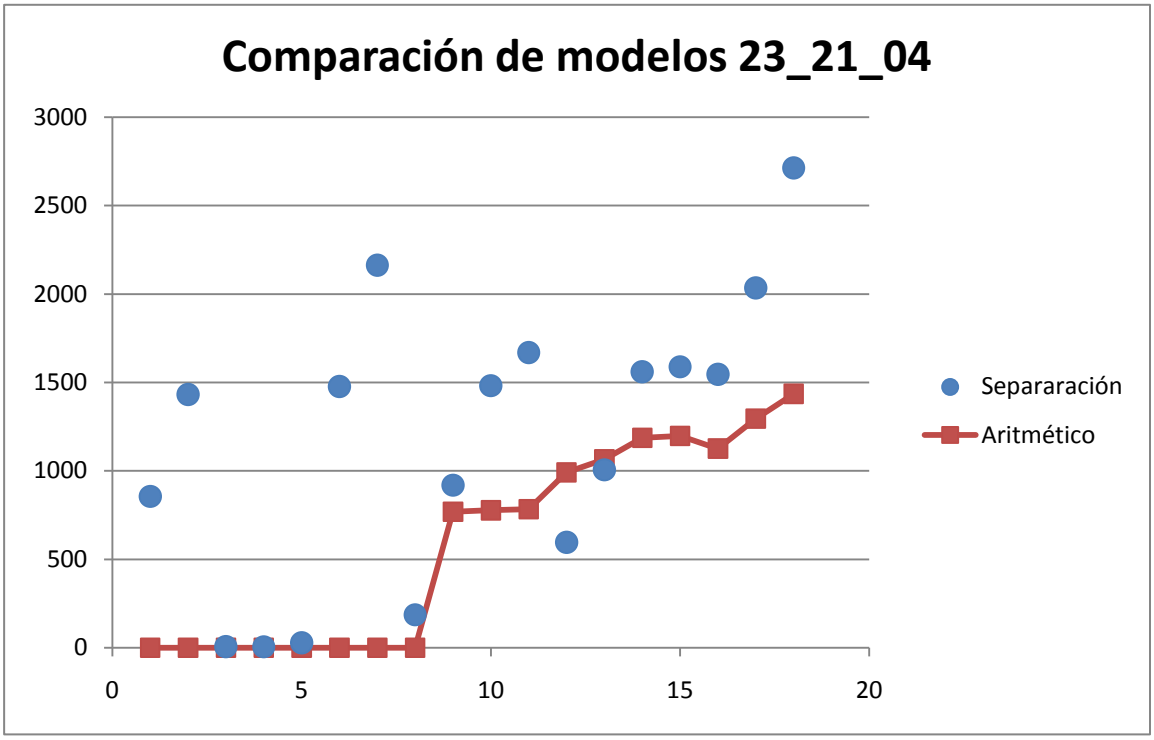


Figura 26 Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con m=8. (Excel)

La Tabla 6 presenta los cálculos de error entre la serie estimada s_t y la serie origen x_t. Cuando m es igual a 8 se observa que el promedio del error es el menor, por lo cual con ese valor de m se procedió a estimar la serie s_t, la cual es presentada en la Tabla 7 y la Figura 26. Cabe resaltar que este procedimiento es necesario realizarlo con cada una las series para estimar cual es el mejor valor de m dependiendo de la serie original.

3.2.2 Suavizado Exponencial Holt-Winters.

En el suavizado exponencial Holt-Winters se utilizan ponderaciones de la serie x_t que caen exponencialmente formando la serie s_t:

$$s_t = Ax_t + A(1-A)x_{t-1} + A(1-A)^2x_{t-2} + A(1-A)^3x_{t-3}\cdots$$

3-3

La ecuación 3-3 se puede rescribir:

$$s_t = Ax_t + (1-A)s_{t-1} \qquad 0 < A < 1$$

3-4

En este caso s_t es calculada en cada instante de tiempo utilizando un promedio de x_t y s_{t-1} lo cual es parecido a un filtro Kalman salvo que en el H-W las ponderaciones son fijas. El valor de A afecta el comportamiento de la serie logrando que entre más bajo sea su valor más peso se le da al pasado y la serie s_t es más suave.

Este modelo fue aplicado a varias de las tramas capturadas. Inicialmente se aplicó la técnica tomando A entre 0.1 y 0.9 con incrementos de 0.1 lo que generó 9 diferentes series s_t. Posteriormente se determinó el error entre la serie x_t y s_t buscando hallar con que valor de A se presentó el menor error o la mayor reducción del error.

	Error modelo Holt-Winters [s]	Diferencia
0.1	821.91	
0.2	760.16	8.12%
0.3	731.01	3.99%
0.4	724.44	0.91%
0.5	729.07	-0.64%
0.6	738.96	-1.34%
0.7	751.34	-1.65%
0.8	764.8	-1.76%
0.9	778.58	-1.77%

Tabla 8 Error al comparar el archivo 23_21_04.txt con umbral 0.3 con el modelo de suavizado Holt-Winters para A desde 0.1 hasta 0.9.

Índice	Separación [s]	Holt-Winters
1	856.17	0
2	1432.1	0
3	7.1644	1086.5
4	6.272	654.79
5	29.171	395.38
6	1477	248.9
7	2163.2	740.12
8	186.78	1309.4
9	919.29	860.32
10	1482	883.91
11	1668.9	1123.1
12	597.11	1341.5
13	1006.2	1043.7
14	1561.1	1028.7
15	1588.3	1241.7
16	1546.2	1380.3
17	2034.1	1446.7
18	2713.2	1681.7

Tabla 9 Valores del archivo 23_21_04.txt con umbral 0.3 y el modelo de suavizado Holt - Winters para A igual a 0.4.

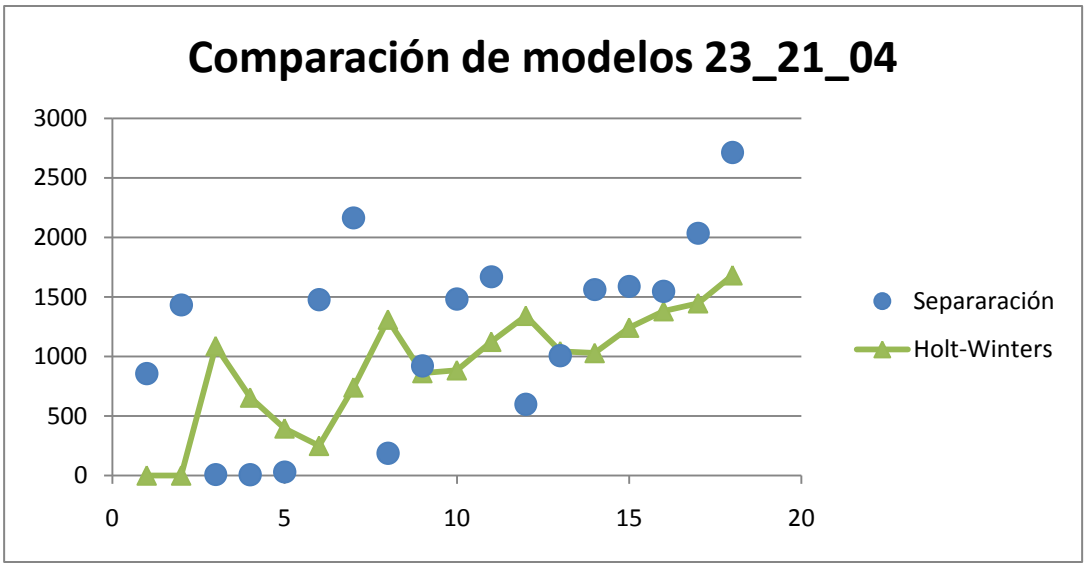


Figura 27. Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con A=0.4. (Excel)

La Tabla 8 presenta los cálculos de error entre la serie estimada s_t y la serie origen x_t. Cuando A es igual a 0.4 se observa que el error es mínimo, por lo cual con ese valor de A se procedió a estimar la serie s_t, la cual es presentada en la Tabla 9 y la Figura 27. Cabe resaltar que este procedimiento es necesario realizarlo con cada una las series para estimar cual es el mejor valor de A dependiendo de la serie original.

3.2.3 Modelo Autorregresivo AR(p), promedio móvil MA(q) y Modelo ARMA(p,q)[24].

En el modelo autorregresivo AR(p) se determina el valor x_t a partir de su pasado. La ecuación 3 5 denota el modelo:

$$x_t + \alpha_1 x_{t-1} + \alpha_2 x_{t-2} + \cdots + \alpha_p x_{t-p} = \varepsilon_t + c$$

3-5

Donde c es una constante, p es el orden o el rezago del modelo y ε_t es ruido blanco con media cero y varianza constante.

El modelo de promedio móvil MA(p) expresa la serie x_t en función del presente y el pasado de una serie de ruido blanco ε_t con media 0 y varianza finita.

$$x_t = c + \beta_0 \varepsilon_t + \beta_1 \varepsilon_{t-1} + \beta_2 \varepsilon_{t-2} + \cdots + \beta_q \varepsilon_{t-q} = c + \sum_{s=0}^{q} \beta_s \varepsilon_{t-s}$$

3-6

En este modelo los coeficientes β no tienen restricción en la estabilidad de la serie porque la suma finita de *q* términos con varianzas finitas no es inestable.

El modelo ARMA nace del teorema de descomposición de Wold, el cual enuncia que cualquier proceso estocástico débilmente estacionario con media cero puede ser expresado como la suma:

$$x_t = D_t + S_t$$

3-7

Donde:

1) D_t y S_t son procesos lineales no correlacionados.

2) D_t es determinístico y puede ser predicho arbitrariamente usando sólo su pasado.

3) S_t es estocástico y tiene la forma

$$S_t = \sum_{v=0}^{\infty} \beta_v \, \varepsilon_{t-v}$$

3-8

Donde β_0=1, $\sum_{v=0}^{\infty} \beta_v^2 < \infty$, y ε_t es un proceso de ruido igual al error de proyección de x_t sobre el espacio por x_t. En el caso que el proceso no sea estacionario los coeficientes β dependen del tiempo.

El modelo ARMA cumple la condición del teorema de Wold donde D_t es un modelo AR y S_t un modelo de promedio móvil MA. Su ventaja, es que genera un modelo con menos términos comparado con sus equivalentes en modelos AR y MA.

$$x_t = \alpha_1 x_{t-1} + \alpha_2 x_{t-2} + \cdots + \alpha_p x_{t-p} + \varepsilon_t + \beta_1 \varepsilon_{t-1} + \beta_2 \varepsilon_{t-2} + \cdots + \beta_q \varepsilon_{t-q}$$

3-9

$$x_t = \sum_{j=1}^{p} \alpha_j x_{t-j} + \sum_{j=0}^{q} \beta_j \varepsilon_{t-j}$$

3-10

En este caso el valor esperado de x_t es calculado tomando la esperanza de cada una de las sumatorias.

Una variación del ARMA es el modelo autorregresivo de promedio móvil integrado ARIMA(p,q,i) el cual está compuesto de un proceso AR(p) y un MA(q) e incluye la diferenciación de la serie para eliminar el componente no estacionario. La I indica el número de veces que debe ser integrada la serie para retornarla a su estado inicial.

Similar a las otras herramientas, esta fue aplicada a varias de las tramas capturadas. Se utilizó ARMA(p,q) por medio del software EasyReg. El software toma los datos en formato csv, y el usuario define el intervalo de repetición de las muestras (ej., si es por horas, días, semanas, etc.) y los valores máximos de p y q. Posteriormente calcula todas las posibles combinaciones de p y q y determina cual genera la función que más se aproxima a la serie original. El programa supone una solución de la forma:

$$s(t) = b(1)x(1) + u(t)$$

3-11

$$(1 - a(1,1)L \cdots - a(1,p)L^p)\left(1 \cdots - c(1,i_1)L^{i_2}\right)u(t) \\ = (1 - a(2,1)L \cdots - a(2,q)L^q)\left(1 \cdots - c(2,j_1)L^{j_2}\right)\varepsilon(t)$$

Donde el coeficiente a(1,p) corresponde a la parte no estacionaria y c(1,i_1) la parte estacionaria del componente AR y a(2,q) corresponde a la parte no estacionaria y c(1,j_2) la estacionaria del componente MA.

