



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
SISTEMA DE POSTGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

TEMA:

**Generación de ruido impulsivo para líneas de energía
eléctrica “in door”**

AUTOR:

Robert Joshua Grijalva Arias

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de
Magister en Telecomunicaciones**

TUTOR:

MSc. Manuel Romero Paz

Guayaquil, 16 de agosto del 2019



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
SISTEMA DE POSTGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo de titulación, fue realizado en su totalidad por **Robert Joshua Grijalva Arias**, como requerimiento para la obtención del Título de **Magister en Telecomunicaciones**.

TUTOR

f. _____

MSc. Romero Paz, Manuel

DIRECTOR DE MAESTRÍA

f. _____

MSc. Romero Paz, Manuel

Guayaquil, 16 de agosto del 2019



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
SISTEMA DE POSTGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Robert Joshua Grijalva Arias**

DECLARO QUE:

El Trabajo de Titulación, **Generación de ruido impulsivo para líneas de energía eléctrica “in door”**, previo a la obtención del Título de **Magister en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 16 de agosto del 2019

EL AUTOR

f. _____

Robert Joshua Grijalva Arias



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
SISTEMA DE POSTGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **Robert Joshua Grijalva Arias**

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación** en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación, **Generación de ruido impulsivo para líneas de energía eléctrica “in door”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 16 de agosto del 2019

EL AUTOR:

f. _____

Robert Joshua Grijalva Arias



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

MSc. Manuel Romero Paz
TUTOR

f. _____

MSc. Manuel Romero Paz
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. _____

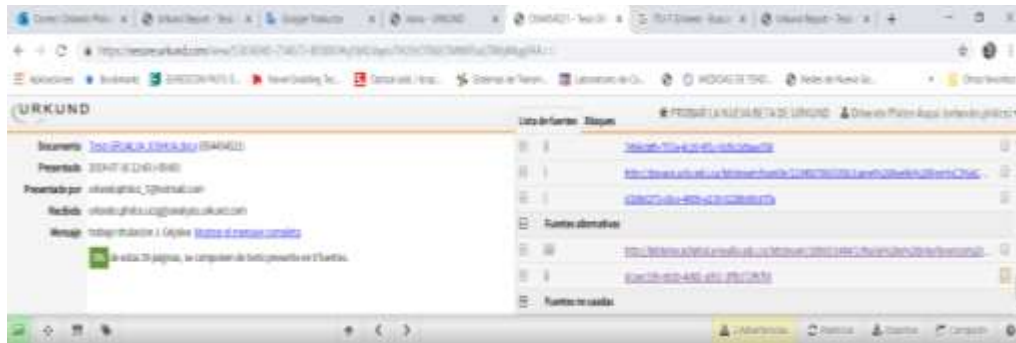
MSc. Luis Córdova Rivadeneira
REVISOR

f. _____

MSc. Orlando Philco Asqui
REVISOR

Guayaquil, 16 de agosto del 2019

REPORTE URKUND



DEDICATORIA

A mi amada madre que motivó en mí el deseo de inscribirme en esta maestría y a mi querido hijo Ezequiel que es el motor de lucha diaria en mi vida.

AGRADECIMIENTOS

A Dios Todopoderoso, que me permitió completar este proyecto tan anhelado, a mis padres por su amor, sacrificios e incondicional apoyo, a mis queridos tutores Ing. Manuel Romero y Dr. Fernando Valdés por compartir conmigo sus valiosos conocimientos, experiencia y paciencia en este lindo proyecto, a mis profesores, compañeros de aula y a todos los que aportaron con su ayuda en este proyecto.

RESUMEN

El ruido impulsivo es una de las interferencias más dañinas a las comunicaciones por líneas de energía eléctrica en el interior de edificaciones. Se han reportado en la literatura especializada en el tema, algunos modelos matemáticos de este tipo de ruido, basados en el comportamiento estadístico del ruido. En este trabajo de tesis se estudian varios de estos modelos y se profundiza en uno de ellos, implementando sobre esa base, un generador de ruido impulsivo a escala de simulación. Este generador que se ha implementado utilizando la plataforma de programación Matlab, el cual se describe en la tesis. Se presenta un análisis detallado de cada uno de los elementos que lo componen, tanto desde el punto de vista del modelo matemático como de su implementación. Finalmente se muestran algunos resultados obtenidos con el mismo, que incluyen una comparación con el ruido impulsivo medido en una institución hospitalaria durante la conexión y desconexión de equipos médicos. En la Introducción se plantea el diseño de la investigación, el problema científico, la hipótesis, los objetivos del trabajo, tareas y resultados esperados. En el capítulo 1 se esclarece el problema científico, para ello se realiza un análisis bibliográfico sobre las comunicaciones PLC. En el capítulo 2 se presentan los modelos reportados en la bibliografía para generar ruido impulsivo en PLC y se detalla el propuesto por Chaouche en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011). En el capítulo 3 se desarrolla la implementación en Matlab del modelo de Chaouche, y se presentan los resultados, En las Conclusiones y Recomendaciones se exponen las conclusiones de la investigación realizada, y los aspectos no resueltos en los que el autor recomienda seguir investigando.

Palabras clave: PLC, Redes eléctricas, Modulación en PLC, Ruido impulsivo, Modelado del ruido, Generación de ruido impulsivo.

ABSTRACT

Impulsive noise is one of the most harmful interference to communications by electric power lines inside buildings. Some mathematical models of this type of noise, based on the statistical behavior of noise, have been reported in the literature specialized in the subject. In this thesis work, several of these models are studied and one of them is deepened, implementing on that basis, an impulsive noise generator at a simulation scale. This generator has been implemented using the Matlab programming platform, which is described in the thesis. A detailed analysis of each of the elements that compose it is presented, both from the point of view of the mathematical model and its implementation. Finally some results obtained with it are shown, which include a comparison with impulsive noise measured in a hospital institution during the connection and disconnection of medical equipment. In the Introduction the design of the research, the scientific problem, the hypothesis, the objectives of the work, tasks and expected results are presented. In chapter 1, the scientific problem is clarified, for which a bibliographic analysis on PLC communications is carried out. Chapter 2 presents the models reported in the literature to generate impulse noise in PLC and details the one proposed by Chaouche in (Chaouche, Gauthier, Zeddou, Tlich, & Machmoum, 2011). In Chapter 3, the Matlab implementation of the Chaouche model is developed, and the results are presented. The Conclusions and Recommendations present the conclusions of the research carried out, and the unresolved aspects in which the author recommends further research.

Keywords: PLC, Electrical networks, Modulation in PLC, Impulsive noise, Noise modeling, Impulsive noise generation,

ÍNDICE	Pág.
INTRODUCCIÓN	2
1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS	9
1.1 Introducción.	9
1.2 Desarrollo histórico de las comunicaciones usando las líneas de energía eléctrica.	12
1.2.1 Transmisión de portadora por líneas de potencia.	13
1.2.2 Señalización por rizado de portadora.	13
1.3 Ruidos que afectan al canal PLC.	14
1.3.1 Ruido de fondo colbreado.	16
1.3.2 Ruido de banda estrecha.	17
1.3.3 Ruido impulsivo periódico sincrónico con la frecuencia de la red.	18
1.3.4 Ruido impulsivo periódico asincrónico con la frecuencia de la red.	18
1.3.5 Ruido impulsivo asincrónico.	18
1.4 Métodos de modulación en PLC.	18
1.5 Conclusiones del capítulo.	19
2. MODELADO MATEMÁTICO DEL RUIDO IMPULSIVO EN LOS SISTEMAS PLC.	20
2.1 Esquema general del modelado del ruido impulsivo.	20
2.2 Modelo de Bernoulli – Gauss de ruido impulsivo.	21
2.3 Modelo de Poisson-Gauss de ruido impulsivo.	22
2.4 Modelo de estados binarios de ruido impulsivo.	23

2.5 Modelo oculto de Markov de ruido impulsivo.	25
2.6 Modelo de ruido impulsivo propuesto por Chaouche.	27
2.6.1 Modelado de los sub-pulsos.	29
2.6.2 Modelado de la amplitud del pulso gaussiano.	30
2.6.3 Modelado de la duración del pulso gaussiano.	31
2.6.4 Modelado de la distorsión de fase de los pulsos gaussianos.	31
2.6.5 Modelado del tiempo de arribo entre sub-pulsos.	32
2.6.6 Modelado del tiempo de duración de los impulsos.	33
2.6.7 Modelado del tiempo entre impulsos.	33
2.7 Conclusiones del capítulo.	35
3. GENERACIÓN DE RUIDO IMPULSIVO UTILIZANDO MATLAB Y EVALUACIÓN DE RESULTADOS.	36
3.1 Cómo generar ruido con una determinada distribución de probabilidad.	36
3.2 Obtención de ruido impulsivo a partir del modelo de Chaouche.	38
3.2.1 Obtención del pulso gaussiano con desplazamiento de fase.	38
3.2.2 Obtención de la amplitud del pulso gaussiano.	40
3.2.3 Obtención del tiempo de arribo de los sub-pulsos.	42
3.2.4 Obtención del tiempo de duración de los impulsos de ruido.	45
3.2.5 Obtención del tiempo entre impulsos de ruido.	47
3.3 Programas desarrollados.	48
3.4 Resultados obtenidos.	52
3.5 Conclusiones del capítulo.	56

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	57
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	59
ANEXOS	67
A1. Parámetros estadísticos de los modelos de ruido.	67

INDICE DE TABLAS

Pág.

Tabla A1.1 Valores de los coeficientes para la descripción estadística de la amplitud del pulso gaussiano, para cada clase de ruido estudiada.	67
Tabla A1.2 Valores de los coeficientes para la descripción estadística del tiempo entre sub-pulsos de un impulso, para cada clase de ruido.	67
Tabla A1.3 Valores de los coeficientes para la descripción estadística del tiempo de duración de los impulsos, para cada clase de ruido.	67

INDICE DE FIGURAS	Pág.
Figura 1.1. Estructura simplificada de la red eléctrica	10
Figura 1.2 Tipos de ruido presentes en PLC	15
Figura 1.3. Densidad espectral de potencia del ruido de fondo en PLC.	17
Figura 2.1: Modelo de ruido impulsivo como la salida de un filtro excitado por una secuencia binaria modulada en amplitud.	21
Figura 2.2: Modelo de estado binario de un generador de ruido impulsivo.....	24
Figura 2.3: Modelo de 3 estados de ruido impulsivo y las oscilaciones decadentes que a menudo siguen los impulsos.	25
Figura 2.4 Ruido impulsivo generado por un HMM de dos estados.	26
Fuente: (Vasegui, 2008).	26
Figura 2.5 Esquema para la medición del ruido producido por un equipo en particular. (Fuente: (Chaouche, Gauthier, Zeddani, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011))	27
Figura 2.6. Señal de ruido impulsivo y sus parámetros fundamentales.	28
Figura 2.7. Proceso de obtención de un sub-pulso.	29
Figura 2.8. Respuesta de amplitud y fase del sistema para desfazar el pulso gaussiano.	30
Figura 2.9 Sub-pulso obtenido a partir de un pulso gaussiano. En (1) Pulso Gaussiano, y (2) sub-pulso obtenido luego de un desplazamiento de fase arbitrario.	30
Figura 2.10. Función de densidad de probabilidades de la amplitud del pulso gaussiano para el ruido clase 1.	31
Figura 2.11. Función de densidad de probabilidades de la fase.	32

Figura 2.12. Función de densidad de probabilidades del tiempo entre sub-pulsos, para el ruido clase 1.....	32
Figura 2.13. Comportamiento del tiempo de duración de los impulsos de ruido. .	33
Figura 2.14. FDP acumulativa para tiempos entre impulsos entre 1 y 154 segundos.	34
Figura 2.15. FDP acumulativa para tiempos entre impulsos entre 155 y 26000 segundos.....	35
Figura 3.1. Si se evalúa la FDP inversa de x con números con distribución uniforme, se obtendrán números con la FDP F_X	37
Figura 3.2. Cómo hallar un valor de la FDP inversa si lo que se tiene es la FDP tabulada.	37
Figura 3.3. Transformación de la respuesta de fase en frecuencia continua (f) a frecuencia discreta (fd), para su representación en Matlab.	40
Figura 3.4 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.2, que representan amplitudes de los pulsos	42
Figura 3.5. Histograma de los números generados, que corresponden a amplitudes de los pulsos.	42
Figura 3.6 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.3, que representan el tiempo entre sub-pulsos.	44
Figura 3.7. Histograma de los números generados, que corresponden al tiempo entre sub-pulsos.	44
Figura 3.8 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.4, que representan el tiempo de duración de los impulsos.....	46
Figura 3.9. Histograma de los números generados, que corresponden a los tiempos de duración de los impulsos.	46

Figura 3.10 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.5, que representan el tiempo que hay entre los impulsos.....	48
Figura 3.11. Histograma de los números generados, que corresponden a los tiempos entre impulsos.	48
Figura 3.11. Diagrama de bloques del programa principal para generar la señal de ruido impulsivo.	50
Figura 3.12. Diagrama de bloques de la función <i>Genera_Pulso</i> , la cual genera un impulso de ruido.	51
Figura 3.13. Diagrama de bloques de la función <i>Genera_Subpulso</i> , la cual genera un sub-pulso de ruido.	52
Figura 3.13. Algunas de las formas de sub-pulsos obtenidos con el programa desarrollado.	53
Figura 3.14. Algunos de los impulsos de ruido producido por el generador implementado. Cada impulso está conformado por uno o varios sub-pulsos.....	54
Figura 3.15. Muestras de ruido impulsivo observado durante la conexión o desconexión de equipos médicos.	55

GLOSARIO

01. Acrónimos y Terminología.

- AC *Alternating Current.* (Corriente directa).
- BER *Bit Error Rate.* (Tasa de error binario).
- DC *Direct Current.* (Corriente directa o continua).
- EMI *Electromagnetic Interference.* (Interferencia electromagnética).
- fdp Función de densidad de probabilidades.
- FDP Función de Distribución de Probabilidades.
- FPA Filtro pasa altos.
- FPB Filtro pasa bajos.
- FPBD Filtro pasa banda
- PLC *Power Line Communications.* (Comunicaciones por líneas de potencia)
- SG *Smart Grid.*
- SNR *Signal-to-Noise Ratio.* (Relación señal a ruido).
- LISN *Line Impedance Stabilization Network.*

02. Operadores.

- \approx Aproximadamente igual a.
- $E[\cdot]$ Valor medio.
- $\text{Std}[\cdot]$ Desviación estándar.