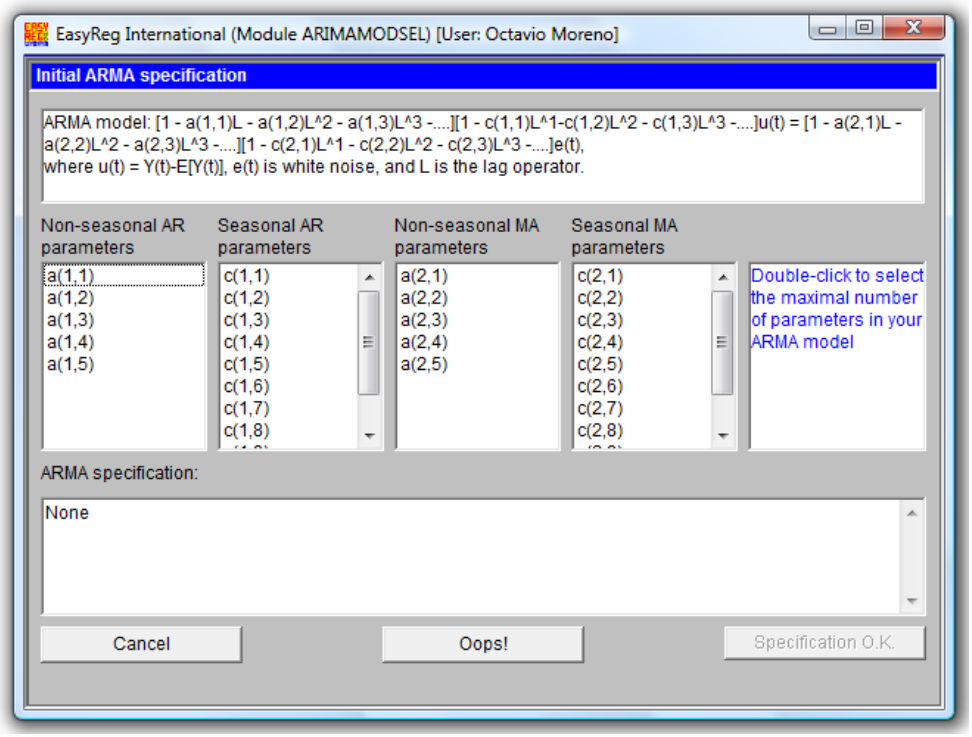


Figura 28. EasyReg International, Selección de parámetros del modelo ARMA(p,q)

Luego se determinó los coeficientes del modelo y se compararon para calcular el error medio cuadrático.

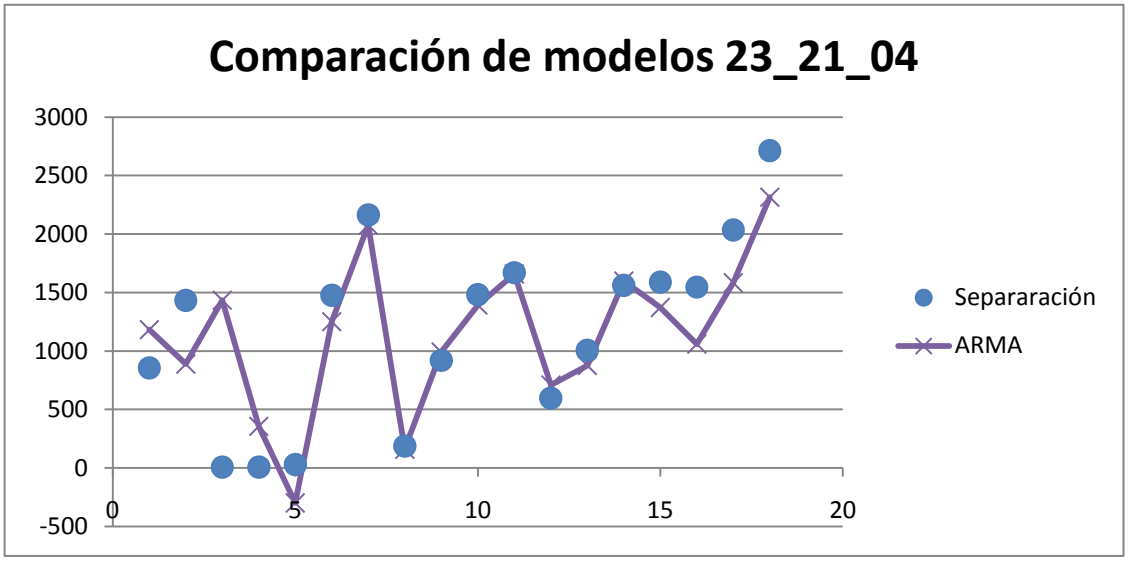


Figura 29. Comparación entre la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt y la serie .s_t estimada con ARMA(p,q)

Índice	Separación [s]	ARMA
1	856.17	1181.90277
2	1432.1	888.295069
3	7.1644	1433.35329
4	6.272	355.897606
5	29.171	-299.207373
6	1477	1250.87681
7	2163.2	2076.04299
8	186.78	160.615076
9	919.29	990.296085
10	1482	1393.28344
11	1668.9	1658.4412
12	597.11	707.586607
13	1006.2	875.691647
14	1561.1	1598.62587
15	1588.3	1372.00493
16	1546.2	1059.36976
17	2034.1	1583.109
18	2713.2	2314.75448

Tabla 10 Valores del archivo 23_21_04.txt con umbral 0.3 y el modelo ARMA(p,q).

Para la serie anterior el programa determinó que el modelo que más se ajusta a los datos es:

$$s(t) = b(1)x(1) + u(t) \tag{3-13}$$

$$(1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2)u(t) = (1 - a(2,1)L - a(2,2)L^2)(1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2)e(t) \tag{3-14}$$

Donde L es el operador de retraso. Reemplazando los coeficientes se tiene:

$$s(t) = -33.381091x(1) + u(t) \tag{3-15}$$

$$(1 + 0.350656L + 0.750346L^2)u(t) = (1 - 1.830301L - 0.022793L^2)(1 + 0.897190L + 1.372973L^2)e(t) \tag{3-16}$$

Lo que corresponde a un ARMA(2,2).

3.3 COMPARACIÓN DE RESULTADOS.

Todos los anteriores modelos fueron aplicados a 10 de los archivos capturados. La Tabla 11 presenta las ecuaciones y el error medio de cada modelo.

Archivo	Suavizado Aritmético		Holt-Winters		ARMA	
	Error medio cuadrático [s]	Ecuación	Error medio cuadrático [s]	Ecuación	Error medio cuadrático [s]	Ecuación
21_19_22	611.75	$s_t = \frac{1}{5+1}\sum_{i=0}^{5} x_{t-i}$	654.92	$s_t = 0.1x_t + (0.9)s_{t-1}$	178.44	ARMA(1,3)) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2 - c(1,3)L^3]u(t) = [1 - a(2,1)L - a(2,2)L^2 - a(2,3)L^3][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2 - c(2,3)L^3]e(t)$ $s(t) = 410.39 + u(t)$ $[1 + 0.044L][1 + 0.598L + 1.856L^2 - 1.473L^3]u(t) = [1 - 0.661L - 2.632L^2 + 0.793L^3][1 + 0.671L + 1.938L^2 - 1.303L^3]e(t)$
21_1922m	525.21	$s_t = \frac{1}{4+1}\sum_{i=0}^{4} x_{t-i}$	493.58	$s_t = 0.1x_t + (0.9)s_{t-1}$	308.16	ARMA(2,1) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2]u(t) = [1 - a(2,1)L][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2 - c(2,3)L^3]e(t)$ $s(t) = 501.449 + u(t)$ $[1 + 2.032L + 0.534L^2][1 + 1.020L + 0.374L^2]u(t) = [1 + 1.721L][1 + 1.238L + 0.079L^2 - 0.655L^3]e(t)$
22_21_03	1394.26	$s_t = \frac{1}{2+1}\sum_{i=0}^{2} x_{t-i}$	1189.19	$s_t = 0.5x_t + (0.5)s_{t-1}$	592.57	ARMA(3,3) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2 - a(1,3)L^3][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2 - c(1,3)L^3]u(t) = [1 - a(2,1)L - a(2,2)L^2 - a(2,3)L^3][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2]e(t)$ $s(t) = 1281.124 + u(t)$ $[1 - 1.477L + 0.114L^2 + 0.622L^3][1 + 0.197L + 0.788L^2 + 0{,}444L^3]u(t) = [1 - 1.410L \mp 0.335L^2 + 0.402L^3][1 + 0.357L + 1.202L^2]e(t)$

22_2107m	631.68	$s_t = \frac{1}{8+1}\sum_{i=0}^{8} x_{t-i}$	547.32	$s_t = 0.4x_t + (0.6)s_{t-1}$	468.06	ARMA(1,0) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2 - c(1,3)L^3]u(t) = e(t)$ $s(t) = 394 + u(t)$ $[1 - 0.928L][1 \mp 0.348L + 0.177L^2 + 0.501L^3]u(t) = e(t)$
23_07_20	185.89	$s_t = \frac{1}{5+1}\sum_{i=0}^{5} x_{t-i}$	182.23	$s_t = 0.2x_t + (0.8)s_{t-1}$	176.36	ARMA(1,1) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L]u(t) = [1 - a(2,1)L]e(t)$ $s(t) = 142.669 + u(t)$ $[1 - 0.733L]u(t) = [1 - 0.589L]e(t)$
23_0720m	190.61	$s_t = \frac{1}{5+1}\sum_{i=0}^{5} x_{t-i}$	185.61	$s_t = 0.1x_t + (0.9)s_{t-1}$	181.05	ARMA(1,0) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L]u(t) = e(t)$ $s(t) = 149.403 + u(t)$ $[1 - 0.174L]u(t) = e(t)$
23_21_04	640.80	$s_t = \frac{1}{8+1}\sum_{i=0}^{8} x_{t-i}$	773.30	$s_t = 0.3x_t + (0.7)s_{t-1}$	435.56	ARMA(2,2) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2]u(t) = [1 - a(2,1)L - a(2,2)L^2][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2]e(t)$ $s(t) = -33.381 + u(t)$ $[1 + 0.350L + 0.750L^2]u(t) = [1 - 1.830L - 0.0227L^2][1 + 0.897L + 1.372L^2]e(t)$
24_07_17	60.30	$s_t = \frac{1}{7+1}\sum_{i=0}^{7} x_{t-i}$	60.99	$s_t = 0.1x_t + (0.9)s_{t-1}$	61.03	ARMA(1,1) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2]u(t) = [1 - a(2,1)L]e(t)$ $s(t) = 18.311 + u(t)$ $[1 - 0.996L][1 - 0.134L - 0.048]u(t) = [1 - 0.956L]e(t)$

24_18_07	58.61	$s_t = \frac{1}{6+1}\sum_{i=0}^{6} x_{t-i}$	58.62	$s_t = 0.1x_t + (0.9)s_{t-1}$	55.56	ARMA(2,1) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2]u(t) = [1 - a(2,1)L][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2]e(t)$ $s(t) = 14.964 + u(t)$ $[1 - 0.666L - 0.308L^2][1 + 0.587L + 0.381L^2]u(t) = [1 + 0.357L][1 - 0.309L - 0.233L^2]e(t)$
24_1807m	59.44	$s_t = \frac{1}{6+1}\sum_{i=0}^{6} x_{t-i}$	59.87	$s_t = 0.2x_t + (0.8)s_{t-1}$	55.84	ARMA(2,1) $s(t) = b(1)x(1) + u(t)$ $[1 - a(1,1)L - a(1,2)L^2][1 - c(1,1)L - c(1,2)L^2]u(t) = [1 - a(2,1)L][1 - c(2,1)L - c(2,2)L^2]e(t)$ $s(t) = 16.105 + u(t)$ $[1 - 0.114L - 0.841L^2][1 + 0.620L + 0.511L^2]u(t) = [1 + 0.591L][1 + 0.023L - 0.333L^2]e(t)$

Tabla 11 Comparación del error medio cuadrático para distintos archivos.