03. Símbolos.

- μ Media o valor medio.
- f_d Frecuencia discreta (en ciclos/muestra, de 0 a 1).
- F_S Frecuencia de muestreo (en Hz).
- j unidad imaginaria.
- R Resistor.

- t Tiempo (en segundos).
- T_s Tiempo o período de muestreo (en segundos).
- ω Frecuencia angular (en rad/s).

INTRODUCCIÓN

Las redes de comunicación se clasifican, generalmente, en redes de transporte y de acceso. Estas últimas llevan información de los abonados finales a las centrales telefónicas y éstas se enlazan entre ellas por las redes de transporte, las cuales presentan desarrollos significativos, aunque estables y más lentos, con predominio de la fibra óptica como medio de transmisión (Azadeh, 2009).

Sin embargo, las redes de acceso han tenido un desarrollo impetuoso para satisfacer las exigencias de nuevos servicios, con altas tasas de transmisión y parámetros de desempeño adecuados. En la década de los años noventa, comenzó dicho desarrollo con tecnologías de transmisión capaces de dar respuesta a las demandas mencionadas (Infante & Babún, 2006), (Ribeiro, 2007). Se pueden clasificar por el medio de transmisión utilizado, en tecnologías inalámbricas y alámbricas o cableadas. Las primeras se caracterizan por su diversidad y emplean frecuencias de microondas en una gama muy amplia, como las redes Wi-Fi, WiMax y las de telefonía móvil de 3era. y 4ta. generación (LTE). Actualmente se estudia la telefonía móvil 5G, que superará las velocidades y prestaciones de las anteriores (Gammel, Pehlke, Brunel, Kovacic, & Walsh, 2017).

Entre las tecnologías alámbricas o cableadas se encuentran: las líneas de abonados digitales o xDSL basadas, fundamentalmente, en el empleo de los pares de cobre de la red telefónica local, los sistemas de fibras ópticas de los tipos genéricos FTTx, los enlaces mixtos fibra óptica-cable coaxial de los sistemas de TV por cable (CATV) y los enlaces de banda estrecha y ancha basados en el empleo de las líneas y redes de distribución de energía eléctrica o PLC (*Power Line Communications*) (Infante & Babún, 2006). Esta última tecnología es el objeto de investigación de este trabajo. Las comunicaciones por líneas de energía eléctrica presentan ventajas y desventajas relativas, que precisan de investigaciones rigurosas, aspecto que se refleja en el gran número de publicaciones al respecto (Ferreira, Lampe, Newbury, & Swart, 2010), (Romero & Cucalón, 2013), (Hrasnica, Haidine, & Lehnert, 2004.), (Mizugai & Oya, 2005).

La principal ventaja de PLC es su ubicuidad, es la red más extendida a nivel global (más que las redes de comunicaciones) y es una infraestructura existente y, por tanto, no necesita de nuevas inversiones para la transmisión de información. Este

es un aspecto muy importante pues los costos asociados a la instalación y mantenimiento de las redes de acceso de las comunicaciones son muy altos, pudiendo representar hasta más del 50% de la inversión total.

La principal desventaja de PLC es que su infraestructura no fue concebida para la transmisión digital a velocidades altas, con condiciones de distorsión, ruido e interferencias extremadamente severas (Lin, Nassar, & Evans, 2013), (Hosseinpour, Hosny, & Lota, 2015), (Kale & Kumar, 2015), (Aiyelabowo, Chee, & Nor, 2014).

Los modelos matemáticos y herramientas de simulación, usadas tradicionalmente en la caracterización de la transmisión de señales por otros medios pierden parcial o totalmente su validez. Las líneas de transmisión eléctricas presentan características de atenuación y fase variables con el tiempo, es decir pierden las características normalmente consideradas como pertenecientes a los sistemas invariables en el tiempo (LTI). Los modelos que se obtienen dependen de las locaciones, las topologías de red, las condiciones de terminación (cargas) y efectos de multitrayectoria (Chaouche, Gauthier, Zeddou, Tlich, & Machmoum, 2011).

Están presentes diferentes tipos de ruido, entre ellos el ruido de fondo clásico, el ruido de banda estrecha y el ruido impulsivo en diversas variantes. Estos últimos son los que más afectan la transmisión y, en consecuencia, han recibido más atención. En estos sistemas las perturbaciones que producen las cargas contribuyen sensiblemente a la degradación de la calidad (Guillet, Lamarque, Ravier, & Leger, 2009).

Para la transmisión a velocidades altas con PLC, esto es por banda ancha, en presencia de las circunstancias anteriores, ha sido posible gracias al desarrollo alcanzado en los últimos años en los métodos de modulación, la codificación protegida contra errores, el procesamiento digital de señales y la posibilidad de su implementación práctica con la utilización de circuitos electrónicos de elevado desempeño y muy alta escala de integración (VLSI).

Tales desarrollos permiten la implementación de PLC para servicios de banda ancha, pudiendo emplearse como tecnología de acceso (en interiores o “*indoor*”) o para implementar redes de área local (en exteriores o “*outdoor*”), tales servicios son basados en IP: VoIP, Internet de alta velocidad, Video bajo Demanda (VoD),

servicios para pequeñas y medianas empresas (Pymes), redes LAN en interiores, Redes Privadas Virtuales (VPN), SMS, teleconferencias, televigilancia, entre otros. Además de aquellos servicios de gestión propios de las empresas eléctricas tradicionales tales como lectura y control de medidores eléctricos remotos (Romero & Cucalón, 2013).

Sin embargo, la penetración de PLC en el mercado de forma masiva, no ha estado en correspondencia con su potencialidad. Esta situación está cambiando actualmente a un ritmo acelerado, debido a la modernización de las redes energéticas, para convertirlas en redes inteligentes o “*smart grid*” (SG), mediante la introducción de una autopista (red) de la información dedicada a la gestión de la transmisión y distribución de la energía. Se trata de, con la ayuda de las TIC’s, desarrollar una red energética capaz de procesar la información para conseguir la participación de todos los agentes involucrados en este escenario: las centrales generadoras, las redes de distribución y el consumidor final; cuyo objetivo final es una operación más eficiente del sistema en el aspecto económico, pero también la confiabilidad y sostenibilidad de la producción y distribución de la energía eléctrica, así como la oferta de servicios complementarios a los usuarios (Santosh, Kahalekar, & Syed, 2013), (Ericsson, 2013), (Elyengui, Bouhouchi, & Ezzedine, 2013), (Gungor & al, 2013).

En este escenario tan complejo por su competitividad, por la probada calidad de los participantes en otras circunstancias, PLC tiene como ventaja que su soporte de transmisión son las líneas de distribución eléctrica y resulta competitiva económicamente con las soluciones inalámbricas. Otras ventajas de PLC son su amplia cobertura, flexibilidad y movilidad, facilidades de instalación y la estabilidad.

Sin embargo, las fuentes de ruido (particularmente el impulsivo) e interferencias provocadas por diversos factores, así como las atenuaciones y distorsiones, hacen que la proporción de errores (BER) pueda alcanzar valores altos. Cómo es un medio de transmisión compartido, la capacidad real de estos sistemas puede estar por debajo de los cálculos teóricos. Respecto a esto último, son escasas las investigaciones reportadas, lo cual representa una dificultad en la determinación real del desempeño de los sistemas PLC.

Otro problema ha sido la falta de estandarización, aunque ya es un asunto en vías de solución, particularmente por las normas emitidas por la UIT (ITU-T G.hn) y el IEEE 1901 Working Group para PLC de banda ancha (Galli, Scaglione, & Wang, 2011).

En PLC, por no tratarse el medio de transmisión de cables blindados ni trenzados (a diferencia de los cables telefónicos) ocurren problemas de interferencias electromagnéticas (EMI) y de seguridad.

Ante esta nueva oportunidad dada por SG, surge la posibilidad de emplear PLC en la transmisión de datos, en el caso de este trabajo se considerará PLC en interiores (in-door).

Es evidente que hay un balance entre las ventajas y desventajas del uso de PLC. Inclinar la balanza hacia su uso estará dado, en buena medida, por la solución a los dos problemas principales, desde el punto de vista de la transmisión de señales, que enfrenta PLC y que se pueden enmarcar en:

- **Medio de transmisión.** Caracterizado por una atenuación variable en tiempo y frecuencia y dependiente de las cargas, lo cual causa la imposibilidad de considerar modelos LTI. Dificultades muy serias en la elaboración de los modelos del medio por las razones anteriores y, la dependencia de las locaciones, y la topología de las redes. La estructura de la red varía de país en país y de región en región para las redes de Alta (HV), Media (MV) y Baja Tensión (LV).

En los trabajos desarrollados, no se han logrado modelos suficientemente generales y precisos para los canales, que permitan una valoración más exacta del desempeño de PLC, particularmente mediante la BER. Debe señalarse que muchos de estos trabajos se desarrollaron antes de que se avizorara su empleo en las SG y no tuvieron en cuenta las particularidades presentes en este caso (Kale & Kumar, 2015), (Yigit, Cagri, Tuna, Rangoussi, & Fadel, 2014), (Lesek, Ladislav, & Zdenek, 2015), (Papadopoulos, Chrysochos, & Papagiannis, 2013), (Yamagata, Hosoya, Tokuda, & Matsuo, 2009).

- **Ruido e interferencias.** Altos niveles de ruido de fondo no blanco (coloreado). Ruido de banda estrecha. Ruido impulsivo periódico

asincrónico con la frecuencia de la red (50 ó 60 Hz). Ruido impulsivo sincrónico con la frecuencia de la red. Ruido impulsivo asincrónico.

Aunque no estrictamente estacionarios, los tres primeros tipos varían sus características estadísticas de forma relativamente lenta (segundos, minutos, horas) por lo que se tratan normalmente como ruido de fondo estacionario o cuasi-estacionario. Desafortunadamente no ocurre lo mismo con los dos últimos (causados por fuentes de alimentación o por fenómenos transitorios provocados por las conmutaciones, que son dependientes del tiempo y dan lugar a procesos no estacionarios y ciclo estacionarios, con la correspondiente complejidad asociada a su modelación matemática (Proakis & Salehi, 2008). La modelación, teniendo en cuenta el tipo de modulación a emplear, cobra mucha importancia, particularmente con OFDM, pues es la candidata de más posibilidades (Andreadou & Pavlidou, 2010), con pocas investigaciones al respecto. Se reporta el empleo de técnicas MIMO con vistas, entre otros aspectos, al aumento de la capacidad del canal (Hu, Chen, & Yin, 2014).

Muy escasa es la literatura de la modelación y simulación teniendo en cuenta el empleo de la codificación protegida contra errores, el Algoritmo de Viterbi, el entrelazado y el intercalado de los datos protegidos (*interleaving*).

Por todo lo anterior, se considera que el **problema de la investigación** es que no se dispone de la implementación de modelos de ruido impulsivos en el canal PLC *in door*, reportados en la literatura, que permitan realizar simulaciones en computadora del comportamiento del canal PLC *in door* ante este tipo de ruido.

En correspondencia con el problema científico, el **objeto de estudio** es la tecnología PLC y su **campo de acción** es el empleo de las líneas de distribución de energía eléctrica en el interior de edificaciones, para implementar comunicaciones digitales a través de ellas.

Dado el problema científico ya mencionado, **la hipótesis** que se sustenta en esta tesis es que si se implementa algún modelo de ruido impulsivo de los reportados en la literatura, se podrá estudiar el comportamiento la comunicación sobre líneas eléctricas de potencia *in door* .

Los elementos anteriormente abordados permiten plantear el **objetivo general** de la investigación es desarrollar un software en Matlab que implemente el modelo de ruido impulsivo propuesto por Chaouche y colaboradores en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011), generando ruido impulsivo aperiódico de acuerdo a lo planteado en el modelo.

Del objetivo general, se derivan los siguientes **objetivos específicos**:

- Estudiar diferentes modelos de ruido impulsivo propuestos en la bibliografía, haciendo un análisis comparativo entre ellos.
- Analizar a fondo el modelo de ruido propuesto por Chaouche en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011).
- Implementar en Matlab un generador de ruido impulsivo que responda a los parámetros del modelo de Chaouche.
- Evaluar el modelo implementado a escala de simulación.

Para alcanzar los objetivos anteriormente planteados, se desarrollaron las siguientes **tareas de investigación**:

- Realizar revisión bibliográfica sobre el tema.
- Desarrollar un algoritmo para implementar el modelo de ruido impulsivo de Chaouche.
- Programar y poner a punto el algoritmo del modelo usando Matlab.
- Generar secuencias de ruido impulsivo con el programa desarrollado y comparar los resultados con el ruido impulsivo en PLC reportado en la bibliografía.
- Escritura del informe final de la tesis.

Los principales resultados obtenidos en esta tesis son:

- Un análisis pormenorizado de las características del ruido impulsivo que afecta las comunicaciones PLC.
- Un resumen de los modelos de ruido impulsivo propuestos en la literatura.

- Un programa generador de ruido impulsivo aperiódico, que puede ser usado para simular el ruido impulsivo en PLC para ser usado en simulaciones de comunicaciones PLC afectadas por este tipo de ruido.

El trabajo se ha estructurado en introducción, tres capítulos, conclusiones, recomendaciones, referencias bibliográficas y anexos.

En la Introducción se plantean el diseño de la investigación, estableciendo el problema científico que ha motivado la realización de este trabajo, la hipótesis, los objetivos de la tesis, tareas y resultados esperados.

En el capítulo 1 se esclarece el problema científico que da lugar a esta investigación. Para ello se realiza un análisis bibliográfico sobre las comunicaciones PLC.

En el capítulo 2 se presentan los modelos reportados en la bibliografía para generar ruido impulsivo en PLC y se detalla el propuesto por Chaouche en (Chaouche, Gauthier, Zeddani, Tich, & Machmoum, 2011).

En el capítulo 3 se expone el desarrollo de la implementación en Matlab del modelo de Chaouche, y se presentan los resultados,

En las Conclusiones y Recomendaciones se exponen las conclusiones de la investigación realizada, y los aspectos no resueltos en los que el autor recomienda seguir investigando.

1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

En este capítulo se revisan los aportes y tendencias en el modelado de los canales PLC, así como se muestran los modelos más significativos desarrollados hasta la fecha.

1.1 Introducción.

PLC es una tecnología emergente para aplicaciones multimedia, acceso a Internet de banda ancha y redes inteligentes (SG), lo cual es atractivo por la ubicuidad global de este medio de transmisión y un costo de implementación comparable al de los sistemas inalámbricos (Galli, Scaglione, & Wang, 2011), (Zhu, Zhu, Lim, & Huang, 2013), siendo entonces un competidor potencial en los servicios mencionados, pero no suficiente para acelerar su desarrollo a falta de un estándar de canal universalmente aplicable, entre otros aspectos. Y es que modelar un canal PLC es un gran reto, por la variedad de las redes de energía y los inconvenientes para su medición.

Al modelar el canal PLC, un desafío fundamental es lo dificultoso de las redes de energía, por sus características: la selectividad en frecuencia, las reflexiones y transmisiones debidas a desajustes de impedancia en discontinuidades, una fuerte atenuación y un comportamiento pasa-bajo que limita la extensión de la red y el ancho de banda disponible para comunicaciones. También varía en el tiempo por los cambios de topología, impedancias de carga y características de los cables.

Y es que el canal PLC no fue diseñado para altas tasas de transmisión de información, es un pésimo medio de propagación para las comunicaciones, por tanto, es difícil modelar este canal (Al-Mawali, 2011), lo cual es uno de los mayores retos técnicos (Biglieri, 2003), (Ferreira, Lampe, Newbury, & Swart, 2010), (Götz, Rapp, & Dostert, 2004), (Banwell & Galli, 2005). Se han hecho algunos intentos para obtener un modelo de canal PLC en (Zimmermann & Dostert, 2002), (Philipps, 1999), (Meng, y otros, 2002), (Hooijen, 1998).

Las líneas eléctricas como líneas de comunicación son muy ruidosas, presentan una estructura complicada con diversas ramificaciones, generando múltiples reflexiones

de la señal y degradando la calidad de la transmisión. En la figura 1.1 se ilustra esta situación.

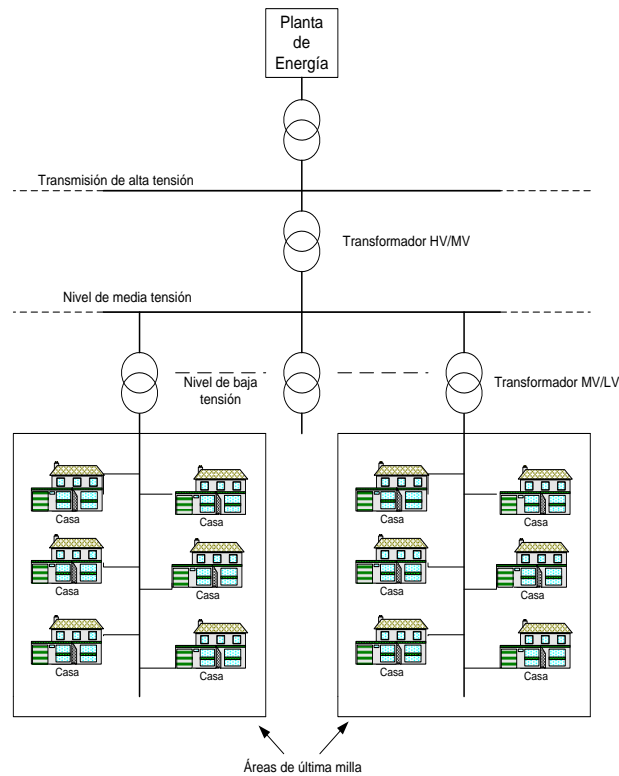


Figura 1.1. Estructura simplificada de la red eléctrica

PLC es perturbada por el ruido impulsivo complejo y el de fondo coloreado, requiriendo estudios amplios para caracterizar y modelar los canales. Otra dificultad para modelar canales PLC, es la variedad de la estructura de las redes de energía de cada país, por ejemplo en Estados Unidos es común la configuración de dos fases, mientras que en Europa lo es la trifásica (Zhu, Zhu, Lim, & Huang, 2013), (Ferreira, Lampe, Newbury, & Swart, 2010). Por otro lado, las diferentes aplicaciones PLC se enrutan a distintas capas de red y bandas de frecuencias.

La red eléctrica por lo general se divide en cuatro capas:

- a) La red de transmisión de alta tensión (*High Voltage, HV*),
- b) La red de distribución de media tensión (*Medium Voltage, MV*),
- c) La red de distribución de bajo voltaje (*Low Voltage, LV*) y
- d) La red interna de distribución de electricidad en edificios residenciales y comerciales.

En las dos últimas capas se han concentrado la mayoría de los estudios realizados y la infraestructura de medición automática (AMI) de la red inteligente que opera en esas dos capas, así lo recomiendan las normas PRIME, G3-PLC, ITU-T G.hnem e IEEE 1901.2. En esta infraestructura el medidor inteligente captura la información de consumo de electricidad de los clientes mediante redes eléctricas internas y la envía a la central de la empresa por redes eléctricas externas. El CENELEC recomienda las bandas de 3-500 kHz para las frecuencias de operación de las aplicaciones de SG, aunque la mayoría de los modelos de canal existentes se orientan a aplicaciones PLC de banda ancha (1-100 MHz), en definitiva es difícil desarrollar un modelo generalmente aplicable y no hay modelos específicos para SG aún y la pregunta es si lo puede haber con tanta diversidad.

Otro punto complicado al modelar canales PLC es su medición, por el peligro de la alta tensión, es fundamental el aislamiento crítico del voltaje de red, para protección y para extraer la señal. Así, es un reto tomar mediciones de la red de distribución en exteriores por el acceso a ella y por seguridad, por eso la mayoría de estudios de modelado del canal PLC corresponden a mediciones en interiores (Veronesi, y otros, 2011), (Cañete, J.Cortés, Díez, & J.Entrambasaguas, 2011), (Tonello, A. & Versolatto, F., 2011), (Galli, S. & Banwell, T., 2006), (Tonello, Versolatto, Bejar, & Zazo, 2012), (Tomasoni, Riva, & Bellini, 2012), (Hashmat, Pagani, Zeddani, & Chonave, 2011), (Tonello A., 2011). Mundialmente hay pocas operaciones de mediciones, entre ellas las del ETSI, OPERA y OMEGA.

Modelar canales PLC para sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) es más difícil que para sistemas de una entrada y una salida (SISO), por la necesidad de usar equipos costosos de múltiples puertos y circuitos de acoplamiento complejos, para medir los canales MIMO, cuyo análisis se dificulta al acoplar diversos puertos.

En la bibliografía hay dos enfoques para modelar canales PLC: uno en dominio tiempo o descendente (*top-down*) (Veronesi, y otros, 2011), (Tonello, Versolatto, Bejar, & Zazo, 2012), (Hashmat, Pagani, Zeddani, & Chonave, 2011), (Galli S., 2011), (Guzelgoz, Celebi, & Arslan, 2011) y otro en dominio frecuencia o ascendente (*bottom-up*) (Versolatto & Tonello, 2011), (Bakhoun, 2011), (Tonello A., 2011), (Banwell & Galli, 2005), (Esmailian, Kschischang, & Gulak, 2003), (Anastasiadou & Antonakopoulos, 2005), (Anatory, Theethayi, & Thottappillil,

2009), (Sartenaer & Delogne, 2006), (Meng, y otros, 2002), (Galli, S.; Banwell, T., 2005).

El enfoque descendente, determina el modelo más apropiado a partir de series de mediciones de respuestas de impulso o de frecuencia mediante el ajuste de datos que se promedian para obtener los resultados, y en el ascendente se determina el modelo a partir de la teoría de las líneas de transmisión sin usar mediciones, con un enfoque determinístico.

También, es posible hallar en la bibliografía modelos de canal, pero aún no se tiene uno que sea admitido y aplicable en general, pues todos los modelos se orientan a diferentes capas de red y bandas de frecuencias, o corresponden a resultados de mediciones específicas, topologías de red y suposiciones.

1.2 Desarrollo histórico de las comunicaciones usando las líneas de energía eléctrica.

Las redes de energía eléctrica fueron diseñadas originalmente para la transmisión y distribución de la energía eléctrica. Sin embargo, el uso de esta infraestructura para propósitos de comunicación comenzó tempranamente, a inicios del siglo XX.

La principal motivación para el desarrollo de los primeros sistemas de comunicación sobre líneas eléctricas de potencia, fue la necesidad de tener enlaces de comunicación para el mantenimiento de las líneas de alta tensión (HV). Se necesitaba establecer un flujo de bidireccional rápido de información entre las centrales eléctricas, las estaciones con transformadores (sub-estaciones), los puntos de acoplamiento y conmutación, para las tareas de gerencia de las operaciones, supervisión, localización y eliminación de averías. Era racional usar la líneas de alta tensión para las tarea de comunicación, ya que las líneas telefónicas no estaban disponibles en todos los puntos donde se requería la comunicación. Además, la líneas telefónicas resultaban poco confiables y con frecuencia se producían interrupciones durante las necesarias comunicaciones (Dostert K., 2001), (Schwartz, Jan. 2009). Junto a estas primeras aplicaciones de la transmisión de datos sobre líneas de energía eléctrica estaban las aplicaciones relacionadas con la lectura de mediciones remotas (*remote meter readings*) (Brown & Lancelot, 1898), (Thordarson, 1905).

La principal técnica que se usó para la transmisión de datos por línea de alta tensión fue la denominada Transmisión de Portadora por Líneas de Potencia (*Carrier Transmission over Power lines*, CTP). En redes de medio (MV) y bajo voltaje (LV) la técnica utilizada fue la Señalización por Rizado en la Portadora (*Ripple Carrier Signalling*, RCS).

1.2.1 Transmisión de portadora por líneas de potencia.

El desarrollo de esta técnica comenzó en 1914 (Schwartz, Jan. 2009). Ya en 1918 estaba comercialmente disponible en USA y Japón.

Con muy poca potencia, menos de 10 W, se podían alcanzar grandes distancias en la comunicación de hasta 900 km; con malas condiciones, hasta 300 km.

Usaba frecuencias entre 15 kHz y 500 kHz. No se usaban frecuencias menores por el costo de los capacitores de acoplamiento. A frecuencia mayores la atenuación era muy grande y se dificultaba grandemente la comunicación a grandes distancias. Un problema es que la transmisión podía causar interferencia en los radiorreceptores situados en las cercanías de las líneas de alta tensión. Se procuraba no utilizar frecuencias en uso por estaciones de radio en las cercanías.

Esta técnica usaba modulación en amplitud (AM) en sus variantes.

1.2.2 Señalización por rizado de portadora.

La función del enlace de comunicación en redes de baja y media tensión es en principio la gestión de la distribución de la energía eléctrica de forma que se asegure una explotación óptima de las capacidades de energía transportada por las líneas de alta tensión. En comparación con las líneas de alta tensión, las líneas de media y baja tensión tienen peores propiedades para la transmisión de datos, ya que tienen muchas uniones, en comparación con las líneas de alta tensión, lo que hace que se necesite más potencia de transmisión para la comunicación.

Esta técnica de señalización por rizado de portadora (RCS, *Ripple Carrier Signalling*) sólo utiliza frecuencias cercanas a la frecuencia de la red, para permitir el paso de la señal de datos por los transformadores. Esto hace que la comunicación sólo se pueda hacer a muy baja velocidad, no suficiente para un flujo bidireccional

de la información. Por eso, con esta técnica sólo se hacen comunicaciones unidireccionales desde las sub estaciones, etc a los consumidores. Debido a esto no se utiliza para el monitoreo remoto o en mediciones remotas.

En sus primeras aplicaciones, RCS usaba multiplex por división en tiempo (TDM): la portadora (la señal de 60 Hz de la red) se modulaba en amplitud. Esta técnica se está usando desde 1930 aproximadamente. Hoy en día se usa modulación por desplazamiento de amplitud ASK (*Amplitude-shift keying*).

1.3 Ruidos que afectan al canal PLC.

En este apartado se revisan los aportes y tendencias en el modelado de ruido en los canales PLC, así como se muestran los modelos de ruido más significativos desarrollados hasta la fecha.

Anteriormente se han tratado las características del medio de transmisión para los sistemas PLC, evidenciándose las dificultades para su estudio y modelación. No ocurre otra cosa diferente con el caso del ruido y las interferencias presentes en PLC. El escenario de ruido es extremadamente complejo y su estudio ha recibido una notable atención por muchos investigadores (Zimmermann & Dostert, 2002), (DiBert, Caldera, Schwingshackl, & Tonello, 2011), (Mosalaosi & Afullo, 2014). La suposición de ruido blanco o coloreado gaussiano predominantes, como es usual en otros tipos de canales de comunicación, ya no es válida. Ahora aparecen varios tipos de ruido con carácter impulsivo que se combinan con ruido coloreado e interferencias de banda estrecha que son capaces de provocar efectos extremadamente nocivos en la calidad de la transmisión. De acuerdo al origen y sus características físicas los tipos de ruido presentes en PLC se pueden agrupar en 5 categorías, que se enuncian a continuación:

- Ruido de fondo coloreado (CBGN).
- Ruido de banda estrecha (NBN).
- Ruido impulsivo periódico sincrónico con la frecuencia de la red (PIN-S).
- Ruido impulsivo periódico asincrónico con la frecuencia de la red (PIN-AS).

- Ruido impulsivo asincrónico (APIN).

Los primeros tres tipos de ruido usualmente se mantienen estacionarios por largos períodos de tiempo, por lo que se pueden agrupar o referir como ruido de fondo. Los dos últimos tienen un comportamiento aleatorio en el tiempo y se pueden agrupar bajo la denominación de ruido impulsivo.

El ruido total en el canal PLC está conformado con la contribución de estos tipos de ruido, como ilustra la expresión (1.1):

$$n(t) = n_{CBGN}(t) + n_{NBN}(t) + n_{PINS}(t) + n_{PINAS}(t) + n_{APIN}(t) \quad (1.1)$$

La figura 1.2 muestra un diagrama que ilustra la presencia de estos tipos de ruido en el canal PLC.