Verde: Menor error.
Amarillo: Error Medio.
Rojo: Mayor error

La Figura 30 presenta otra manera de comparar los modelos para una serie con pocos datos como la que contiene el archivo 23_21_04. En esta, se puede observar los tres modelos y como el ARMA sigue la trama de datos x_t (serie púrpura). Este tipo de gráfica no se puede presentar usualmente, ya que las tramas de datos comúnmente contienen más de 100 medidas.

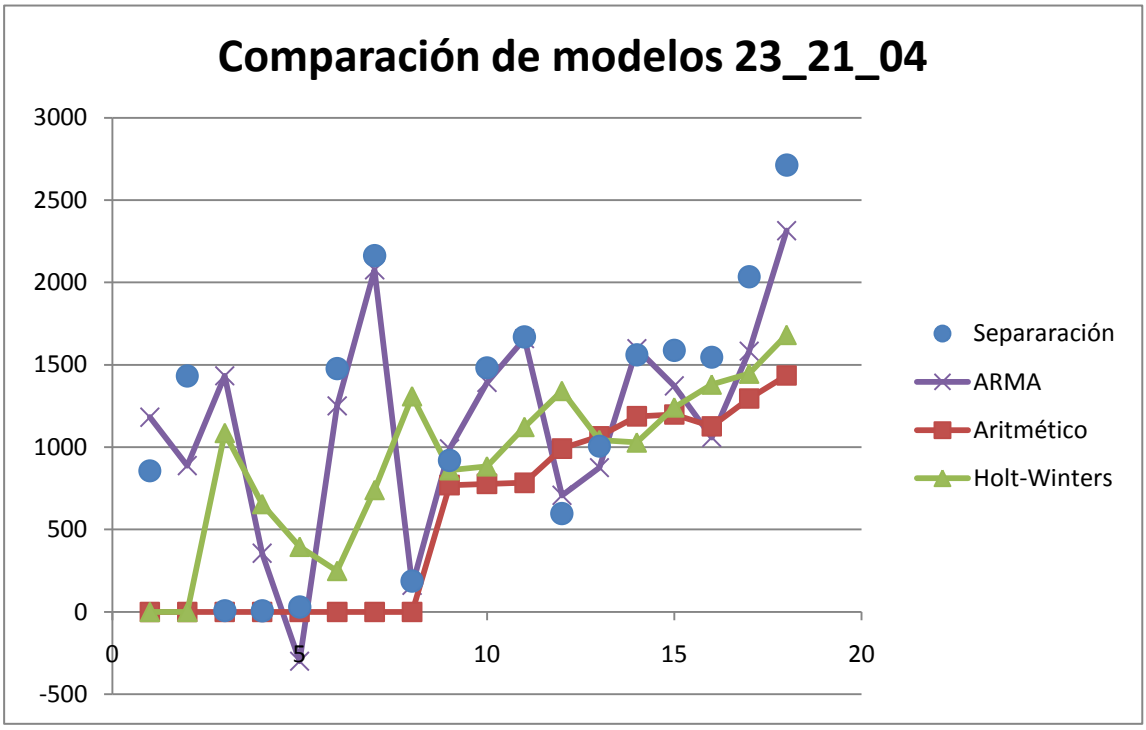


Figura 30. Comparación entre los tres modelos y la serie original x_t del archivo 23_21_04.txt.

Al revisar los resultados presentados en la Tabla 11 se observa que en el 90% de los casos el modelo ARMA presentó un menor error medio cuadrático que los otros modelos seguido por el Holt Winters que en el 50% de las veces fue el segundo mejor.

También se observa que la ecuación que describe el comportamiento del modelo no es única sino que depende de las condiciones de la serie y que debe ser calculada para cada serie.

Este desarrollo permite observar los tiempos de ocurrencia del ruido impulsivo en un canal y tratar de determinar una tendencia en la aparición de los mismos, por medio de la aplicación de modelos usados en series de tiempo, esto con el fin de disminuir la tasa de errores en un canal, lo que podría llevar a menores consumos de potencia o mayores velocidades de transferencia de los datos.

4. CONCLUSIONES

Desde el momento que se planteó el problema de investigación a la fecha diversos avances se han hecho en el desarrollo de PLC. La tecnología ha empezado a popularizarse para servicios de domótica y de última milla. Sin embargo los problemas de canal siguen presentes.

La revisión de algunos estudios previos, mostraron la tendencia que hay en investigar el comportamiento de la amplitud, encontrando modelos estadísticos que han sido determinados a partir de la captura en ambientes de medición de media y baja tensión. Con respecto al estudio de ocurrencia del ruido se usan modelos en los cuales la amplitud es constante con una función de aparición modelada como ruido blanco gausiano.

Para el proceso de captura se seleccionó un montaje experimental similar a los que se usaron en los estudios de diversos autores y grupos de investigación y fue implementado en un ambiente educativo durante una semana, permitiendo capturar más de 150 horas de información.

Los datos fueron depurados y procesados permitiendo observar el comportamiento estadístico de las señales. Se encontró que la media y la varianza de la amplitud depende del umbral de filtrado. También se observó que el histograma de los intervalos de tiempo no se caracteriza por una función de distribución gausiana.

A partir de los datos se seleccionaron tres herramientas para calcular la tendencia de una serie: suavizado aritmético, Holt – Winters y ARMA, los cuales fueron aplicadas a nueve series y se observó que el modelo ARMA se ajustó mejor a los datos originales tal como se observa con la medida del error medio cuadrático.

Estas herramientas utilizaron los datos de las series y se ajustaron buscando tener el menor error medio cuadrático.

Al analizar las tramas se observó que no hay un único modelo que represente una señal de ruido, sin embargo se ajustaron herramientas que a partir de la serie original generaban una representación de la tendencia de la serie tomando los datos de ruido impulsivo filtrados.

La herramienta calculaba x número de posibles representaciones de la serie y se seleccionaba cual era la mejor representación de la misma a partir de los valores de la serie original.

Este estudio es una primera aproximación a un modelo que permita determinar la probabilidad de ocurrencia de un evento impulsivo, sin embargo se pueden aplicar otras herramientas de análisis como modelos genéticos y redes neurales.

5. BIBLIOGRAFÍA

[1] Broadband over Power Lines Technology. Ambient. August 2006. http://www.ambientcorp.com/

[2] Hrasnica Halid, "Broadband Powerline Communications Networks Design", Dresden University of Technology, Ed. Wiley. 2004

[3] Ambient BPL System Architecture http://www.ambientcorp.com/pages/ambient.htm

[4] Last Mile http://en.wikipedia.org/wiki/Last_mile

[5] OPERA Project, D45: "Specification of PLC System requirements". Disponible: http://www.ist-opera.org/downloads/D45_Specs_PLC.zip

[6] Niovi Pavlidou, A. J. Han Vinck, Javad Yazdani and Bahram Honary Power line communications: State of the art and future trends, IEEE Communications Magazine, vol. 41, no. 4, Apr 2003, pp. 34 – 40

[7] Majunder Anindya, Caffery James Power Line Communications: an overview, IEEE Potentials, October/November 2004, pp 4 – 8

[8] Zimmermann Manfred, Dostert Klaus, An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks, Institute of Industrial Information Systems, University of Karlsruhe.

[9] Meng H., Guan Y. L., Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No 2, April 2005.

[10] Zimmermann Manfred, Doster Klaus, Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, No. 1, February 2002.

[11] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, F. Gauthie, P. Degauque, Impulsive Noise on Indoor Power Lines: Characterization and Mitigation of its Effect on PLC Systems, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**,** 166 - 169 Vol.1, May 2003**.**

[12] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddam, F. Gauthie, P. Degauque, Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Power Line Used for Data Communications, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 48, No. 4, November 2002.

[13] Ma Y. H., So P. L., Analysis of Impulsive Noise and Multipath Effects on Broadband Power Line Communications.

[14] Zhai M., Estimation of Impulsive Noise Parameters in Power Line Communications Channel Based on Artificial Neural Networks, Vol. 3, The 8th International Conference on Signal Processing, Nov. 2006.

[15] Meng J, Effective Communication Strategies for Noise-Limited Power-Line Channels, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No 2, April 2007.

[16] Tucci M., Raugi M., Capetta L., Tornelli C., Napolitano R., A Fuzzy-Logic Model for Impulsive Noise in PLC, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07, March 2007.
[17] Avril G., Gauthier F.,Moulin F., Zeddam A., Nouvel F., Characterization of Time Variation of the Powerline Channel Frequency Response Simultaneously with Impulsive Noise, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07, March 2007
[18] Huang S. Y., Chang C. S., Tan T. H., Markov Model Parameters Optimization for Asynchronous Impulsive Noise over Power Line Communication Network, Vol. 2, P 1570 – 1574, IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2006. SMC '06, Oct. 2006.
[19] Hirayama Y., Okada H., Yamazato T., Katayama M., Noise Analysis on Wide-Band PLC with High Sampling Rate and Long Observation Time, International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2003. ISPLC '03, March 2003
[20] CDMA, Wikipedia, http://es.wikipedia.org/wiki/CDMA
[21] Power Line Communications Coupling Transformer http://www.vacuumschmelze.de/dynamic/docroot/medialib/documents/broschueren/kbbrosch/PI-PLC_1.pdf
[22] 200 Mbps Powerline Communications IC, DS2, http://www.ds2.es/products/ficha9010.pdf
[23] OPERA Project, D5: “Pathloss as a function of frequency, distance and network topology for various LV and MV European Powerline Networks”. Disponible: http://www.ist-opera.org/downloads/D5/D5_Pathloss.pdf
[24] Montenegro Álvaro, Series de tiempo cuarta edición. Pontificia Universidad Javeriana. Facultad de economía.
[25] Series de Tiempo, Wikipedia, http://es.wikipedia.org/wiki/Series_de_tiempo
[26] OPERA Project, D4: “Theorical Postulation of PLC Channel Model”.
[27] Hooijen, O.G, A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium. Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 4, Nov 1998 Page(s):331 – 336
[28] OPERA Project, D3: “Report of channel measurement campaign”.
[29] Bierens Herman, EasyReg, Pennsylvania State University.
[30] Microsoft Excel Version 12.
[31] MatLab 7.0
[32] LabView 2.51

ANEXOS

1. ASPECTOS TÉCNICOS DE PLC

1.1 RED DE DISTRIBUCIÓN ELÉCTRICA

El sistema de distribución eléctrica consiste de de tres niveles que pueden ser usados como canal de transmisión en las redes PLC.

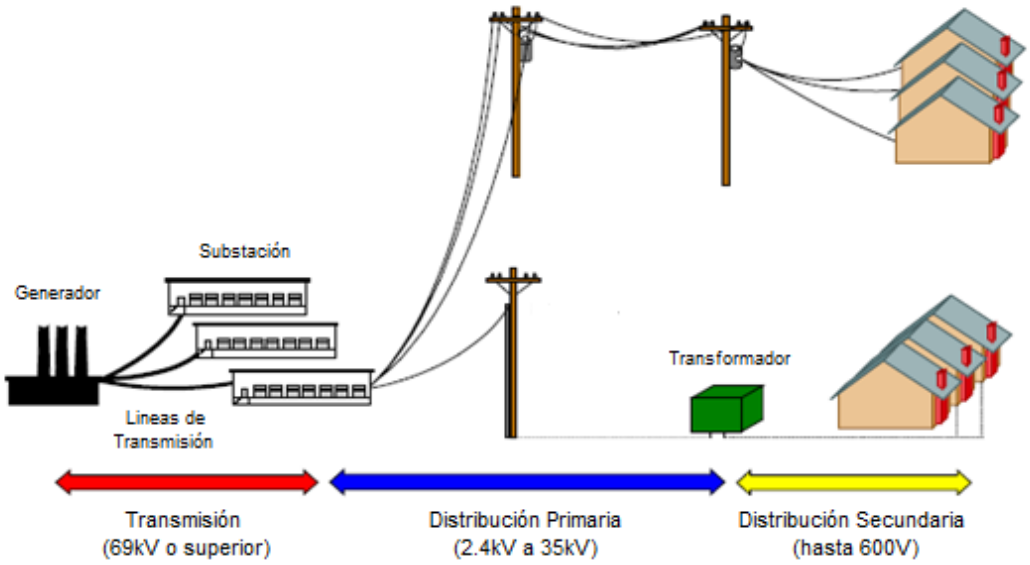


Figura 31. Estructura de la red de suministro de energía. Fuente: Adaptado de *Broadband over Powerline Technology Ambient white paper[1]*

Alta Tensión (110 – 380 kV) o sistema de transmisión: conectan las estaciones de potencia con los centros de generación o de grandes usuarios. Usualmente recorren grandes distancias permitiendo el intercambio energético dentro de un país o continente. Este tipo de redes son usualmente hechas con redes al aire libre.