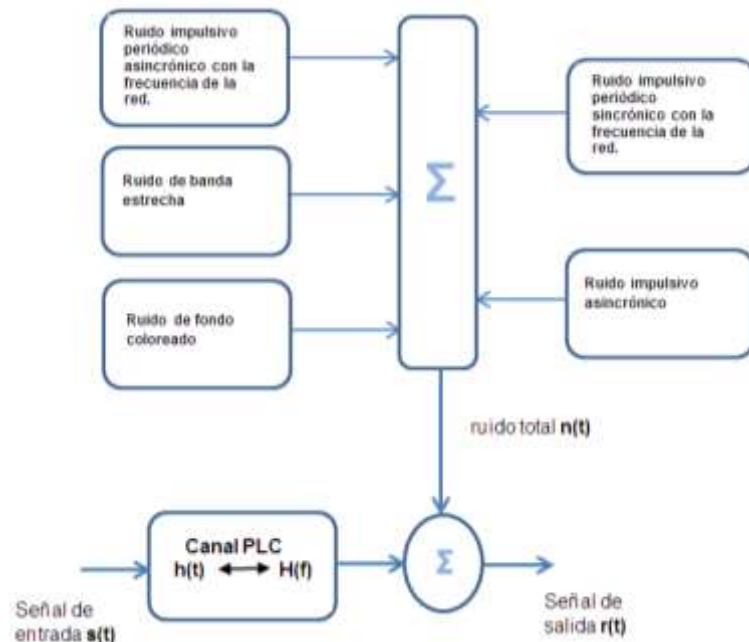


Figura 1.2 Tipos de ruido presentes en PLC

A diferencia de lo que ocurre con otros canales de comunicación, el ruido en las líneas PLC no puede ser descrito por el clásico ruido aditivo blanco gaussiano, pues el ruido en PLC se categoriza en clases, entre los diferentes tipos de ruido se encuentran el ruido de fondo coloreado, el ruido de banda estrecha y el ruido impulsivo en sus diferentes variantes: periódico sincrónico (con la frecuencia de la red 50/60 Hz), periódico asincrónico y el asincrónico.

A continuación, se explican con más detalle los diferentes tipo de ruido:

1.3.1 Ruido de fondo coloreado.

El ruido de fondo coloreado (CBGN, *Colored Background Gaussian Noise*) se asume como el resultado de la suma de numerosas fuentes de ruido blanco con diferentes amplitudes en diferentes porciones de la banda de frecuencia (Götz, Rapp, & Dostert, 2004). Se caracteriza por una densidad espectral de potencia (PSD) relativamente baja, en el rango de 0 a 100 MHz, notándose un incremento sustancial hacia la zona de bajas frecuencias y que disminuye según aumenta la frecuencia. Los valores mayores están en la banda de frecuencias cercana a la frecuencia de la señal eléctrica (50 ó 60 Hz) hasta cerca de los 20 kHz (Dostert K., 2001). Su origen está dado por la superposición de varias fuentes de ruido de baja intensidad provenientes de equipos electrodomésticos tales como computadoras, ventiladores, cocinas, lámparas, reguladores de intensidad de luz (dimmers), secadores de pelo, entre otros. Este tipo de ruido se puede considerar estacionario pues varía muy lentamente, en periodos de segundos, minutos y horas.

Zimmermann en (Zimmermann & Dostert, 2002) modeló este ruido como un ruido blanco gaussiano (WGN, *White Gaussian Noise*) filtrado, según la expresión (1.2):

$$n_{CBGN}(t) = \sigma \cdot n_w(t) * h_{CBGN}(t) \quad (1.2)$$

Donde $n_{CBGN}(t)$ es el ruido de fondo coloreado, $n_w(t)$ es ruido blanco gaussiano con potencia igual a la unidad, σ es la desviación estándar del WGN y $h_{CBGN}(t)$ es la respuesta a impulso de un filtro lineal invariante en el tiempo (LTI, Linear Time Invariant). Este modelo considera el CBGN como un proceso estacionario.

La densidad espectral de potencia del ruido de fondo ($S_n(f)$, en dBm) fue descrita en (Esmailian, Kschischang, & Gulak, 2003) mediante la ecuación (1.3):

$$S_n(f) = a + b|f|^c \quad (1.3)$$

Donde a , b y c son parámetros que se determinan mediante mediciones, y f es la frecuencia de 1 a 30 MHz. En el caso de medición de ruido en (Esmailian, Kschischang, & Gulak, 2003) los valores de a , b , c son:

Para el mejor de los casos, es decir, cuando el nivel de ruido de fondo es el menor, $a = -140$; $b = 38,75$ y $c = -0.72$. Para el peor de los casos que corresponde al caso en que el nivel de ruido es el mayor, $a = -145$; $b = 53,23$ y $c = -0,337$. La figura 1.3

muestra la densidad espectral de potencia según la expresión (1.3) para los dos casos extremos antes enunciados.

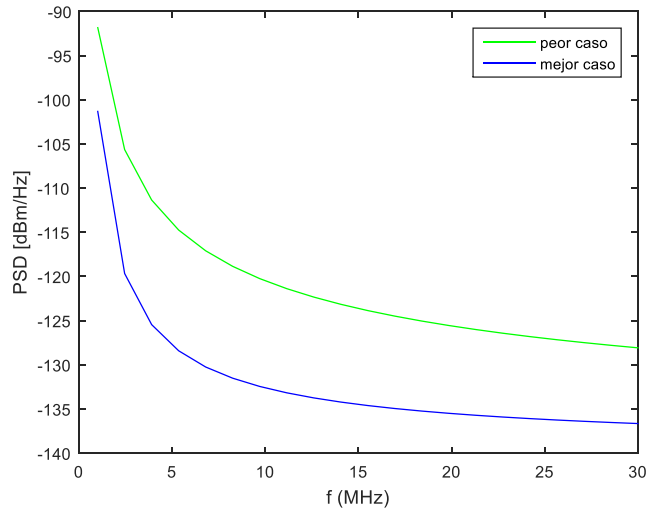


Figura 1.3. Densidad espectral de potencia del ruido de fondo en PLC.

1.3.2 Ruido de banda estrecha.

El ruido de banda estrecha (NBN, *Narrow Band Noise*) ocurre en porciones estrechas de la banda de frecuencias, pero con una alta PSD. Se manifiesta en el dominio de la frecuencia como picos escarpados en frecuencia. Es el resultado proveniente fundamentalmente de señales de estaciones de radiodifusión, particularmente estaciones de FM (88 a 108 MHz), AM (535-1605 kHz) y radioaficionados (de 1,9 MHz hasta SHF). Sin embargo, la interferencia de banda estrecha puede tener lugar a frecuencias menores, como resultado de la conmutación de los dispositivos eléctricos tales como televisores, fuentes de alimentación, lámparas fluorescentes, computadoras, etc. Según (Dostert Z., “Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications”, 2002), este tipo de ruido se puede representar como una combinación de portadoras moduladas en amplitud, como expresa (1.4):

$$n_{NBN}(t) = \sum_{i=1}^{N_{NBN}} C_{NBN,i}(t) = \sum_{i=1}^{N_{NBN}} A_i(t) \text{sen}(2\pi f_i + \phi_i(t)) \quad (1.4)$$

Donde N_{NBN} es el número de interferencias independientes, y $A_i(t)$, f_i y $\phi_i(t)$ son la envolvente de tiempo, la frecuencia central y la fase de la i -ésima interferencia

$C_{NBN,i}(t)$, respectivamente. Las amplitudes de este tipo de ruido varían con el horario, siendo más fuertes en la noche. Puede alcanzar niveles de potencia mayores en 30 dB respecto al ruido de fondo para frecuencias superiores a 1 MHz.

1.3.3 Ruido impulsivo periódico sincrónico con la frecuencia de la red.

La causa principal del ruido impulsivo periódico sincrónico con la frecuencia de la red (PIN-S, *Periodic Impulsive Noise - Synchronous*) es la conmutación de los rectificadores en las fuentes de alimentación (Götz, Rapp, & Dostert, 2004) y el control de fase en los dispositivos eléctricos tales como reguladores de luz, que suceden sincrónicamente con la frecuencia de la red. Los picos periódicos de tensión, de naturaleza impulsiva, se generan en cada cruce por cero de la señal de la red, por lo que tienen frecuencia de repetición en múltiplos de la frecuencia de la red (es decir, 60 Hz o 120 Hz para la frecuencia de red de 60 Hz). Los impulsos de este tipo se caracterizan por su corta duración y PSD que disminuye con la frecuencia.

1.3.4 Ruido impulsivo periódico asincrónico con la frecuencia de la red.

El ruido impulsivo periódico asincrónico con la frecuencia de la red (PIN-AS, *Periodic Impulsive Noise - Asynchronous*) es una interferencia periódica que ocurre con frecuencia de repetición en el rango de 50 kHz a 200 kHz. Estos impulsos se deben a la conmutación de las fuentes de alimentación conmutadas.

1.3.5 Ruido impulsivo asincrónico.

La principal causa del ruido impulsivo asincrónico (APIN, *Aperiodic Impulsive Noise*) son los transitorios producidos por la conmutación en diferentes partes de la red eléctrica. Estos impulsos tienen una duración típica que va desde algunos microsegundos a varios milisegundos (Zimmermann & Dostert, 2002). El hecho de que este tipo de ruido tenga un comportamiento aleatorio y pueda aparecer en ráfagas, lo hace muy dañino a las comunicaciones PLC de alta velocidad. Ello resalta la necesidad de emplear técnicas robustas de modulación (como OFDM), así como esquemas de codificación potentes.

1.4 Métodos de modulación en PLC.

La elección de la técnica de modulación para un sistema de comunicación depende principalmente de la naturaleza y características del medio en que va a operar. El

canal de línea de potencia presenta propiedades hostiles para la transmisión de señales de comunicación, como el ruido, efectos multi-trayectoria y una fuerte selectividad del canal.

Además de los bajos costos de implementación, la modulación a emplearse en PLC debe también ajustarse a los inconvenientes del canal. Así, la modulación para un canal PLC debe poder soportar las características no lineales del canal, lo cual podría hacer que el demodulador sea muy complejo y costoso, para tasas de datos sobre 10 Mbps con modulación de portadora simple. Entonces, la modulación PLC debe superar este inconveniente sin necesidad de una ecualización altamente complicada.

La no correspondencia de impedancia en líneas de potencia produce una señal de eco que causa retardo de propagación, que es otro desafío para la técnica de modulación, pues debe soportar esta multi-trayectoria. La modulación escogida debe ofrecer una alta flexibilidad usando y/o evitando algunas frecuencias determinadas, si estas están fuertemente perturbadas o están designadas para otros servicios y por lo tanto no pueden usarse con señales PLC.

Las investigaciones actuales se han enfocado en dos técnicas de modulación que muestran buenos desempeños en otros ambientes difíciles y han sido adoptados en esos sistemas con amplio despliegue, estos son OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que ha sido adoptada por la EDAB (*European Digital Audio Broadcasting*) y la tecnología DSL (*Digital Subscriber Line*), entre otras. La otra técnica es la modulación spread-spectrum, muy usada en aplicaciones inalámbricas y ofrece una modulación adecuada para aplicarse en un amplio rango de esquemas de acceso múltiple (Hrasnica, Haidine, & Lehnert, 2004.).

1.5 Conclusiones del capítulo.

En este capítulo se han abordado diferentes tópicos relacionados con la comunicación PLC. Se destaca la presencia de diferentes tipos de ruidos e interferencias dañinas a la comunicación, entre las que destaca, el ruido impulsivo, que será tratado en mayor detalle en el siguiente capítulo.

2. MODELADO MATEMÁTICO DEL RUIDO IMPULSIVO EN LOS SISTEMAS PLC.

El ruido impulsivo es el ruido que afecta en mayor medida las comunicaciones en sistemas PLC. En este capítulo se presenta la descripción de varios modelos de ruido impulso reportados en la literatura (Vasegui, 2008). También se describe en detalle el modelo propuesto por Chaouche y colaboradores en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011), mostrando el comportamiento estadístico de cada uno de sus componentes.

2.1 Esquema general del modelado del ruido impulsivo.

Una secuencia de ruido impulsivo $n_i(m)$ consiste en pulsos de corta duración cuyas amplitudes, duraciones y tiempos de ocurrencia son aleatorios. La secuencia de ruido impulsivo se puede considerar que es la salida de un filtro excitado por una señal binaria aleatoria modulada en amplitud, como ilustra la expresión (2.1).

$$n_i(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h(k)n(m-k)b(m-k) \quad (2.1)$$

Donde se obtiene,

$b(m)$: es el modelo del tiempo de ocurrencia de la secuencia binaria.

$n(m)$: es el modelo de la amplitud de los impulsos, que se comporta como un proceso aleatorio continuo.

$h(m)$: es la respuesta a impulso de un filtro que conforma la duración y la forma de cada impulso.

La figura 2.1 ilustra mediante un diagrama el “funcionamiento” del modelo de ruido impulsivo dado por la expresión (2.1).

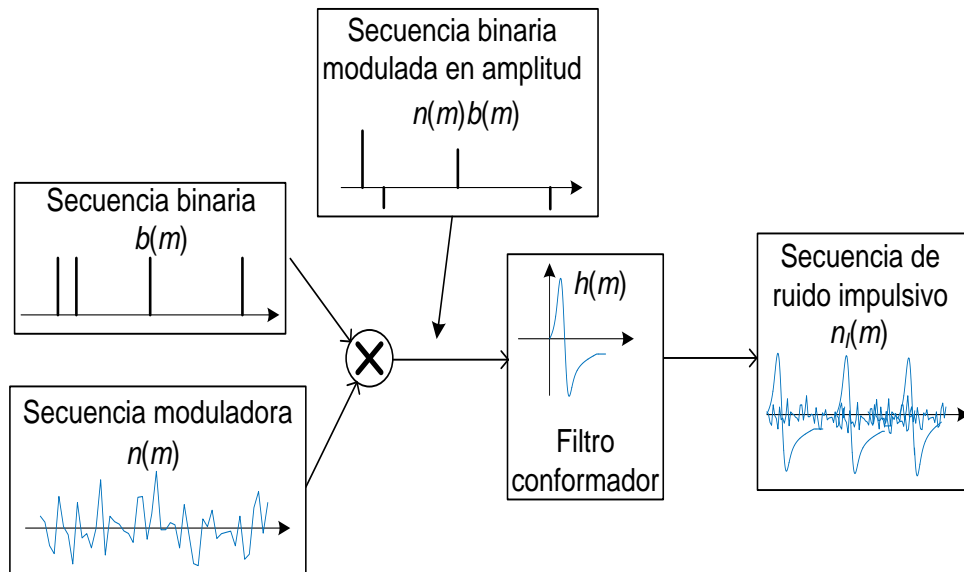


Figura 2.1: Modelo de ruido impulsivo como la salida de un filtro excitado por una secuencia binaria modulada en amplitud.

Se analizarán cuatro procesos estadísticos que han sido usados para describir el comportamiento del ruido impulsivo usando el modelo planteado en la expresión (2.1) e ilustrado en la figura (2.1), que parten de la idea de ver el ruido impulsivo como una secuencia binaria modulada en amplitud. Estos procesos son:

- El modelo de Bernoulli-Gauss.
- El modelo de Poisson-Gauss.
- El modelo de estados binarios.
- Modelo oculto de Markov.

En las secciones siguientes se revisarán estos modelos estadísticos para caracterizar el proceso de ruido impulsivo (Vasegui, 2008).

2.2 Modelo de Bernoulli – Gauss de ruido impulsivo.

En el modelo de Bernoulli - Gauss de un proceso de ruido impulsivo, el tiempo de ocurrencia de los impulsos, que es aleatorio, se modela mediante un proceso binario de Bernoulli $b(m)$, en tanto la amplitud de los impulsos se modela mediante un proceso gaussiano $n(m)$.

Un proceso de Bernoulli $b(m)$ es un proceso binario que toma el valor "1" con una probabilidad α y el valor de "0" con una probabilidad $1-\alpha$. En el contexto de un

proceso de ruido impulsivo, el valor $b(m) = 1$ señala la presencia de un impulso, mientras que el valor $b(m) = 0$ señala la ausencia de un impulso.

La distribución de probabilidades del proceso de Bernoulli está dada por (2.2):

$$P_B(b(m)) = \begin{cases} \alpha & \text{para } b(m) = 1 \\ 1 - \alpha & \text{para } b(m) = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Que expresa la probabilidad de que haya o no un impulso en el instante m . La media de un proceso de Bernoulli es:

$$\mu_B = E[b(m)] = \alpha \times 1 + (1 - \alpha) \times 0 = \alpha \quad (2.3)$$

Su varianza es

$$\sigma_B^2 = E[(b(m) - \mu_B)^2] = \alpha(1 - \alpha) \quad (2.4)$$

Un proceso gaussiano con media cero, como el empleado para modelar las amplitudes del ruido impulsivo, tiene como función de densidad de probabilidades (fdp), la conocida expresión:

$$f_N(N(m)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N}} \exp\left[-\frac{n^2(m)}{2\sigma_N^2}\right] \quad (2.5)$$

Donde σ_N^2 es la varianza de la amplitud del ruido. En un modelo de Bernoulli – Gauss, la fdp del ruido impulsivo $n_i(m)$ viene dada por una mezcla de dos probabilidades como muestra la expresión (2.6):

$$f_N^{PG}(n_i(m)) = (1 - \alpha)\delta(n_i(m)) + \alpha f_N(n_i(m)) \quad (2.6)$$

Donde $\delta(n_i(m))$ es la fdp delta de Kronecker (o fdp delta de Dirac) que modela la ausencia de ruido. Es decir, $\delta(n_i(m)) \neq 0$ cuando su argumento $n_i(m) = 0$. Este término modela la ausencia de ruido. El segundo término modela la amplitud del ruido que sigue una distribución Gaussiana.

2.3 Modelo de Poisson-Gauss de ruido impulsivo.

En este modelo de Poisson-Gauss, la probabilidad de ocurrencia de varios eventos de ruido impulsivo en un intervalo de tiempo de T segundos, se modela mediante

un proceso de Poisson, y el comportamiento de la amplitud aleatoria de los impulsos de ruido se modela mediante un proceso gaussiano.

El proceso de Poisson, es un proceso de conteo de eventos aleatorios. En el modelo de este proceso, la probabilidad de ocurrencia de k impulsos de ruido en un intervalo de tiempo de T viene dada por la expresión (2.7):

$$P(k, T) = \frac{(\lambda T)^k}{k!} e^{-\lambda T} \quad (2.7)$$

Donde λT es el valor medio del proceso, es decir, el número promedio de impulsos que ocurren en un intervalo de tiempo de T , y el parámetro λ es una función de velocidad con las siguientes propiedades:

$$\text{Prob}(\text{Un impulso en } \Delta t, \Delta t \rightarrow 0) = \lambda \Delta t \quad (2.8)$$

$$\text{Prob}(\text{Cero impulsos en } \Delta t, \Delta t \rightarrow 0) = 1 - \lambda \Delta t \quad (2.9)$$

Se asume que no puede ocurrir más de un impulso de ruido en un intervalo de tiempo Δt .

En un modelo de Poisson-Gauss, la fdp del ruido impulsivo $n_i(m)$ en un intervalo de tiempo de Δt pequeño es dada por:

$$f_{N_i}^{PG}(n_i(m)) = (1 - \lambda \Delta t) \delta(n_i(m)) + \lambda \Delta t f_N(n_i(m)) \quad (2.10)$$

donde $f_N(n_i(m))$ es la pdf gaussiana de la ecuación (2.5).

A partir de la ecuación (2.7) se puede determinar que la media y la varianza del número de impulsos en un intervalo de tiempo de T están dadas por λT :

2.4 Modelo de estados binarios de ruido impulsivo.

Un proceso de ruido impulsivo puede ser modelado también mediante un modelo de estados binarios. En este modelo, que tiene dos estados: S_0 y S_1 , el estado S_0 corresponde a la condición de "desactivación de impulso", es decir, cuando el ruido impulsivo está ausente. En el estado S_0 , el modelo emite muestras de valor cero o de ruido de fondo. El estado S_1 corresponde a la condición de "impulso activado".

En el estado S_1 el modelo emite pulsos cortos de amplitud y duración aleatorias. La probabilidad de una transición del estado S_i al estado S_j se denota por a_{ij} .

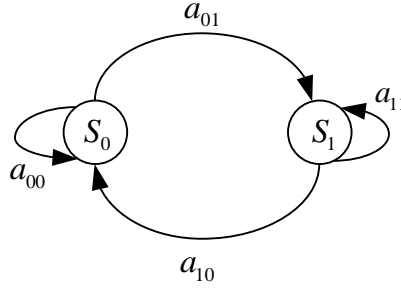


Figura 2.2: Modelo de estado binario de un generador de ruido impulsivo.

En su forma más simple, como se muestra en la Figura 2.2, el modelo carece de memoria; lo que significa que la probabilidad de una transición al estado S_i es independiente del estado actual del modelo. En este caso, la probabilidad de que en el tiempo $t + 1$ la señal esté en el estado S_0 es independiente del estado en el tiempo t , y está dada por:

$$P(s(t+1) = S_0 | s(t) = S_0) = P(s(t+1) = S_0 | s(t) = S_1) = 1 - \alpha \quad (2.9)$$

Donde $s(t)$ denota el estado en el tiempo t . Del mismo modo, la probabilidad de que en el tiempo $t + 1$ el modelo se encuentre en el estado S_1 es dado por:

$$P(s(t+1) = S_1 | s(t) = S_0) = P(s(t+1) = S_1 | s(t) = S_1) = \alpha \quad (2.10)$$

En una de sus formas más simples, el estado emisor de impulsos S_1 emite muestras de un proceso aleatorio gaussiano de media cero. Sin embargo, el modelo de ruido impulsivo en el estado S_1 se puede configurar para adaptarse a una variedad de ruidos impulsivos de diferentes formas, duraciones y distribuciones de probabilidades. Un método práctico para modelar una variedad de ruido impulsivo es usar un libro de códigos de M prototipos de ruidos impulsivos, y sus probabilidades asociados $[(n_{i1}, p_{i1}), (n_{i2}, p_{i2}), \dots, (n_{iM}, p_{iM})]$ donde p_j denota la probabilidad de ruido impulsivo del tipo n_j . El libro de códigos de ruido impulsivo puede diseñarse clasificando un gran número de los ruidos impulsivos de "entrenamiento" en un número relativamente pequeño de grupos. Para cada grupo, el ruido impulsivo promedio se elige como el representante del grupo. El número de impulsos en el grupo de tipo j dividido por el número total de impulsos en todos los grupos da p_j , la probabilidad de un impulso de tipo j .

En figura 2.3 muestra un modelo de tres estados del ruido impulsivo y las oscilaciones decadentes que podrían seguir al ruido. En este modelo, el estado S_0 modela la ausencia de ruido impulsivo, el estado S_1 modela el ruido impulsivo y el estado S_2 modela cualquier oscilación que pueda seguir un pulso de ruido.

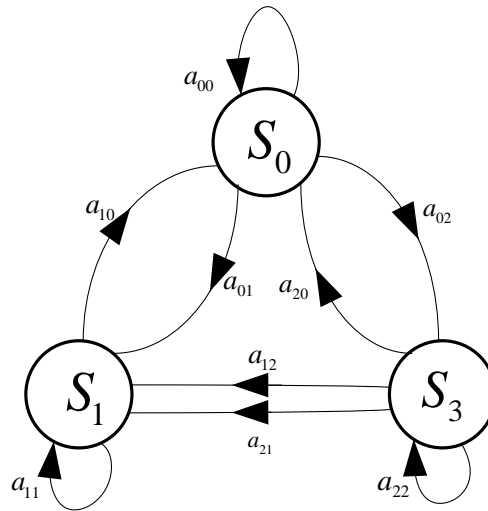


Figura 2.3: Modelo de 3 estados de ruido impulsivo y las oscilaciones decadentes que a menudo siguen los impulsos.

2.5 Modelo oculto de Markov de ruido impulsivo.

Los modelos ocultos de Markov (HMMs, *Hidden Markov Models*) pueden utilizarse para modelar procesos de ruido impulsivo. Los HMMs se definen mediante dos conjuntos de parámetros, las probabilidades de transición de estado de Markov $\{a_{ij}\}$ y las probabilidades de observación del estado $\{b_{ik}\}$. La probabilidad de transición de estado modela el número y el patrón de ocurrencias de los impulsos, mientras que la probabilidad de observación de estado modela la amplitud de los impulsos. Un modelo popular para la probabilidad de observación del estado es un modelo de mezcla gaussiana.

Las probabilidades de transición entre estados pueden afectar una variedad de diferentes patrones estadísticos de los intervalos de ocurrencias y la duración de los impulsos de ruido. Por ejemplo, considere una estructura HMM de estado binario, como se muestra en la figura 2.3, y suponga que el estado S_0 modela la ausencia de impulsos y emite ceros o un ruido de fondo de bajo nivel y el estado S_1 modela la presencia de impulsos. a_{00} es la probabilidad de transición de auto-bucle de S_0 , y

se puede usar para controlar la duración de los intervalos de ausencia de impulso (es decir, el intervalo entre las emisiones de impulsos). Mientras, a_{11} es la probabilidad de transición del auto bucle S_1 , y se puede utilizar para controlar la naturaleza individual o ráfaga de los impulsos emitidos en el estado S_1 . Las probabilidades de los estados S_0 y S_1 son una medida del tiempo promedio que se permanece en los estados, y están dadas por (2.10):

$$P_0 = P_0 a_{00} + (1 - P_0) a_{10} = \frac{a_{10}}{1 + a_{00} + a_{10}} \quad (2.10)$$

$$P_1 = P_1 a_{00} + (1 - P_1) a_{10} = \frac{a_{10}}{1 + a_{00} + a_{10}} \quad (2.11)$$

El intervalo aleatorio del inicio de los pulsos se controla mediante la probabilidad de salida del estado S_0 y es proporcional a $1/a_{01}$. La Figura 2.4 ilustra dos ejemplos de ruido impulsivo generado por un HMM de dos estados. En la figura 2.4a, el estado S_0 emite ruido de fondo con probabilidad del auto bucle de $a_{00} = 0.98$, y el estado S_1 emite muestras con distribución gaussiana con la probabilidad de bucle de $a_{11} = 0.5$. En la figura 2.4 b (b) es igual a (a), sólo que $a_{11} = 0.95$, por lo tanto, el estado S_1 emite ráfagas de ruido en lugar de ruido de tipo impulso. Fuente: (Vasegui, 2008). Como se muestra, un el valor de $a_{11} = 0.5$ produce impulsos aislados, mientras que un valor de a_{11} cercano a 1 produce ráfagas de impulsos. Variando las probabilidades de transición, se puede variar el porcentaje de ruido impulsivo, su duración y características de las ráfagas.

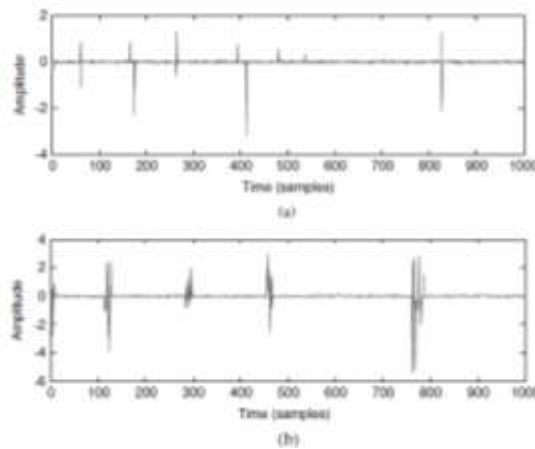


Figura 2.4 Ruido impulsivo generado por un HMM de dos estados.

Fuente: (Vasegui, 2008).

2.6 Modelo de ruido impulsivo propuesto por Chaouche.

El modelo de ruido impulsivo propuesto por Chaouche y colaboradores en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011) está respaldado por mediciones realizadas, con las cuales los autores de ese trabajo lograron medir y caracterizar el ruido impulsivo producido en las fuentes, es decir, el ruido producido por diferentes equipos eléctricos y electrónicos instalados en hogares, oficinas, laboratorios. Dichas mediciones fueron realizadas en el dominio del tiempo por medio de un osciloscopio y un dispositivo denominado “red de estabilización de impedancia de línea” o LISN, por sus siglas en inglés. Este dispositivo permite hacer mediciones del ruido impulsivo generado por un equipo en particular, es decir por la fuente de ruido. En el trabajo referido, las mediciones se realizaron siguiendo un esquema como el mostrado en la figura 2.5.