Media tensión (MV) (10-30kV) o sistema de distribución primario: son redes que proveen energía a grandes áreas como ciudades e industrias. Recorren distancias mucho menores que las redes de alta tensión. Estas redes son hechas tanto al aire libre como subterráneas.

Baja tensión (LV) (110, 220/400 V) o sistema de distribución secundario: son las redes que suministran energía tanto al usuario individual como a grandes usuarios. Su longitud es usualmente hasta unos pocos cientos de metros. Estas redes son hechas tanto al aire libre como subterráneas.

Las redes de suministro eléctrico de baja tensión cubren los últimos metros entre el usuario y el transformador y ofrecen una solución alternativa usando PLC de lo que en comunicaciones se llama última milla[4].

1.2 ELEMENTOS DE LA RED PLC

PLC usa las redes de potencia eléctrica convirtiéndolas en redes de comunicaciones. Para esto, PLC dirige la información generada por el elemento de comunicaciones (computador, teléfono IP, etc.) al ISP por medio de la red eléctrica y viceversa.

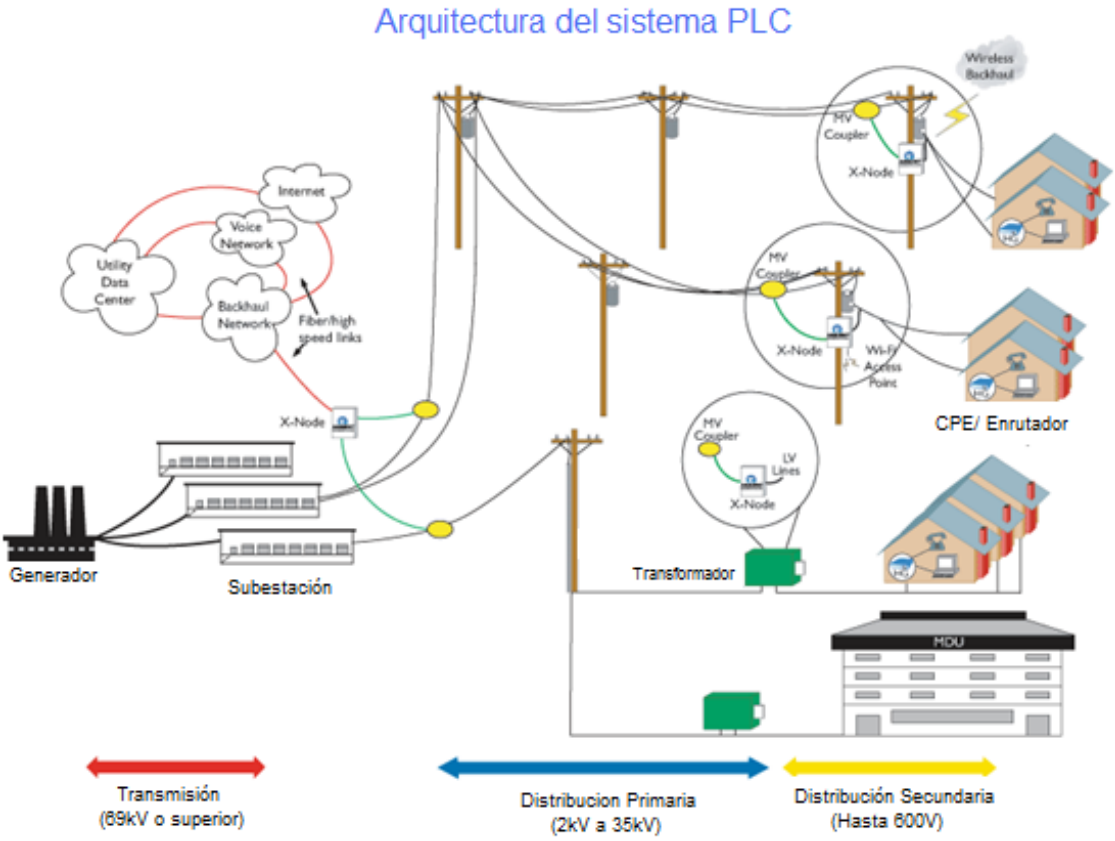


Figura 32. Arquitectura de un sistema PLC. Fuente: Adaptado Ambient[3]

Los elementos básicos necesarios en una red PLC son[5]:

- NTU (*Network Termination Unit*) o PLC Modem
- LV *repeater*
- LV *Head End* o PLC *base/master station*.

- Celda o área PLC.

Un PLC – MODEM, asegura la transmisión de las señales de datos sobre el tendido eléctrico.

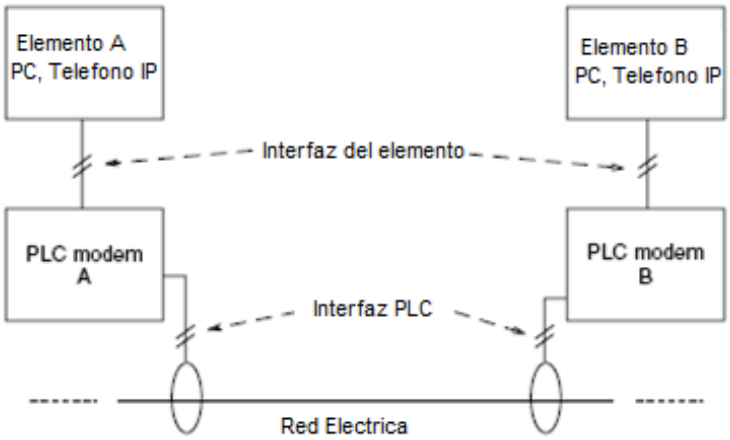


Figura 33. Comunicación sobre redes de potencia Fuente Adaptado *Broadband Powerline Communications[2]*

Un PLC – MODEM o NTU toma los datos generados por un elemento de comunicaciones como un computador o teléfono y los convierte para ser transmitidos sobre la *Power Supply Network* (PSN). En la otra dirección el MODEM recibe los datos desde la PSN y después de ser convertidos son enviados al elemento de comunicaciones. De esta manera, el PLC MODEM representa el elemento de comunicación, proveyendo una interfaz para interconectar varios elementos de comunicaciones dentro de la PSN.

El PLC MODEM separa la red eléctrica del equipo de comunicaciones por medio de un acople seguro usando filtros pasa altos que separan la señal de comunicaciones (superior a 9kHz) y la señal de potencia eléctrica (50 o 60 Hz). Comúnmente este acople es por medio de un capacitor en serie, pero se está trabajando en el desarrollo del acople indirecto por medio de una inductancia.

Para disminuir la emisión electromagnética de la PSN, el acople es realizado entre dos fases en el área de acceso (entre el transformador y la acometida eléctrica) o entre fase y neutro *in-house*[2]. El PLC MODEM implementa todas las funciones de la capa física del modelo OSI incluyendo modulación y codificación. También implementa la capa de enlace incluyendo su MAC (*Medium Access Control*) y LLC (*Logical Link Control*).

El LV *Head End* es el equipo encargado de tomar las señales enviadas por los diferentes PLC MODEM y transmitirlas al ISP. Este equipo convierte las señales modulas sobre las líneas de potencia y las convierte al formato de tramas usado por la red *backbone*, el LV *Head End* permite la adaptación de diferentes

interfaces WAN como xDSL, SDH (*Synchronous Digital Hierarch*) o WLL dependiendo de la red *backbone* a usar. El LV *Head End* puede controlar el funcionamiento de la celda PLC, pero también es posible delegar estas funciones al PLC Modem.

Las celdas son agrupaciones de varios NTU y repetidores conectados a un mismo LV *Head End*. Si la distancia entre el usuario PLC y el LV *Head End* es demasiado grande es necesario el uso de repetidores. Un LV *Repeater* divide una red de acceso PLC en varios segmentos de red de tal manera que la longitud de las redes permita ser usada por el sistema PLC. Los segmentos de red son separados por medio del uso de diferentes bandas de frecuencia o usando diferentes *time slots*.

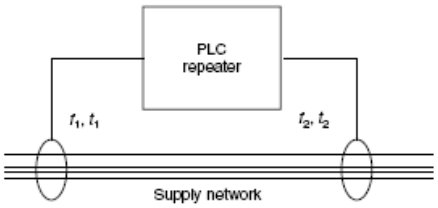


Figure 2.14 Function of the PLC repeater

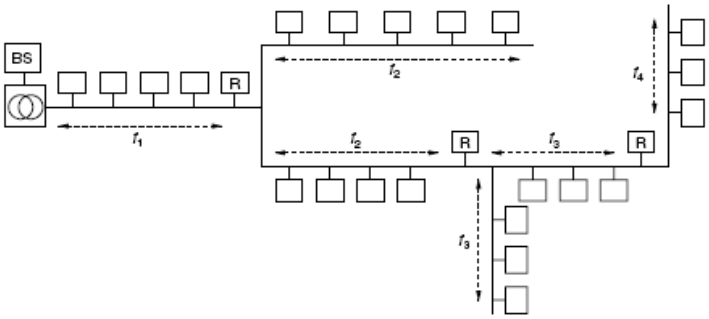


Figura 34. Red PLC con repetidores. Fuente *Broadband Powerline Communications[2]*

Cuando se usa segmentación basada en frecuencia, el receptor recibe la señal transmitida en la frecuencia f_1, la amplifica y re inyecta a la red pero usando la frecuencia f_2. En la dirección contraria el repetidor toma la frecuencia f_2, la amplifica y la reinyecta usando la frecuencia f_1. Dependiendo de los métodos de transmisión y modulación, el repetidor puede incluir funciones de demodulación y modulación sin modificar la información transmitida.

1.3 EL CANAL DE COMUNICACIONES: EL CABLEADO ELÉCTRICO

Las líneas de transmisión de potencia eléctrica no han sido diseñadas para la transmisión de datos. Su objetivo primario es el transporte de energía eléctrica

desde 110V hasta cientos de miles a una frecuencia de 50 o 60 Hz. Por lo tanto para la transmisión de telecomunicaciones las PSN presentan un ambiente hostil en el cual se tienen variaciones de impedancia, altos niveles de ruido y atenuaciones[6][7].

Las características del canal dependen tanto del tiempo como de la frecuencia y de la ubicación de los receptores y transmisores, lo cual hace el canal complicado de modelar. Para modelar el canal de una forma simple, se representa como una función del tiempo y de la frecuencia con un ruido aditivo.