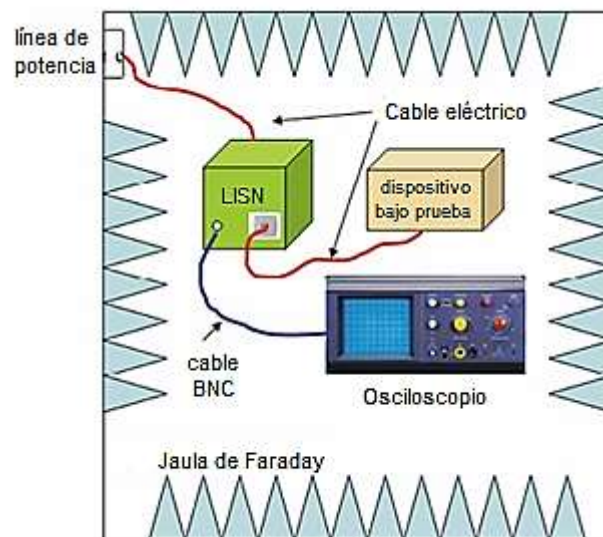


Figura 2.5 Esquema para la medición del ruido producido por un equipo en particular. (Fuente: (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011))

El ruido fue grabado en dos canales con diferentes sensibilidades, la frecuencia de muestreo utilizada fue de 250 Mhz. El ruido fue generado por 23 electrodomésticos diferentes, y se distinguieron 6 clases de ruido:

Clase 1: Evento del cierre del interruptor eléctrico del termostato.

Clase 2: Evento de la apertura del interruptor eléctrico del termostato.

Clase 3: Conexión física a la red de un equipo eléctrico. (*Electrical plug plugging*).

Clase 4: Desconexión física de la red de un equipo eléctrico. (*Electrical plug unplugging*).

Clase 5: Arranque del motor eléctrico.

Clase 6: Trazas de ruido débil diverso.

De todas estas clases de ruido, las más significativas y que producen impulsos de mayor amplitud y duración, y por lo tanto, son potencialmente más dañinos a las comunicaciones PLC, son los ruidos de clase 3 y 4 (Rivas-Prieto, 2019). Teniendo en cuenta esta afirmación, en este trabajo de tesis, sólo se modelan los ruidos de clase 3 y 4.

El modelo de ruido se basa en la suposición de que el ruido impulsivo está formado por una sucesión de impulsos, como muestra la figura 2.6. Los impulsos se producen aleatoriamente en el tiempo, siendo el tiempo de separación entre impulsos (t_{ei}) mucho mayor que la duración de cada impulso (t_d). A su vez, se supone que cada impulso de ruido está formado por uno o más sub-pulsos elementales. Cada sub-pulso tiene una amplitud (a) y duración (b) de carácter variable y aleatorio, así como el tiempo de arribo entre sub-pulsos (t_a), que es también aleatorio.

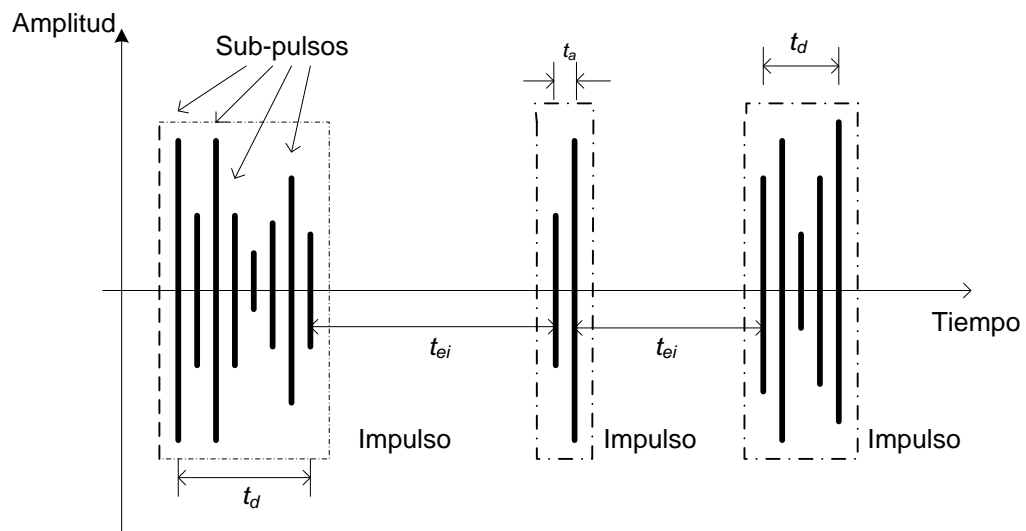


Figura 2.6. Señal de ruido impulsivo y sus parámetros fundamentales.

2.6.1 Modelado de los sub-pulsos.

Cada sub-pulso es modelado a partir de un pulso gaussiano de amplitud y duración variables, que se desplaza en fase (φ) aleatoriamente, como muestra la figura 2.7

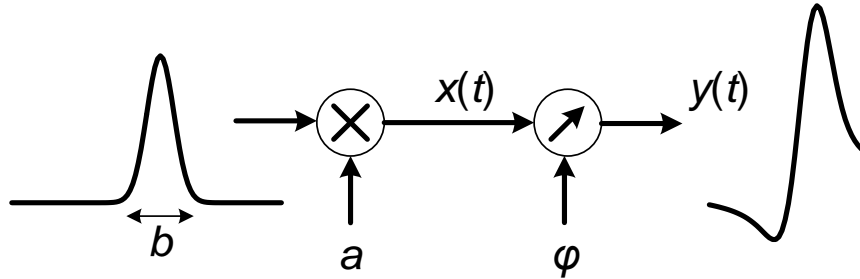


Figura 2.7. Proceso de obtención de un sub-pulso.

El pulso gaussiano responde a la expresión (2.1):

$$x(t) = a \times e^{-\left(\frac{t}{b/Fs}\right)^2} \quad (2.1)$$

Donde $x(t)$ es el pulso gaussiano, t es el tiempo en segundos, a es la amplitud del pulso gaussiano en Volts, b es el ancho en segundos, y Fs es la frecuencia de muestreo en Hertz.

Para obtener un sub-pulso, a este pulso gaussiano se le establece un desplazamiento de fase φ . Para ello, hay que pasar el pulso gaussiano por un sistema lineal cuya respuesta de amplitud es 1 y su respuesta de fase es precisamente el desplazamiento deseado. Es decir que la función de transferencia de este sistema está dada por la expresión (2.2):

$$H(f) = 1e^{j\varphi} \quad (2.2)$$

Donde f es la frecuencia en Hz, y φ es el desplazamiento de fase en radianes, y es constante en frecuencia. La figura 2.8 muestra la respuesta de amplitud y la respuesta de fase de este sistema.

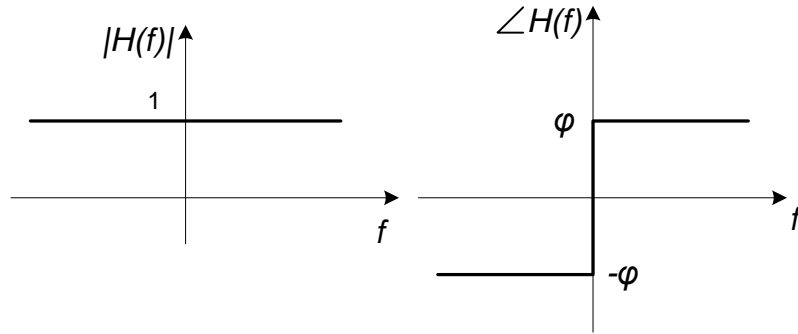


Figura 2.8. Respuesta de amplitud y fase del sistema para desfasar el pulso gaussiano.

El sub-pulso $y(t)$ se obtiene entonces como:

$$y(t) = \mathfrak{F}^{-1}[H(f)X(f)] \quad (2.3)$$

Donde $X(f)$ es la transformada de Fourier de $x(t)$.

La figura 2.9 muestra, a manera de ejemplo, un pulso gaussiano y el sub-pulso obtenido para un valor determinado del desplazamiento de fase. Según el valor de la fase, se obtienen diferentes formas de onda para los sub-pulsos.

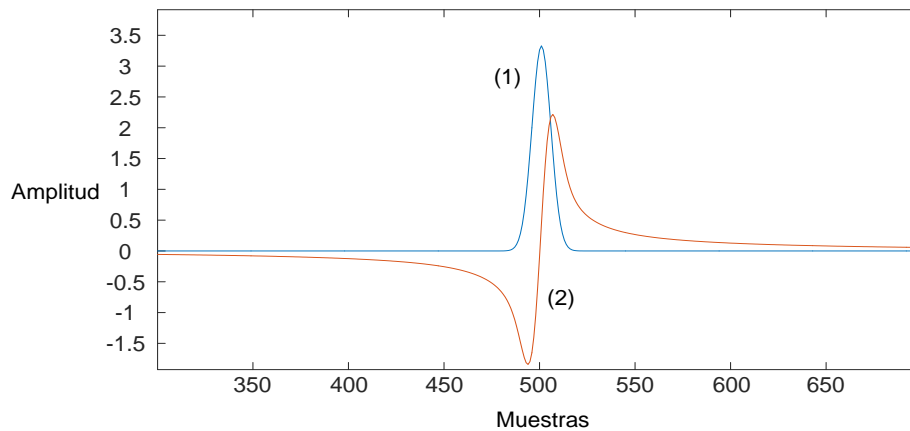


Figura 2.9 Sub-pulso obtenido a partir de un pulso gaussiano. En (1) Pulso Gaussiano, y (2) sub-pulso obtenido luego de un desplazamiento de fase arbitrario.

2.6.2 Modelado de la amplitud del pulso gaussiano.

La amplitud a del sub-pulso se modela con una función de densidad de probabilidades (fdp) del tipo exponencial, que es la que mejor se ajusta a las mediciones realizadas. La fdp es:

$$fdp(a) = f_a(a) = ce^{-da} \quad (2.4)$$

Donde los parámetros c y d dependen de la clase de ruido de que se trate. En la tabla A1.1 de los anexos, se muestran los valores de estos parámetros para cada clase de ruido, la cual ha sido tomada de (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011). La figura 2.10 muestra la fdp de la amplitud para el caso del ruido impulsivo tipo 1 ($c = 0.83$; $d = 0.29$).

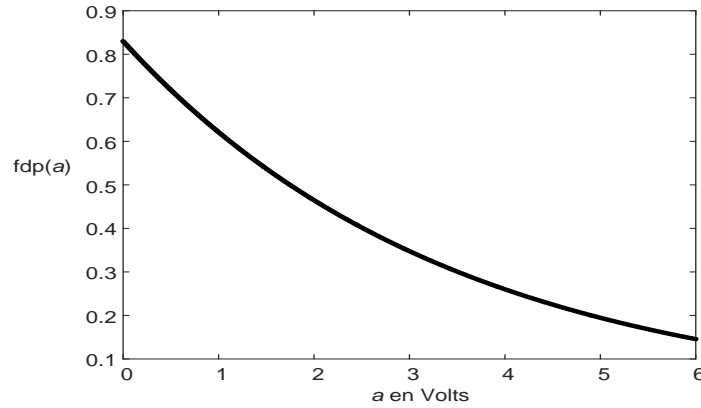


Figura 2.10. Función de densidad de probabilidades de la amplitud del pulso gaussiano para el ruido clase 1.

2.6.3 Modelado de la duración del pulso gaussiano.

En base a las mediciones realizadas por los autores de (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011), se decide que el ancho de los pulsos gaussianos es prácticamente la misma en todas las mediciones realizadas, para todas las clases de ruido. Se decide por tomar:

$$b = 0.28 \mu s \quad (2.5)$$

2.6.4 Modelado de la distorsión de fase de los pulsos gaussianos.

En base a las mediciones realizadas y al ajuste de los modelos de sub-pulsos a estas mediciones, se observó que la fase φ se distribuye aleatoriamente entre $-\pi$ y π radianes, con distribución uniforme para todos los tipos de ruido. Es decir que la fdp de la fase tiene la expresión (2.6), cuya gráfica se muestra en la figura 2.11.

$$fdp(\varphi) = f_{\varphi}(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{para } -\pi \leq \varphi \leq \pi \\ 0 & \text{para cualquier otro valor de } \varphi \end{cases} \quad (2.6)$$

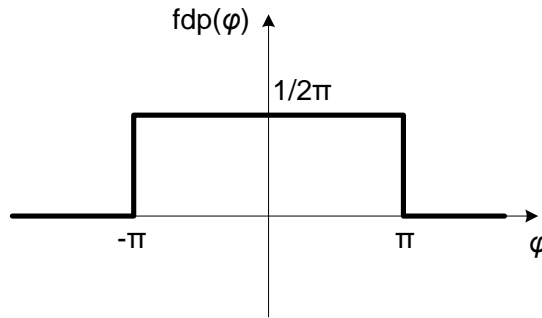


Figura 2.11. Función de densidad de probabilidades de la fase.

2.6.5 Modelado del tiempo de arribo entre sub-pulsos.

El tiempo entre los sub-pulsos de un impulso de ruido, tiene un comportamiento aleatorio. En base a las mediciones realizadas, tal y como se expresa en (Chaouche, Gauthier, Zeddani, Tlich, & Machmoum, 2011), la función de densidad de probabilidades del tiempo entre sub-pulsos (tiempo de arribo, t_a), se comporta exponencialmente, siguiendo la expresión (2.7):

$$f_{dp}(t_a) = f_{t_a}(t_a) = e_1 e^{-f_1 t_a} + e_2 e^{-f_2 t_a} \quad (2.7)$$

Los coeficientes e_1 , e_2 , f_1 y f_2 , dependen de la clase de ruido y sus valores se dan en la tabla A1.2 de los anexos. En la figura 2.12 se muestra la fdp del tiempo de arribo entre subpulsos para el ruido clase 4.

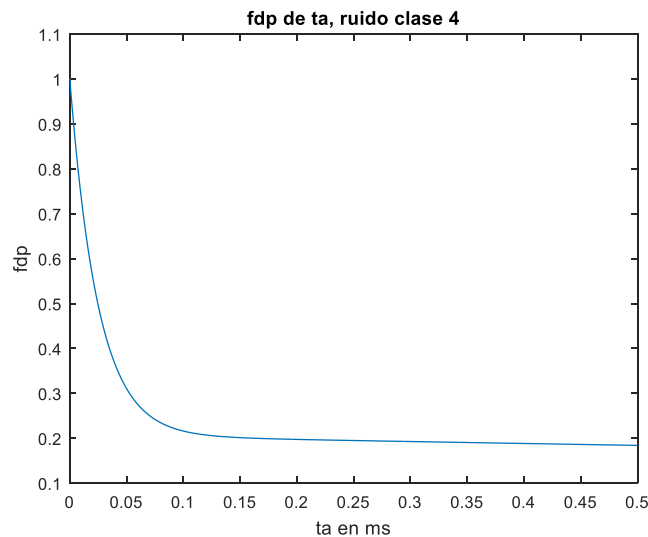


Figura 2.12. Función de densidad de probabilidades del tiempo entre sub-pulsos, para el ruido clase 1.