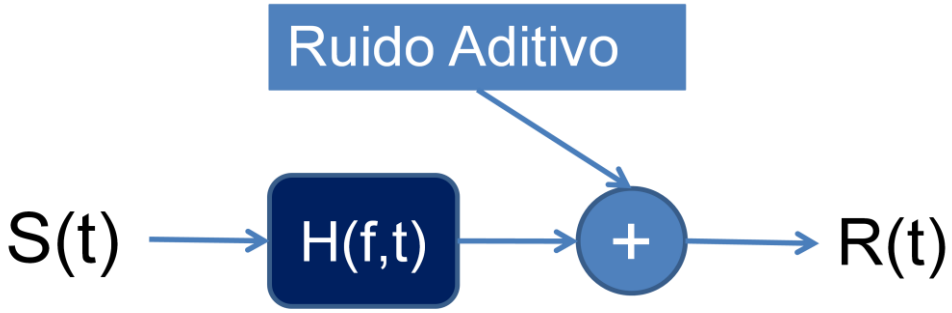


Figura 35. Modelo de comunicaciones de un canal PLC. Fuente: Adaptado de *PLC State of the art and future*[6]

La impedancia para este tipo de canales varía fuertemente con respecto a la frecuencia desde unos pocos ohmios hasta algunos miles dependiendo de la topología de la red PSN[27]. Estudios realizados en Europa y EEUU han mostrado que la impedancia |Z| tiene entre otras las siguientes características[6]:

- |Z| se incrementa con respecto a la frecuencia en el rango de 5-20MHz.
- Grandes cambios entre el mínimo y el máximo valor.
- El valor medio se incrementa de 5 Ω @ 20kHz a 120 Ω @ 30MHz.
- Dependiendo de la carga, cambia la impedancia de la PSN.

Los factores de atenuación de los canales PLC están dados principalmente por las perdidas en los acoples y por las perdidas en la línea. Los estudios previos han determinado que las atenuaciones pueden estar entre 40 – 100 dB por km comúnmente.

1.4 MODULACIÓN: OFDM Y CDMA

El ancho de banda usado en PLC es comúnmente de 2 a 30 MHz, el cual no tiene un comportamiento uniforme para todo el intervalo de frecuencias, por lo cual se buscan modulaciones que puedan manejar estas irregularidades y que adicionalmente provean una buena señal a ruido (SNR). Entre los esquemas de

modulación usados en PLC se encuentra CDMA (*code-division multiple access*) pero principalmente OFDM[12][22] (*orthogonal frequency division multiplexing*).

CDMA es un esquema de modulación basado en la tecnología de espectro extendido (SS)[20], el cual tiene entre sus cualidades la capacidad para el manejo de interferencias y la habilidad para operar con acceso múltiple. SS es una solución con una relación costo beneficio buena con problemas de sincronización, pero los cuales pueden ser solucionados usando como referencia la frecuencia de la señal de energía eléctrica la cual es relativamente estable y con baja corruptibilidad.

En OFDM el ancho de banda total es dividido en N subcanales paralelos y un numero de bits es asignado a cada subcanal en proporción a su SNR. El esquema de asignación de la energía y el número de bits es llamado algoritmo de carga. OFDM ha probado su habilidad para manejar propagación por multirrutas en comunicaciones inalámbricas como también interferencia de radio en ADSL (*asymmetrical digital subscriber line*)

2. SERIES DE TIEMPO

2.1 SERIES DE TIEMPO

La frase “serie de tiempo” se utiliza para denotar una secuencia de datos empíricos ordenados en función del tiempo[24], esto significa que puedan graficarse en función del tiempo. Las series de tiempo permiten el análisis y modelamiento de los datos, para esto se utilizan técnicas estadísticas que bajo ciertas condiciones permiten determinar el comportamiento pasado y futuro.

Las series de tiempo se pueden clasificar por su naturaleza en estocásticas o determinísticas. Las primeras son aquellas que son impredecibles parcial o totalmente y las segundas aquellas que son completamente predecibles. Para modelar estos resultados es útil el uso de gráficas que dan pistas iniciales sobre cómo se comportan los datos permitiendo sugerir o descartar algún procedimiento.

Para modelar usando series de tiempo se debe procurar cumplir las siguientes condiciones:

- El fenómeno debe tener características muy particulares o sea con una persistencia marcada.
- El proceso de selección de las muestras debe estar condicionado a tomar muestras consecutivas de una misma variable.

El estudio por series de tiempo inicia al detectar la presencia de auto dependencia entre los valores de una variable. La estructura de esta auto dependencia está determinada por la función de la autocovarianza de la serie y define el tipo de modelo a ajustar. Otro aspecto a tener en cuenta es que la auto dependencia hace que las observaciones no sean independientes entre sí por lo cual las herramientas clásicas de ajuste deben ser adaptadas[25].

Los pasos a seguir si se desea utilizar el método de series de tiempo son:

- Recoger historia de los datos (definición del experimento aleatorio)
- Hallar una serie de tiempo que modelo el experimento aleatorio.
- Modelar la serie de tiempo.
- Determinar el algoritmo de reevaluación frecuente del modelo.

Varios conceptos son fundamentales para entender como una serie de tiempo puede representar un grupo de datos:

- **Tendencia**, la cual en una serie de tiempo describe cómo se va a comportar la serie en un tiempo largo. Este término tiene una velocidad de cambio lenta y responde la pregunta ¿para dónde van los datos?

- **Ciclo** permite visualizar comportamientos repetitivos a largo plazo en series que no tienen una tendencia clara.

- **Estacionalidad** indica un comportamiento cíclico pero que está definido en instantes definidos de tiempo, como lo son días, meses u años.

- Si en una serie la información pasada no ofrece ninguna información acerca del comportamiento futuro se le denomina ruido.

- Un **proceso estocástico** {xt} es una secuencia de datos aleatorios ordenados por un índice t, usualmente el tiempo, y puede escribirse como: {xt}={…,x1, x2, x3,…}. Un proceso estocástico no es una serie de valores o datos ya conocidos a través del tiempo sino de variables aleatorias, una para cada instante de tiempo. No se puede predecir completamente para cada momento, pero se puede modelar por medio de probabilidades y acercarse por medio de una distribución de probabilidad.

2.2 HERRAMIENTAS DE ANÁLISIS

2.2.1 Estacionariedad

El comportamiento de una serie de tiempo, dependen de la distribución de probabilidad que impera en el sistema de generación de los datos. Estas características pueden o no cambiar en el tiempo. En el caso de que no cambie en el tiempo se conoce como estacionariedad. Esto permite realizar predicciones y modelar el sistema fácilmente.

Un proceso estocástico $\{x_t\}$ es estacionario si sus propiedades estadísticas o probabilísticas no cambian con el tiempo: esto es, si su función de distribución acumulativa $F(x_1, x_2, x_3,\ldots, x_n)$.es independiente del tiempo. En caso de que la serie no sea estacionaria se puede remover la tendencia estimando curvas como:

$$\hat{x}_t = \hat{\alpha} + \hat{\beta} t$$
$$\hat{x}_t = e^{\hat{\alpha} + \hat{\beta} t}$$
$$\hat{x}_t = \hat{\alpha} + \hat{\beta} t + \hat{\gamma} t^2$$

2-1

Las cuales serán restadas de la serie original generando que la serie sea estacionaria.

2.2.2 Ruido Blanco

La serie estocástica más aleatoria posible se denomina ruido blanco. Formalmente se define el ruido blanco como un proceso estocástico independiente e idénticamente distribuido *(iid).*

El ruido blanco no es pronosticable a partir de su pasado porque por definición, cada x_t es independiente de los demás; por lo tanto es únicamente pronosticable incondicionalmente, lo cual de poco sirve, ya que la predicción incondicional es la media.

2.2.3 Ajuste Estacional

Una serie estacional presenta movimientos similares cada periodo aproximadamente por el mismo instante de tiempo. Con frecuencia interesa saber que parte del movimiento de una serie se debe al componente estacional y que parte a la tendencia subyacente. Los procedimientos de desestacionalización tienen por objeto remover, aislar o repartir el componente estacional de la serie.

Una serie estacional muestra barras significativas en las frecuencias estacionales en su función de autocorrelación (ACF); por ejemplo, si la serie estacional es trimestral mostrará autocorrelaciones significativas para rezagos 4, 8, 12, etc., y si es mensual mostrará autocorrelación significativas para rezagos 12, 24, 36, etc. Es importante tener en cuenta que remover el efecto estacional no necesariamente remueve toda la autocorrelación en las frecuencias estacionales, ya que parte de esta autocorrelación puede provenir de factores diferentes a los estacionales.

2.3 MODELO AUTORREGRESIVO.

Un hecho observado en muchos fenómenos temporales es que el comportamiento pasado provee información sobre el comportamiento futuro. El pasado de una serie suele incorporar, y de esa manera reemplazar, la información de otras variables que pudieran intervenir en el proceso. La especificación relativamente sencilla, pero efectiva, que resulta de expresar una variable en

función de su propio pasado es conocida como autorregresiva y es parte del modelaje Box – Jenkins. Más información sobre este tipo de modelo fue presentada en la sección 3.2 *MODELOS APLICADOS*.

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS

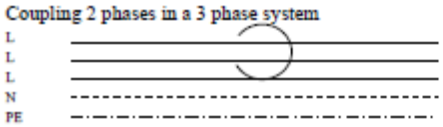
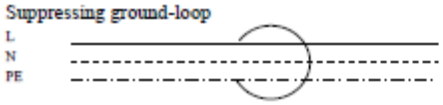
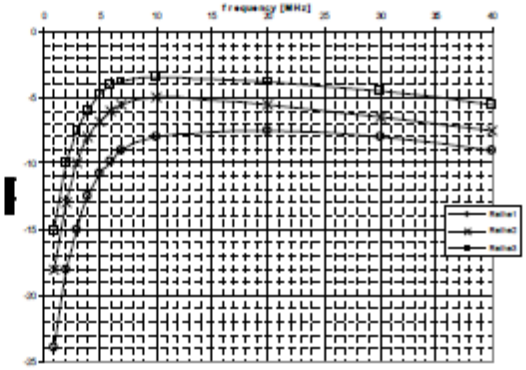
- Acoplador de impedancias F66-013, Marca Eichhoff.
- Pinza de acople PLC DC 060 – 119, Marca Eichhoff.
- Lazo de acople CL 061 – 300, Marca Eichhoff.
- Acoplador de fases KC002 – 923, Marca Eichhoff.
- Osciloscopio de Almacenamiento Digital DSO TDS-2022, Marca Tektronix
- Software de captura NI LabView SignalExpress Tektronix Edition. Versión 2.5.1.

EICHHOFF

PLC-Phasecoupler DC 060-119/100-001

For phase coupling in low voltage installations up to 100 A AC 50/60 Hz.

Technical Characteristics and Application Note

Inner diameter	27 mm
Overall dimensions	Outer diameter 45 mm, Height 35 mm;
Weight	Approx. 123 g
Nominal current	100 A
Rated voltage	Only depends on the insulation level of the cable
Rated ac withstand voltage	Only depends on the insulation level of the cable.
Rated lightning withstand voltage (1,2/50 µs)	Only depends on the insulation level of the cable.
Insulation resistance	Only depends on the insulation level of the cable.
Partial discharge level at 1,2 U_N	No discharges possible, coupler is completely at ground potential.
Applications Coupling 3 phases and common to differential mode Coupling 2 phases in a 3 phase system  Suppressing ground-loop 	Coupling factor / 1, 2 and 3 cores used for coupling phases NYM 5x1.5mm² / coupling 2 phases in a 3 phase system 
Nominal cable impedance	10 to 75 ohms
Nominal impedance equipment side	10 to 75 ohms
Average power in permanence	> +20 dB mW
Harmonic distortion and intermodulation	< - 60 dB
Surge protection in the coupling loop	None / no coupling loop
Climatic category (acc. IEC 60068-1)	25/100/21; $\vartheta_u = 40°C$

Nennwerte:

zul. Kap.-Abweichungen: %
zul. Ind.-Abweichungen: %
Nennspannung: V
Nennstrom: A
Temperaturbereich: °C

Zeichnung:

Gehäuse: Kunststoffgehäuse E 29.900 T4

Lasche:

Anschluß: BNC-Buchse

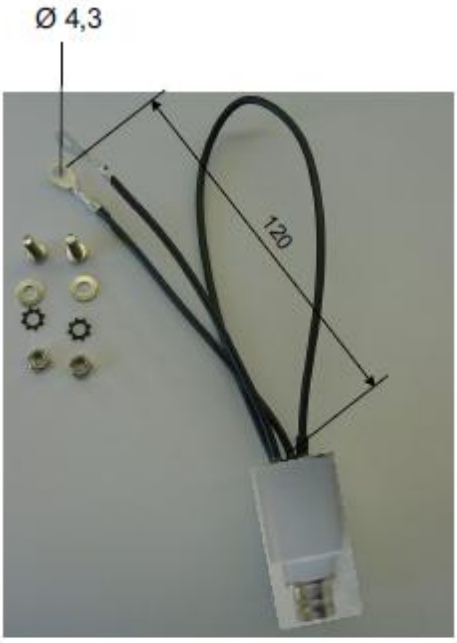
Verguß: Epoxidharz / PU

Prüfspannung:

X-Wert:	2 s	DC	V
Y-Wert:	2 s	DC	V
Kap.-Kap.:		DC	V
Syst.-Geh.:		AC	V

Kondensator-Wickel:
Wickel-Anzahl:
Drosselsystem:

Bemerkungen:



Stempelbild: E 29.900 T2
Aufschrift:

Coupler-Loop
CL61.0300/213-001
Dat.

Schaltbild:

Zeichnung ist nicht maßstabgerecht!
Schutzvermerk nach DIN 34 beachten!

				2008	Tag	Name	Datei: 213-001 .dsf
				Gez.:	05.02..	B.Wahl	ID: 715629
Index	Art der Änderung	Datum	Name	Gepr.:			TN: CL061-0300/213-001

Eichhoff GmbH Schlitz

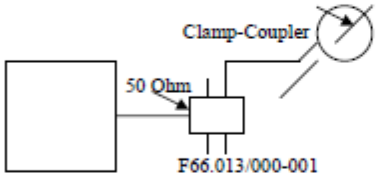
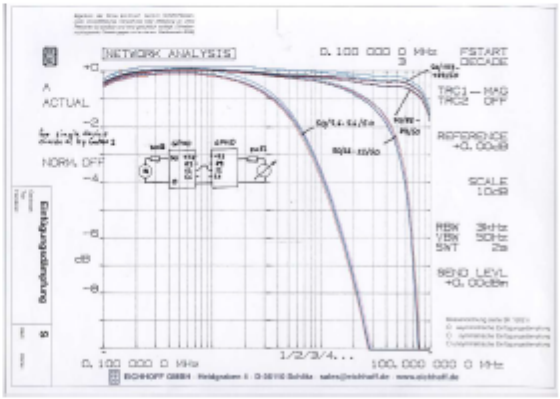
PLC-Koppelschleife
(Coupler-Loop)

Code:
Z-Nr.: E 29.900 Tz 2
Typ: CL61.0300/213-001

General Passive Matching Device for PLC

For matching PLC-system impedance to PLC Equipment impedance

Technical Characteristics and Application Note

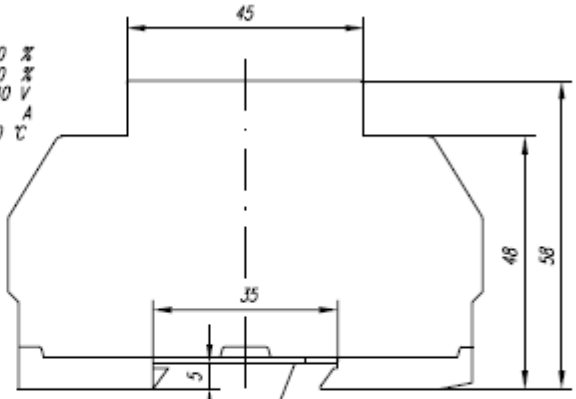
Overall dimensions	75 mm / 60 mm /28 mm
Weight	Approx. 100 g
Nominal current	100 A
Rated voltage	No insulation
Rated ac withstand voltage	No insulation.
Typical insertion loss ai for typical applications	- 50 to 5.6 ohm 50 kHz-3MHz <0.5dB (for CENELEC-BAND) - 50 to 22 ohm 100 kHz-20MHz <0.5 dB (for oil-paper-insulated cable) - 50 to 89 ohm 100 kHz->40MHz < 0.5dB (with Eichhoff 4:1 coupling loop for coupling without compensation loop) - 50 to 139 ohm 100 kHz->40MHz <0.5 dB(for LV-overhead-lines with Eichhoff overhead-line-coupler)
Insulation resistance	No insulation
Partial discharge level at 1,2 U_N	No insulation
Application  Connect MFJ-269 on 35-70 ohm terminal. Connect the coupling loop of the Clamp-Coupler on the different terminals until you get the best SWR. Try different measurement-frequencies like 4, 8, 12, 24 MHz to be sure to have a good broad-band matching. (MFJ-259 SWR-Analyser can be used too)	**Insertion loss ai for general use** 
Nominal equipment impedance	50 (35-70) ohm
Nominal PLC-system impedance	5.6 (3-10) / 22 (10-35) / 50 (35-70) / 89 (70-110) / 139 (110-200) ohm
Average power in permanence	> +20 dB mW
Harmonic distortion and intermodulation	< - 60 dB
Surge protection	None

Nennwerte: 22nF X2 + 20µH

zul. Kap.–Abweichungen: ± 20 %
zul. Ind.–Abweichungen: – 30 bis +50 %
Nennspannung: AC 440 V
Nennstrom: A
Temperaturbereich: – 25 bis + 100 °C

Zeichnung:
Gehäuse: Dold KU 4088.0057444
4 St. Anschlußklemmen bestückt

Lasche:
Verguß: Epoxidharz /Polyurethan
Anschluß: Schraubklemme M3,5



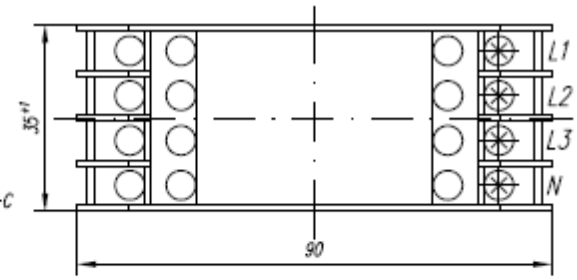
Prüfspannung:

X–Wert:	2 s	DC	3000	V
Y–Wert:		DC		V
Kap.–Kap.:		DC		V
Syst.–Geh.:		DC		V

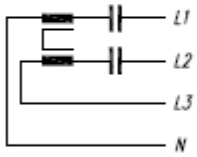
Kondensator–Wickel:
Wickel–Anzahl: 6 (3 x 2 in Reihe)

Bemerkungen:

Stempelbild: E 19233 T 12
Aufschrift:
KC002–923/204–501 Dat.
22nF X2 + 20µH
AC 440V 50/60Hz 25/100/21–C
EN 132 400
IEC 384-14-2



Schaltbild:



Zeichnung ist nicht maßstabgerecht!

				2005	Tag	Name	Schutzvermerk nach DIN 34 beachten!
a	Schaltb.; Kap. und Ind. geändert	19.08.05	Hi	Gez.:	17.08.	Hi	ID: 716887
Index	Art der Änderung	Datum	Name	Geprüft:			TN: KC002–923/204–501

EPCOS GmbH
36110 Schlitz

Funk–Entstör–kondensator

Code:
Z–Nr.: E 19233 Tz 10
Typ: BV 2923/204–501

Digital Storage Oscilloscopes

▸ TDS1000B Series • TDS2000B Series

TDS1000B and TDS2000B Series Oscilloscopes

Instantly Productive. Incredibly Easy.
The TDS1000B and TDS2000B Series digital storage oscilloscopes deliver an unbeatable combination of performance and ease-of-use at a price you can afford.

Affordable Digital Precision
With up to 200 MHz bandwidth and 2 GS/s maximum sample rate, no other color digital storage oscilloscope offers as much bandwidth and sample rate for the price. The TDS1000B and TDS2000B Series oscilloscopes provide accurate real-time acquisition up to their full bandwidth, the same record length at all time base settings, advanced triggers to isolate signals of interest, and 11 standard automatic measurements on all models. Their Fast Fourier Transform (FFT) and waveform add, subtract, and multiply math functions allow you to analyze, characterize and troubleshoot circuits.

Quick and Easy Waveform Capture
The simple user interface with classic analog-style controls makes these instruments easy to use, reducing learning time and increasing efficiency. Innovative features such as the Autoset Menu, Probe Check Wizard, Context-Sensitive Help Menu and color LCD display (TDS2000B Series) optimize instrument setup and operation.

Flexible Data Transfer
With USB host and device ports which enable removable data storage, seamless PC connectivity, and direct printing, no other color or monochrome digital storage oscilloscope offers as much flexibility and ease of data transfer for the price.

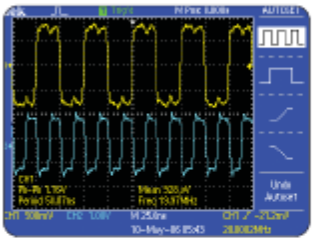
▸ Features & Benefits

- 40 MHz, 60 MHz, 100 MHz and 200 MHz Bandwidths
- Sample Rates up to 2 GS/s Real Time
- 2 or 4 Channels
- Color or Monochrome LCD Display
- Removable Data Storage via Front Panel USB Port
- Seamless PC Connectivity via USB Device Port, with OpenChoice® and NI SignalExpress® PC Software
- Advanced Triggers Including Pulse Width Trigger and Line-selectable Video Trigger
- FFT Standard on All Models
- 11 Automatic Measurements
- Multiple Language User Interface and Context-sensitive Help
- Direct Print to all PictBridge® Compatible Printers via USB Device Port
- Lifetime Warranty[1]

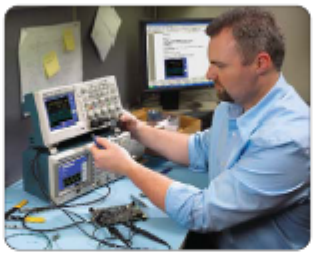
▸ Applications

- Design and Debug
- Education and Training
- Manufacturing Test and Quality Control
- Service and Repair

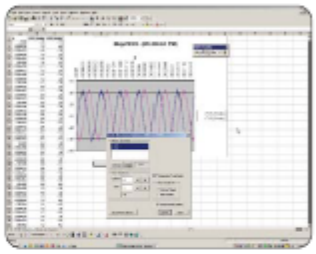
[1] Limitations apply. For terms and conditions, visit www.tektronix.com/lifetimewarranty.



▶ Quickly and easily capture waveforms.



▶ Conveniently use your USB flash drive to store screen shots and waveform data.



▶ Easily capture, save and analyze measurement results with OpenChoice® PC Communications Software.

Simple Documentation and Analysis
Easily capture, save and analyze measurement results with OpenChoice® PC Communications Software. Simply pull screen images and waveform data into the stand-alone desktop application or directly into Microsoft Word and Excel. To complement OpenChoice, National Instruments SignalExpress Tektronix Edition Software provides you with extended capabilities, including advanced analysis, remote oscilloscope control and live waveform analysis. Alternatively, if you prefer not to use the PC, you can simply print your image directly to any PictBridge compatible printer via the USB device port.

Performance You Can Count On
Depend on Tektronix to provide you with performance you can count on. In addition to industry leading service and support, every TDS1000B and TDS2000B Series oscilloscope comes backed with a Lifetime Warranty[*1] as standard.

[*1] Limitations apply. For terms and conditions, visit www.tektronix.com/lifetimewarranty

▸ Characteristics

▸ TDS1000B and TDS2000B Series Digital Storage Oscilloscopes

	TDS1001B	TDS1002B	TDS1012B	TDS2002B	TDS2004B	TDS2012B	TDS2014B	TDS2022B	TDS2024B
Display (1/4 VGA LCD)	Mono	Mono	Mono	Color	Color	Color	Color	Color	Color
Bandwidth[*2]	40 MHz	60 MHz	100 MHz	60 MHz	60 MHz	100 MHz	100 MHz	200 MHz	200 MHz
Channels	2	2	2	2	4	2	4	2	4
External Trigger Input	Included on all models								
Sample Rate on each channel	500 MS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	2.0 GS/s	2.0 GS/s
Record Length	2.5 K points at all time-bases on all models								
Vertical Resolution	8-Bits								
Vertical Sensitivity	2 mV to 5 V/div on all models with calibrated fine adjustment								

[*2] Bandwidth is 20 MHz at 2 mV/div, all models.