2.6.6 Modelado del tiempo de duración de los impulsos.

La duración total de los impulsos de ruido se define como el tiempo transcurrido entre el momento en que aparece el ruido, hasta el momento en que finaliza el ruido. La figura 2.1 ilustra este concepto.

Según (Chaouche, Gauthier, Zeddani, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011), la función de densidad de probabilidades del tiempo de duración (t_d) de los impulsos de ruido, es del tipo exponencial, y se puede describir mediante la expresión (2.8):

$$f_{dp}(t_d) = f_{t_d}(t_d) = g e^{-h t_d} \quad (2.8)$$

Donde g y h son parámetros cuyos valores dependen de la clase de ruido (1, 2, 3 y 4). En la tabla A1.4 de los anexos, aparecen estos valores para cada clase de ruido. La figura 2.13 presenta esta fdp para el ruido clase 3.

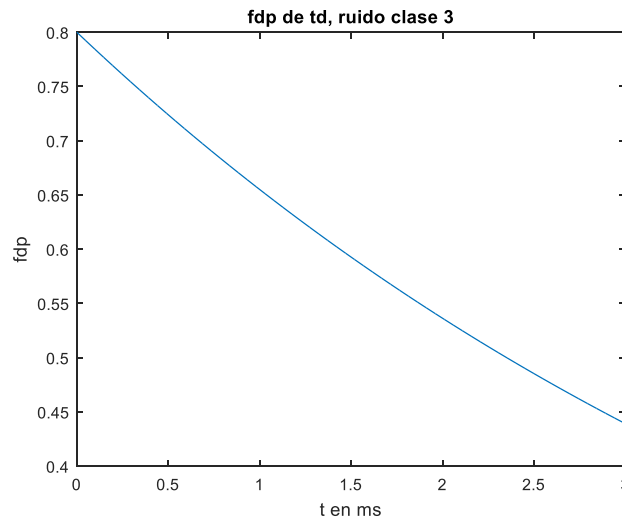


Figura 2.13. Comportamiento del tiempo de duración de los impulsos de ruido.

2.6.7 Modelado del tiempo entre impulsos.

Sobre la base de mediciones realizadas, el tiempo (t_{ei}) que media entre impulsos de ruido, ha sido modelado mediante la distribución de Weibull, la cual presenta una función de distribución de probabilidades (FDP) de la forma:

$$FDP(t_{ei}) = 1 - c \times \frac{h}{g} \times t_{ei}^{h-1} \times \left| e^{-\frac{(0.01 \times t_{ei})^h}{g}} \right| \quad (2.9)$$

Donde los parámetros c , g y h dependen del intervalo de valores del tiempo entre impulsos.

Para valores del tiempo entre impulsos entre 1 y 154 segundos,

$$c = 0.8348,$$

$$g = 0.68$$

$$h = 0.84$$

Para tiempos entre 155 y 26000 segundos:

$$c = 3.7866$$

$$g = 1.1$$

$$h = 0.5$$

Las figuras 2.14 y 2.15 muestran las FDP en ambos casos.

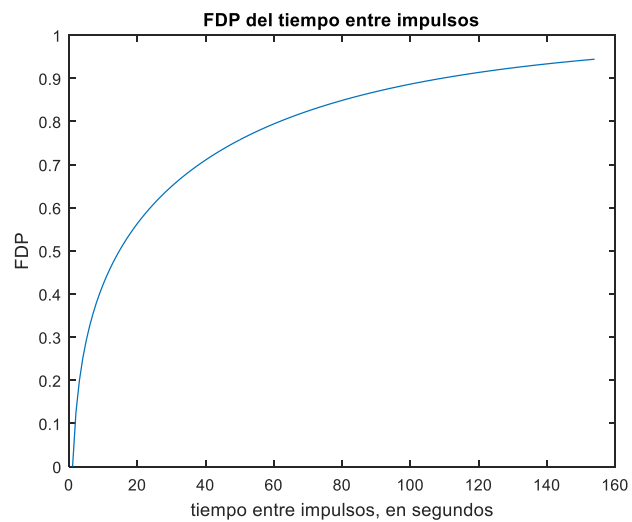


Figura 2.14. FDP acumulativa para tiempos entre impulsos entre 1 y 154 segundos.

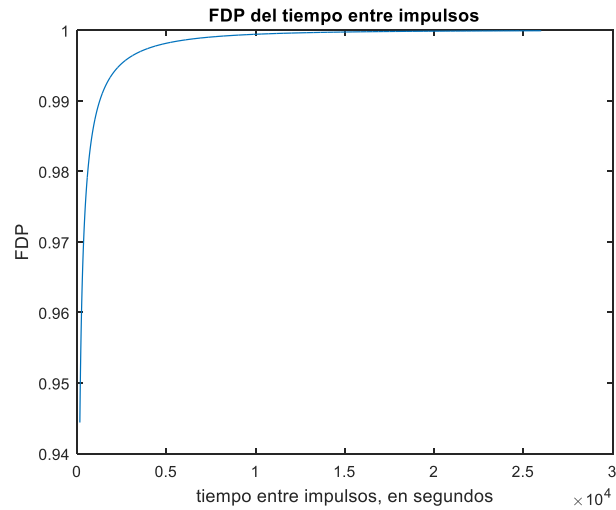


Figura 2.15. FDP acumulativa para tiempos entre impulsos entre 155 y 26000 segundos.

2.7 Conclusiones del capítulo.

En este capítulo se han presentado diferentes modelos propuestos para describir matemáticamente el comportamiento del ruido impulsivo en los canales PLC. Se destaca el modelo propuesto por Chaouche y colaboradores, basado en las características estadísticas observadas por esos autores en el ruido impulsivo. Este modelo sirve de base para implementar un generador de ruido impulsivo que se describe en el capítulo siguiente.

3. GENERACIÓN DE RUIDO IMPULSIVO UTILIZANDO MATLAB Y EVALUACIÓN DE RESULTADOS.

En este capítulo se explica la forma de implementar el modelo de ruido impulsivo de Chaouche, visto en el capítulo 2. La implementación tiene como eje la generación de números aleatorios con una distribución dada, tema que se trata al inicio del capítulo. La implementación de los elementos del modelo se hace usando la plataforma Matlab.

3.1 Cómo generar ruido con una determinada distribución de probabilidad.

En la Teoría de las Probabilidades y las variables aleatorias se enuncia que si:

$$y = F_X(x) \quad (3.1)$$

es la función de distribución de probabilidades (FDP) acumulativa de la variable aleatoria x , entonces:

$$x = F_X^{-1}(y) \quad (3.2)$$

es la función inversa.

Es un resultado conocido de la Teoría de las Probabilidades que si w es una variable aleatoria con *distribución uniforme*, se puede obtener la variable x con la distribución F_X , evaluando la expresión (3.2) para la variable w (Peebles, 1993). Es decir que:

$$x = F_X^{-1}(w) \quad (3.3)$$

Esto equivale a encontrar la solución de la ecuación:

$$w = F_X(x) \quad (3.4)$$

La figura 3.1 ilustra el proceder para obtener números aleatorios con una determinada distribución de probabilidades: “entrar” por las ordenadas de la FDP para obtener las abscisas correspondientes. Esto equivale a evaluar la FDP inversa.

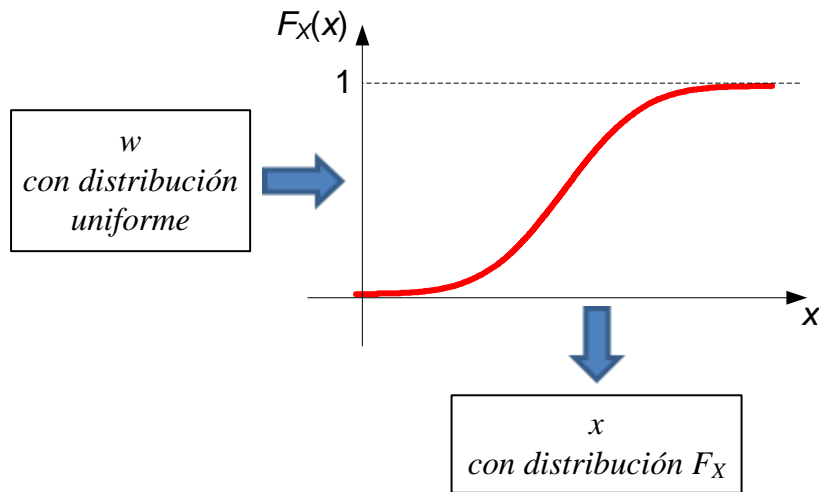


Figura 3.1. Si se evalúa la FDP inversa de x con números con distribución uniforme, se obtendrán números con la FDP F_X .

En ocasiones resulta muy difícil o imposible obtener una expresión analítica de la FDP inversa. En este caso, la solución del problema es computacional, y puede llegar a través de la búsqueda en dos tablas: una con N valores igualmente espaciados de la variable x , y la otra con los valores de y correspondientes, según (3.1). Entonces, para hallar un número con la distribución F_X a partir de un número w , se busca en la segunda tabla el valor $y(i)$ igual o más próximo a w , determinando su posición i . Entonces en la primera tabla, el elemento que está en esa misma posición, es decir, $x(i)$, será el valor buscado. La figura 3.2 ilustra este proceder.

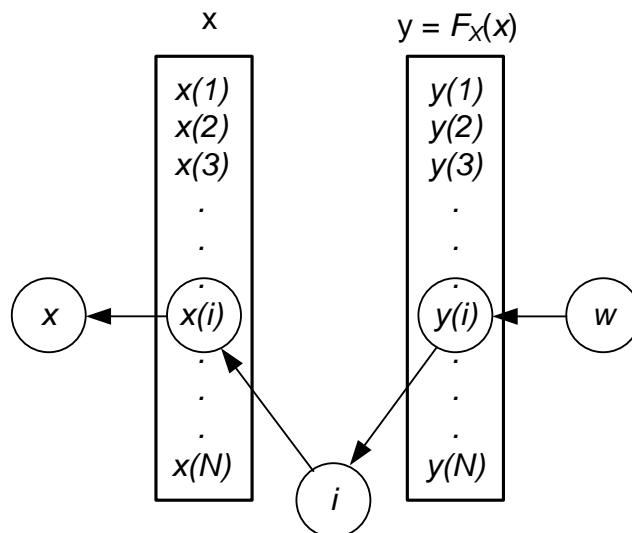


Figura 3.2. Cómo hallar un valor de la FDP inversa si lo que se tiene es la FDP tabulada.

3.2 Obtención de ruido impulsivo a partir del modelo de Chaouche.

A continuación se expondrán los procedimientos desarrollados para implementar la generación de ruido impulsivo sobre la base del modelo de Chaouche descrito en el capítulo 2. Para ello, básicamente se hará uso de lo enunciado en el apartado 3.1 de esta tesis. La plataforma de programación sobre la que se desarrolla todo el trabajo es el Matlab versión R2015a.

3.2.1 Obtención del pulso gaussiano con desplazamiento de fase.

En el apartado 2.3.1 se presentó el modelado de los subpulsos que componen un impulso de ruido en el modelo de Chaouche. En el presente apartado se mostrará la implementación del modelo de los sub-pulsos en Matlab.

La obtención de un sub-pulso parte de generar un pulso gaussiano cuya expresión está dada por (2.1), se repite aquí como (3.5), donde a es la amplitud del pulso gaussiano en Volts, b es el ancho o duración del pulso en segundos, F_s es la frecuencia de muestreo en Hz, y t es el tiempo en segundos el tiempo.

$$x(t) = a \times e^{-\left(\frac{t}{b/F_s}\right)^2} \quad (3.5)$$

Llevando la expresión (3.5) a tiempo discreto, es decir, teniendo en cuenta que $t = n/F_s$ donde n es el número de la muestra, dicha expresión se puede independizar del tiempo y de la frecuencia de muestreo y puede plantearse en función del número n de la muestra, como dicta la expresión (3.6).

$$x(n) = a \times e^{-\left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.6)$$

En esta expresión, el pulso gaussiano está centrado en $n = 0$. Para programar esta expresión es conveniente antes desplazar ese pulso y centrarlo en una muestra n_0 , de modo que se eviten los índices no positivos que no se admiten en Matlab, y se pueda generar el pulso gaussiano completo. Hecho esto, la programación de (3.7) en Matlab queda como:

```
x = a*exp(-((n - n0)/b).^2); % Pulso gaussiano
```


La amplitud a del pulso obedece a una ley de distribución exponencial, que se tratará más adelante. El ancho b se ha considerado constante para todos los tipos de ruido, e igual a $0.3 \mu\text{s}$. Pero en la expresión Matlab hay que poner ese valor en muestras, de modo que el cálculo que resulta es:

```
Fs = 250e6; % Frecuencia de muestreo.
b = 0.3e-6; % Ancho del pulso en segundos
b = b*Fs; % Ancho del pulso en muestras.
```

n es un vector representativo del tiempo discreto, de N valores; este valor corresponde con un tiempo de observación de $4 \mu\text{s}$, valor que es suficiente para contener cualquiera de los sub-pulsos que se generan en este modelo. A continuación se muestra un segmento del programa Matlab que ilustra el cálculo de n_0 y el vector n .

```
Tobs = 4e-6; % Tiempo de observación.
N = Tobs*Fs; % Cantidad de muestras.
n = [0: N-1]; % Vector de muestras.
n0 = N/2;
```

El punto que puede resultar más interesante es la implementación de la función de transferencia del filtro desfasador, dado por la expresión (2.2), cuya respuestas de amplitud y fase se muestran en la figura 3.3. Como se puede observar en esa figura, la respuesta de fase es una función impar de la frecuencia, respecto al punto $(0,0)$.

En Matlab el procesamiento de los datos se realiza en tiempo y frecuencias discretos. Al tratar de representar un vector con las frecuencias discretas, estas se mueven entre 0 y 1, correspondiendo este último con la frecuencia de muestreo. Por el teorema del muestro, se sabe que en tiempo y frecuencia discretos, los espectros se repiten a intervalos iguales a la frecuencia de muestro. Teniendo en cuenta estas ideas, es fácil percatarse de que el espectro de fase de la figura 2.8 para las frecuencias positivas se transforma en un espectro discreto cuyo valor es $+\varphi$ entre las frecuencias discretas (fd) 0 y 0.5, en tanto el espectro para las frecuencias negativas se transforma en el valor $-\varphi$ entre las frecuencias discretas 0.5 y 1. La figura 3.3 ilustra esta transformación.