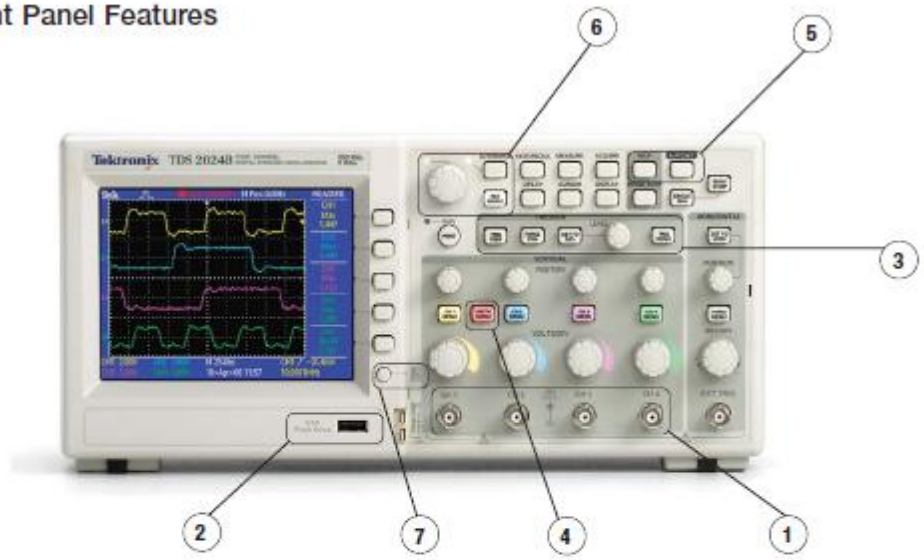
▸ TDS1000B and TDS2000B Series Digital Storage Oscilloscopes (continued)

	TDS1001B	TDS1002B	TDS1012B	TDS2002B	TDS2004B	TDS2012B	TDS2014B	TDS2022B	TDS2024B
DC Vertical Accuracy	+3% on all models								
Vertical Zoom	Vertically expand or compress a live or stopped waveform								
Maximum Input Voltage	$300V_{RMS}$ CAT II; derated at 20 dB/decade above 100 kHz to $13V_{pk-pk}$ AC at 3 MHz								
Position Range	2 mV to 200 mV/div +2 V; >200 mV to 5 V/div +50 V								
Bandwidth Limit	20 MHz for all models								
Input Coupling	AC, DC, GND on all models								
Input Impedance	1 MΩ in parallel with 20pF								
Time Base Range	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	5 ns to 50 sec/div	2.5 ns to 50 sec/div	2.5 ns to 50 sec/div
Time Base Accuracy	50 ppm								
Horizontal Zoom	Horizontally expand or compress a live or stopped waveform								
I/O Interfaces									
USB Ports	Included on all models: 2 USB 2.0 Ports USB host port on front panel supports USB flash drives USB device port on back of instrument supports connection to PC and all PictBridge compatible printers								
GPIB	Optional								
Non-volatile Storage									
Reference Waveform Display	(2) 2.5 K point reference waveforms								
Waveform Storage w/o USB Flash Drive	(2) 2.5 K point	(2) 2.5 K point	(2) 2.5 K point	(2) 2.5 K point	(4) 2.5 K point	(2) 2.5 K point	(4) 2.5 K point	(2) 2.5 K point	(4) 2.5 K point
Waveform Storage with USB Flash Drive	96 or more reference waveforms per 8 MB								
Setups w/o USB Flash Drive	10 front panel setups								
Setups with USB Flash Drive	4000 or more front panel setups per 8 MB								
Screen Images with USB Flash Drive	128 or more screen images per 8 MB (the number of images depends on file format selected)								
Save All with USB Flash Drive	12 or more Save All operations per 8 MB A single Save All operation creates 3 to 9 files (setup, image, plus one file for each displayed waveform)								

Digital Storage Oscilloscopes

▸ TDS1000B Series • TDS2000B Series

▸ Front Panel Features



1 **Digital Real-Time Technology** – Quickly debug and characterize a wide range of signal types on four channels simultaneously with Tektronix' unique digital real-time (DRT) sampling technology. This acquisition technology allows you to capture high-frequency, non-repetitive information, such as glitches and edge anomalies, that eludes other oscilloscopes in its class.

2 **USB Host Port** – Conveniently use your USB flash drive to store your personal oscilloscope setups, screen shots, and waveform data for later use. Also use the USB host port to easily update your instrument firmware.

3 **Advanced Triggers** – Quickly capture your event of interest with advanced triggers including pulse width and line selectable video triggers.

4 **Easy and Precise On-board Analysis** – Fast Fourier Transform (FFT) and waveform add, subtract and multiply math functions come standard on all models. FFT function displays frequency domain spectrums for fast harmonic distortion analysis or other frequency based analysis.

5 **Simple Setup and Operation** – Simplify setup with smart Autoset function which identifies the type of waveform, adjusts controls to produce a usable display of the input signal, and allows you to select how the waveform should be presented (for example, single versus multiple cycles).

Built-in context-sensitive help further eases the operation by providing indexed and linked topics that allow you to selectively learn about the operation of various oscilloscope features and functions. Help is provided in the same languages as the user interface.

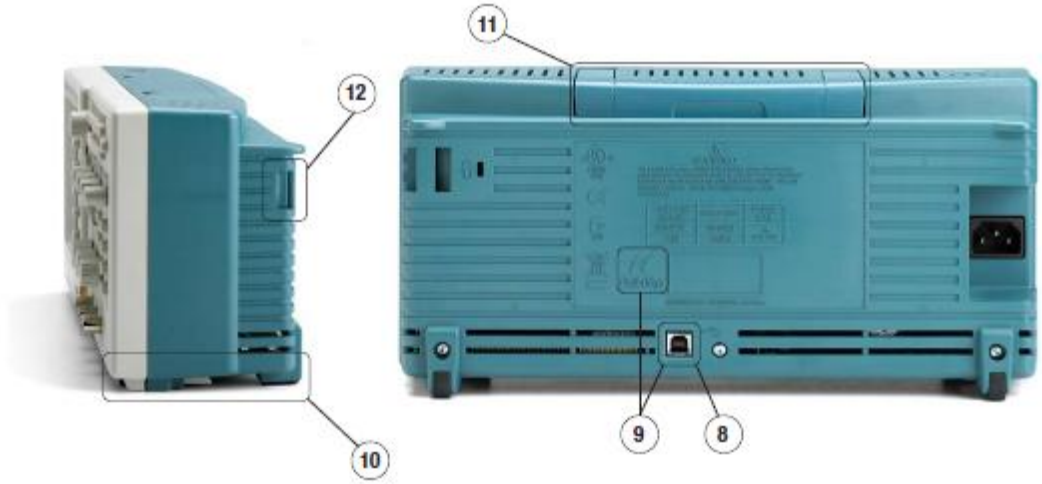
6 **Simple User Interface** – The most frequently used functions are brought forth to the panel for direct accessibility (for example, single sequence button, print button and default setup button).

Dedicated reference button allows you to quickly recall your "golden" waveform for quick comparisons.

Autorange function automatically scales each waveform as you move your probe from test point to test point.

7 **Probe Check Wizard** – Quickly verify that your probe is calibrated and operating properly.

▸ Side and Rear Panel Features



(8) **USB Device Port Combined with OpenChoice® and NI SignalExpress® TE for Seamless PC Connectivity** – Easily communicate with other instruments, peripherals or systems via USB or GPIB (optional). The USB device port allows you full programmable control for automated measurements and remote display and archiving.

For seamless integration to your PC without programming, OpenChoice PC communications software and NI SignalExpress TE interactive measurement software enable transferring of waveform data, screen images and front panel setups between the oscilloscope and the PC. Both allow you to transfer your data into a stand-alone desktop application, Microsoft Word or Microsoft Excel. NI SignalExpress TE software provides extended capabilities, including advanced analysis, remote oscilloscope control and live waveform analysis.

(9) **USB Device Port Combined with PictBridge® for Direct Print** – Directly print your screen image to any PictBridge compatible printer via the USB device port. Each image can be stamped with date, time and instrument model and serial number (if supported by printer).

(10) **Compact 124.2 mm (4.8 in) Depth** – Free up valuable space on your bench or desktop.

(11) **Integrated Handle** – Easily carry your ultra-lightweight (2.0 kg [4.4 lb]) portable instrument into the field or to another room on a different floor of your building.

(12) **Integrated Security Loop and Kensington Lock** – If necessary, secure your oscilloscope in place. Security slots connect to Kensington lock or allow cable to pass through.

Acquisition Modes

Peak Detect –
High frequency and random glitch capture. Captures glitches as narrow as 12 ns (typical) using acquisition hardware at all time base settings from 5 µs/div to 50 s/div.
Sample – Sample data only.
Average –
Waveform averaged, selectable: 4, 16, 64, 128.
Single Sequence –
Use the Single Sequence button to capture a single triggered acquisition sequence at a time.
Roll Mode –
At acquisition time base settings of >100 ms/div.

Trigger System

Trigger Modes – Auto, Normal, Single Sequence.

Trigger Types

Edge (Rising/Falling) –
Conventional level-driven trigger. Positive or negative slope on any channel. Coupling selections: AC, DC, Noise Reject, HF Reject, LF Reject.
Video –
Trigger on all lines or individual lines, odd/even or all fields from composite video, or broadcast standards (NTSC, PAL, SECAM).
Pulse Width (or Glitch) –
Trigger on a pulse width less than, greater than, equal to, or not equal to, a selectable time limit ranging from 33 ns to 10 s.

Trigger Source

2-channel Models – CH1, CH2, Ext, Ext/5, AC Line.
4-channel Models –
CH1, CH2, CH3, CH4, Ext, Ext/5, AC Line.

Trigger View

Displays trigger signal while trigger view button is depressed.

Trigger Signal Frequency Readout

Provides a frequency readout of the trigger source.

Cursors

Types – Amplitude, Time.
Measurements – [Δ]T, 1[Δ]T (frequency), [Δ]V.

▸ Autoset Menu

Single-button, automatic setup of all channels for vertical, horizontal and trigger systems, with undo Autoset.

Signal Type	Autoset Menu Choices
Square Wave	Single-cycle, Multi-cycle, Rising or Falling Edge
Sine Wave	Single-cycle, Multi-cycle, FFT Spectrum
Video (NTSC, PAL, SECAM)	Field: All, Odd or Even Line: All or Selectable Line Number

Automatic Waveform Measurements

Period, Frequency, +Width, –Width, Rise Time, Fall Time, Max, Min, Peak-to-Peak, Mean, Cycle RMS.

Waveform Math

Operators – Add, Subtract, Multiply, FFT.
FFT –
Windows, Hanning, Flat Top, Rectangular, 2048 sample points.
Sources –
2-channel Models: CH1 to CH2, CH2 to CH1, CH1+CH2, CH1xCH2.
4-channel Models: CH1 to CH2, CH2 to CH1, CH3 to CH4, CH4 to CH3, CH1+CH2, CH3+CH4, CH1xCH2, CH3xCH4.

Autorange

Automatically adjust vertical and/or horizontal oscilloscope settings when probe is moved from point to point, or when the signal exhibits large changes.

Display Characteristics

Display –
Color models: ¼ VGA passive color LCD with color on black background with adjustable multi-level contrast.
Monochrome models: ¼ VGA backlit passive LDC with adjustable multi-level contrast and inverse video selectable from front panel.
Interpolation – Sin(x)/x.
Display Types – Dots, vectors.
Persistence – Off, 1 s, 2 s, 5 s, Infinite.
Format – YT and XY.

Environmental and Safety

Temperature –
Operating: 0 °C to +50 °C.
Non-operating: –40 °C to +71 °C.
Humidity –
Operating and Non-operating: Up to 80% RH at or below +40 °C. Operating and Non-operating: Up to 45% RH up to +50 °C.
Altitude –
Operating and Non-operating: Up to 3,000 m.
Electromagnetic Compatibility –
Meets Directive 89/336/EEC, amended by 93/68/EEC, meets or exceed EN55011 Class A Radiated and Conducted Emissions; FCC 47 CFR, Part 15, Subpart B, Class A; Australian EMC Framework, demonstrated per Emission Standard AS/NZS 2064; Russian GOST EMC regulations.
Safety –
UL610100-1:2003, CSA22.2 No. 61010-1:2003, EN61010-1:2001, IEC61010-1:2001.

Physical Characteristics

Instrument Dimensions	mm	in.
Width	326.3	12.85
Height	158.0	6.22
Depth	124.2	4.89
Weight	**kg**	**lbs.**
Instrument only	2.0	4.4
With accessories	2.2	4.9

Instrument Shipping Package Dimensions	mm	in.
Width	476.2	18.75
Height	266.7	10.5
Depth	228.6	9

RM2000B Rackmount	mm	in.
Width	482.6	19
Height	177.8	7
Depth	108	4.25

▸ Ordering Information

TDS1001B: 40 MHz, 2 Ch, 500 MS/s, Monochrome DSO.

TDS1002B: 60 MHz, 2 Ch, 1 GS/s, Monochrome DSO.

TDS1012B: 100 MHz, 2 Ch, 1 GS/s, Monochrome DSO.

TDS2002B: 60 MHz, 2 Ch, 1 GS/s, Color DSO.

TDS2004B: 60 MHz, 4 Ch, 1 GS/s, Color DSO.

TDS2012B: 100 MHz, 2 Ch, 1 GS/s, Color DSO.

TDS2014B: 100 MHz, 4 Ch, 1 GS/s, Color DSO.

TDS2022B: 200 MHz, 2 Ch, 2 GS/s, Color DSO.

TDS2024B: 200 MHz, 4 Ch, 2 GS/s, Color DSO.

Standard Accessories

P2220 – 200 MHz 10x to 1x Switchable Passive Probes (one per channel).

Power Cord – Please specify plug option.

NIM/NIST – Traceable Certificate of Calibration.

Documentation – User Manual (Please specify preferred language option).

OpenChoice® PC Communications Software – Enables fast and easy communication between a Windows PC and the TDS1000B and TDS2000B Series via USB. Transfer and save settings, waveforms, measurements and screen images.

National Instruments SignalExpress Tektronix Edition Interactive Measurement Software – Base Version – A fully interactive measurement software environment optimized for the TDS1000B and TDS2000B Series. Enables you to instantly acquire, generate, analyze, compare, import and save measurement data and signals using intuitive drag-and-drop user interface that does not require any programming. Standard TDS1000B and TDS2000B Series support for acquiring, controlling, viewing and exporting your live signal. A 30-day trial period of the Professional Version provides additional signal processing, advance analysis, mixed signal, sweeping, limit testing and user-defined step capabilities. Order SIGEXPTE for permanent Professional Version capability.

Limited Lifetime Warranty[1] – Covering labor and parts for defects in materials and workmanship for a minimum of 10 years, excluding probes and accessories.[2]

[1] Lifetime is defined as five years after Tektronix discontinues manufacturing the product, but the warranty length shall be at least ten years from date of original purchase. Lifetime warranty is non-transferable, proof of original purchase is required. Limitations apply. For terms and conditions visit www.tektronix.com/lifetimewarranty.

[2] Probes and accessories are not covered by the oscilloscope warranty and Service Offerings. Refer to the datasheet of each probe and accessory model for its unique warranty and calibration terms.

International Power Plugs

Opt. A0 – North America power.

Opt. A1 – Universal Euro power.

Opt. A2 – United Kingdom power.

Opt. A3 – Australia power.

Opt. A5 – Switzerland power.

Opt. A6 – Japan power.

Opt. A10 – China power.

Opt. A11 – India power.

Opt. A99 – No power cord or AC adapter.

User Manual Options

Opt. L0 – English manual.

Opt. L1 – French manual.

Opt. L2 – Italian manual.

Opt. L3 – German manual.

Opt. L4 – Spanish manual.

Opt. L5 – Japanese manual.

Opt. L6 – Portuguese manual.

Opt. L7 – Simplified Chinese manual.

Opt. L8 – Standard Chinese manual.

Opt. L9 – Korean manual.

Opt. L10 – Russian manual.

Translated front panel overlays included with their respective user manuals.

Recommended Accessories

TEK-USB-488 – GPIB-to-USB converter.

SIGEXPTE – National Instruments SignalExpress Tektronix Edition Interactive Measurement Software – Professional Version.

AC2100 – Soft carrying case for instrument.

HCTEK4321 – Hard plastic carrying case for instrument (requires AC2100).

RM2000B – Rackmount kit.

071-1075-xx – Programmer Manual – English only.

071-1828-xx– Service Manual – English only.

TNGTDS01 – Operator Training Kit – Extensive instructions and step-by-step lab exercises provide education about the operation of TDS1000B and TDS2000B Series oscilloscopes. Kit includes self-paced CD-ROM based manual and signal source board.

174-4401-00 – USB host-to-device cable, 3 feet long.

Recommended Probes

P2220 – 10x to 1x Switchable Passive Probe (200 MHz when 10x is selected).

P6101B – 1X passive probe (15 MHz, 300 V_{RMS} CAT II rating).

P6015A – 1000X high-voltage passive probe (75 MHz).

P5100 – 100X high-voltage passive probe (75 MHz).

P5200 – High-voltage active differential probe (25 MHz).

P6021 – 15 A, 60 MHz AC current probe.

P6022 – 6 A, 120 MHz AC current probe.

A621 – 2000 A, 5 to 50 kHz AC current probe.

A622 – 100 A, 100 kHz AC/DC current probe.

TCP303/TCPA300 – 15 A, 15 MHz AC/DC current probe/amplifier.

TCP305/TCPA300 – 50 A, 50 MHz AC/DC current probe/amplifier.

TCP312/TCPA300 – 30 A, 100 MHz AC/DC current probe/amplifier.

TCP404XL/TCPA400 – 500 A, 2 MHz AC/DC current probe/amplifier.

Service Options[1,2]

Opt. C3 – Calibration Service 3 years.

Opt. C5 – Calibration Service 5 years.

Opt. D1 – Calibration Data Report.

Opt. D3 – Calibration Data Report 3 years (with Opt. C3).

Opt. D5 – Calibration Data Report 5 years (with Opt. C5).

Opt. CA1 – Provides a single calibration event or coverage for the designated calibration interval, whichever comes first.

Service Offerings (Available After Purchase)

TDSxxxxB-CA1 – Provides a single calibration event or coverage for the designated calibration interval, whichever comes first.

Digital Storage Oscilloscopes

▸ TDS1000B Series • TDS2000B Series

The Complete Measurement Solution

The AFG3000 Series arbitrary function generator pairs with the TDS2000B and TDS1000B Series digital storage oscilloscopes to deliver the two elements of a complete measurement solution – stimulus and acquisition. This instrument combines the capabilities of a function generator with the power of an arbitrary waveform generator, offering the performance needed to accurately verify, validate and characterize designs with ease and confidence at a price you can afford.

The Tektronix Customer Service Advantage

You can trust Tektronix to offer unequalled engineering expertise and a customer-centric approach to ensure the optimal performance of your Tektronix products and maximize the lifetime value of your Tektronix investment. With service from Tektronix you get:

- Access to the source of product knowledge; unsurpassed technical expertise
- Your challenges solved via front-line technical experts, design engineering reinforcement and online support tools
- Comprehensive and thorough support provided worldwide, including software and firmware updates, data reports and adjustments
- Efficiency and convenience; no hassle service from initial service call to turnaround and delivery
- Flexible repair and calibration service with access to the best on-call technical trouble shooting staff in the industry, with over 20 years of training per support engineer

- Customer-centric approach dedicated to serving your needs everyday with services designed to optimize your product performance, increase productivity and ROI by delivering a fixed cost of ownership and efficient management of service

Get checked by Tektronix.
Visit www.tektronix.com/serviceandsupport

Contact Tektronix:

ASEAN / Australasia (65) 6356 3000
Austria +41 52 675 3777
Balkan, Israel, South Africa and other ISE Countries +41 52 675 3777
Belgium 07 81 60166
Brazil & South America 55 (11) 3741-8360
Canada 1 (800) 661-5625
Central East Europe, Ukraine and the Baltics +41 52 675 3777
Central Europe & Greece +41 52 675 3777
Denmark +45 80 88 1401
Finland +41 52 675 3777
France +33 (0) 1 69 86 81 81
Germany +49 (221) 94 77 400
Hong Kong (852) 2585-6688
India (91) 80-22275577
Italy +39 (02) 25086 1
Japan 81 (3) 6714-3010
Luxembourg +44 (0) 1344 392400
Mexico, Central America & Caribbean 52 (55) 5424700
Middle East, Asia and North Africa +41 52 675 3777
The Netherlands 090 02 021797
Norway 800 16098
People's Republic of China 86 (10) 6235 1230
Poland +41 52 675 3777
Portugal 80 08 12370
Republic of Korea 82 (2) 528-5299
Russia & CIS +7 (495) 7484900
South Africa +27 11 254 8360
Spain (+34) 901 988 054
Sweden 020 08 80371
Switzerland +41 52 675 3777
Taiwan 886 (2) 2722-9622
United Kingdom & Eire +44 (0) 1344 392400
USA 1 (800) 426-2200
For other areas contact Tektronix, Inc. at: 1 (503) 627-7111
Updated 12 May 2006

Our most up-to-date product information is available at:
www.tektronix.com

Product(s) are manufactured in ISO registered facilities.

Product(s) complies with IEEE Standard 488.1-1987, RS-232-C, and with Tektronix Standard Codes and Formats.

Copyright © 2006, Tektronix. All rights reserved. Tektronix products are covered by U.S. and foreign patents, issued and pending. Information in this publication supersedes that in all previously published material. Specification and price change privileges reserved. TEKTRONIX and TEK are registered trademarks of Tektronix, Inc. All other trade names referenced are the service marks, trademarks or registered trademarks of their respective companies.

6/06 HB/WOW 3GW-15558-0

Tektronix
Enabling Innovation

NI LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition version 2.5.1

Release Notes V2.5.1

NI LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition version 2.5.1 is fully interactive measurement acquisition, analysis, and documentation software. You can use LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition to connect Tektronix instruments to a PC. With built-in USB plug-and-play capabilities in Windows XP and Vista, LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition automatically detects when you connect a supported Tektronix instrument to the PC. With this functionality, you can immediately control the instrument and acquire data from the instrument.

The Limited Edition (LE) version of LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition is available free-of-charge. In addition, you can try out the additional functionality of the full, Professional version for 30-days. After the 30-day trial period, you may order your own copy of LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition Professional version through a Tektronix Authorized Distributor.

Using NI LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition LE, you can take advantage of the following:
• Ability to configure and connect Tektronix instruments with the industry's first, true USB plug-and-play connectivity solution.
• An intuitive drag-and-drop user interface that does not require any programming.
• Capability to capture, transfer, and save measurement settings, waveforms, and screen images.
• Measurement trending.
• Support for hundreds of common benchtop instruments.
• Connect and control multiple instruments from within one software environment.

The Professional version adds the following capabilities:
• Limit testing.
• Data logging.
• Advanced analysis and documentation capabilities.

NI LabVIEW SignalExpress Tektronix Edition also comes with built-in support for the following:
• Tektronix MSO4000, DPO4000, DPO3000, MSO2000, DPO2000, TDS3000, TDS2000B, and TDS1000B series oscilloscopes
• Tektronix AFG3000 series arbitrary/function generator NOTE: If using the AFG3011 an update of the IVI driver to v3.1 is required.