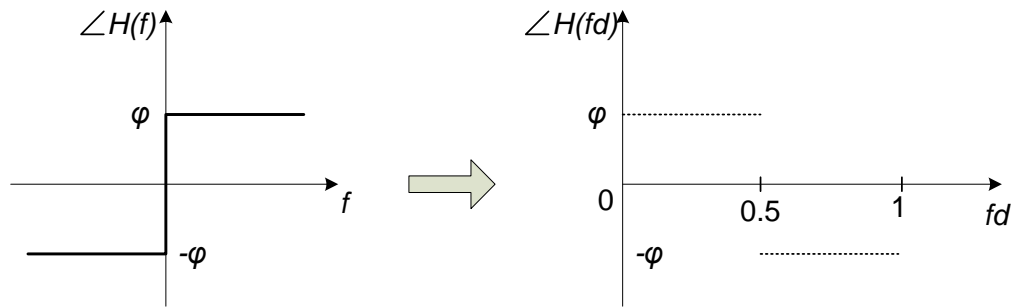


Figura 3.3. Transformación de la respuesta de fase en frecuencia continua (f) a frecuencia discreta (fd), para su representación en Matlab.

Teniendo en cuenta lo expresado, y como se muestra en la figura 3.3, la respuesta de fase se puede construir en Matlab de la siguiente forma:

```
phi = phi*[ones(1, N/2) -ones(1, N/2)]; % Fase
```

Donde ϕ es el valor de la fase en radianes, y N es el número de frecuencias.

Entonces, la función de transferencia del filtro (expresión (2.2)) se programa como:

```
H = exp(j*phi); % Función de transferencia del filtro
```

Como se dijo en el apartado 2.3.4, la variable fase se comporta aleatoriamente con distribución uniforme entre $-\pi$ y $+\pi$. Entonces, para generar un valor de la fase en Matlab, se puede hacer uso de alguna de las funciones disponibles en esta plataforma para generar números con esta distribución. Se puede obtener el valor de la fase mediante:

```
phi = unifrnd(-pi, pi); % Desplazamiento de fase en radianes
```

3.2.2 Obtención de la amplitud del pulso gaussiano.

En el capítulo 2 se planteó el modelo que ilustra el comportamiento de las amplitudes de los pulsos gaussianos, el cual establece que dichas amplitudes siguen una función de densidad de probabilidades exponencial, como muestra la expresión (2.4), se repite aquí:

$$f_{dp}(a) = f_a(a) = ce^{-da} \quad (3.7)$$

Para generar valores de a con esta distribución, en este trabajo se ha seguido el procedimiento explicado en el apartado 3.1 de esta tesis. Para ello, hay que obtener

la función de distribución acumulativa (FDP), la cual, por definición es el área bajo la curva de la función de densidad de probabilidades (fdp) entre $-\infty$ y el valor x , es decir:

$$p = F(a) = \int_{-\infty}^a fdp(x)dx = \int_0^a ce^{-dx} dx = \frac{c}{d} [1 - e^{-da}] \quad (3.8)$$

Supuestamente en (3.8), $F(a)$ debe estar entre 0 y 1 para todos los valores de a . Como los coeficientes c y d son el resultado de mediciones experimentales realizadas, puede ocurrir que $F(a)$ esté en un rango menor o mayor que uno. Para garantizar que siempre esté entre 0 y 1, conviene hacer un ajuste de amplitud en (3.8), dividiendo la ecuación entre el valor $\max[F(a)] = p_{\max}$ que se obtenga al evaluar (3.8) para todos los posibles valores de la amplitud a . En este caso, $a = [0, 10 \text{ V}]$. Es decir que entonces la ecuación ajustada es:

$$p = \frac{F(a)}{p_{\max}} = \frac{1}{p_{\max}} \frac{c}{d} [1 - e^{-da}] \quad (3.9)$$

La FDP inversa es entonces:

$$a = F^{-1}(p) \quad (3.10)$$

Despejando a en (3.10) se obtienen la expresión analítica de la FDP inversa:

$$a = -\frac{1}{d} \ln \left[1 - \frac{d}{c} p_{\max} p \right] \quad (3.11)$$

Entonces, para obtener valores de la amplitud a con distribución exponencial según (3.7), hay que evaluar (3.11) con números p distribuidos uniformemente en el intervalo $[0, 1]$. En Matlab esto se puede lograr con el siguiente segmento de programa:

```
p = unifrnd(0, 1);
a = -(1/d)*log(1 - d/c*pmax*p);
```

Los valores de p_{\max} , c y d se dan en la tabla A1.1 de los anexos.

La figura 3.4 muestra un conjunto de $N = 10000$ valores de a obtenidos de esta forma. En la figura 3.5 se muestra el histograma de esos valores, donde se puede apreciar el comportamiento exponencial de los valores.

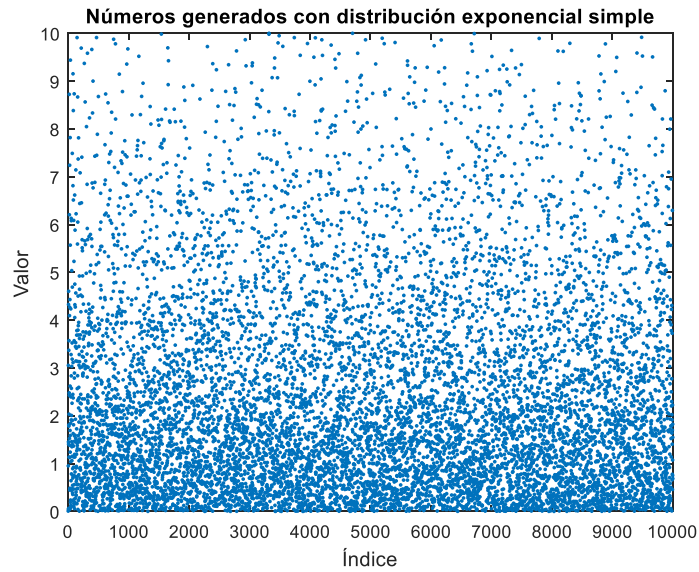


Figura 3.4 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.2, que representan amplitudes de los pulsos

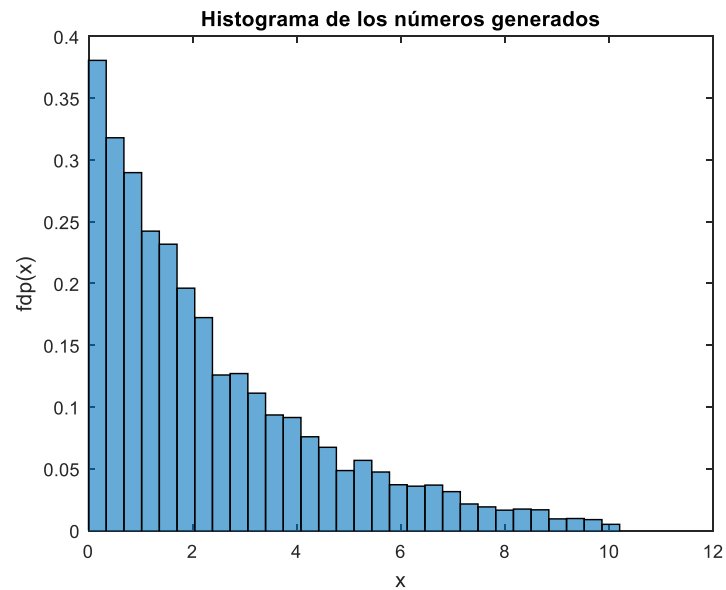


Figura 3.5. Histograma de los números generados, que corresponden a amplitudes de los pulsos.

3.2.3 Obtención del tiempo de arribo de los sub-pulsos.

El tiempo de arribo (t_a) de los sub-pulsos es el tiempo que media entre el final de un sub-pulso y el inicio del siguiente. Según el artículo de referencia, este tiempo sigue una distribución exponencial, cuya función de densidad de probabilidades tiene la forma expresada en (2.7), y que se repite aquí:

$$fdp(t_a) = f_{t_a}(t_a) = e_1 e^{-f_1 t_a} + e_2 e^{-f_2 t_a} \quad (3.12)$$

Siguiendo el procedimiento expuesto en el apartado (3.1) para generar números con una distribución dada, hay que determinar la FDP acumulativa para entonces determinar y evaluar la FDP inversa. La FDP acumulativa se determina integrando la fdp, es decir que:

$$p = F(t_a) = \int_0^{t_a} fdp(x)dx = \frac{e_1}{f_1} + \frac{e_2}{f_2} - e^{-f_1 t_a} - e^{-f_2 t_a} \quad (3.13)$$

Ahora se ajusta (3.13) para que p recorra el intervalo $[0, 1]$ para todos los posibles valores que puede tomar el tiempo de arribo, es decir $[0, 0.5 \text{ ms}]$, resultando:

$$p = \frac{1}{p_{\max}} F(t_a) = \frac{1}{p_{\max}} \left[\frac{e_1}{f_1} + \frac{e_2}{f_2} - e^{-f_1 t_a} - e^{-f_2 t_a} \right] \quad (3.14)$$

Donde $p_{\max} = \max[F(t_a)]$. Los valores de p_{\max} , e_1 , f_1 , e_2 , y f_2 , dependen del tipo de ruido, y sus valores se dan en la tabla A1.2 de los anexos.

La FDP inversa hay que hallarla en este caso de forma tabulada, pues no es posible encontrar una expresión analítica para ella (se trata de despejar el tiempo de arribo y ponerlo en función de p). La construcción de esta función tabulada se puede llevar a cabo en Matlab como:

```
% Generando los valores de x en segundos:
x = [0: 1e-6: 1.5e-3];
% La FDP evaluada para estos valores:
p = (e1/f1 + e2/f2) - e1/f1*exp(-f1*x) - e2/f2*exp(-f2*x);
p = p/max(p); % p está ahora entre 0 y 1
```

La generación de un valor de $t_a(x)$ con distribución exponencial según (3.13) a partir de un valor w con distribución uniforme entre 0 y 1, se puede plantear de la siguiente forma:

```
%Generando un número w con distribución uniforme entre 0 y 1:
w = unifrnd(0, 1);
% Buscando el valor de ta correspondiente:
i = find(p <= w, 1, 'last');
ta = x(i);
```

La figura 3.6 muestra un conjunto de $N = 1000$ valores de t_a obtenidos de esta forma. En la figura 3.7 se muestra el histograma de esos valores, donde se puede apreciar el comportamiento exponencial parecido esperado teóricamente.

Una vez generado un valor del tiempo de arribo, hay que insertar ese tiempo en la señal de ruido que se va conformando. Para ello, se crea un vector con un número de ceros equivalente al tiempo de arribo ya generado. Este vector se insertará oportunamente entre dos sub-pulsos al momento de conformar la señal de ruido. A continuación se muestra cómo generar ese vector de ceros en Matlab:

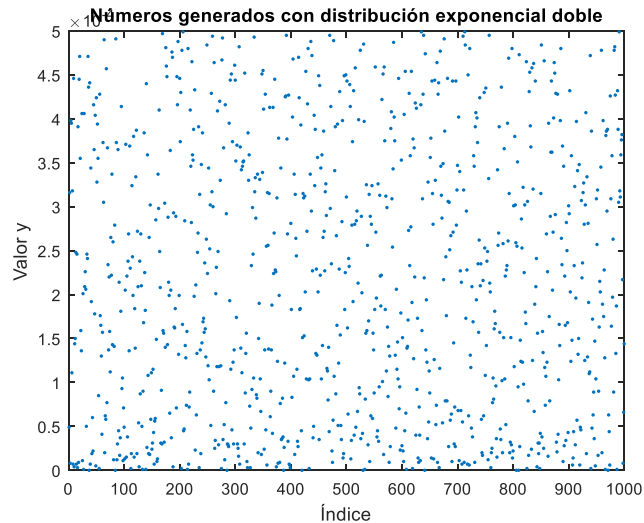


Figura 3.6 Números generados con el procedimiento descrito en 3.23, que representan el tiempo entre sub-pulsos.

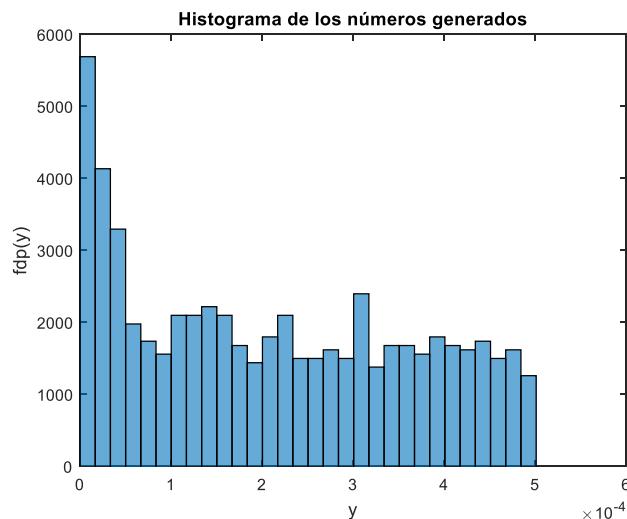


Figura 3.7. Histograma de los números generados, que corresponden al tiempo entre sub-pulsos.

```
% Se genera el vector y_ceros que contiene N muestras
en 0,
% para insertar entre los sub-pulsos.
% ta: tiempo de arribo en segundos.
% Fs: Frecuencia de muestreo en Hz.
```

```

ta = ta - Tobs/2; % Corrigiendo el tiempo entre sub-
pulsos.
N = round(ta*Fs); % Número de muestras correspondiente
a ta
y_ceros = zeros(1, N); % Vector de N ceros.

```

3.2.4 Obtención del tiempo de duración de los impulsos de ruido.

Como ya se ha visto, los impulsos de ruido debido a conexión y desconexión de equipos en la red de energía eléctrica, están formados por uno o más sub-pulsos, los cuales ya han sido modelados y obtenidos a partir de un pulso gaussiano, en apartados anteriores. En este trabajo se considera como tiempo de duración de un impulso, al tiempo que media entre la aparición del primer sub-pulso y el final del último sub-pulso que compone el impulso. Como ya fue estudiado en el apartado (2.2.6), este tiempo sigue una distribución exponencial con una fdp de la forma descrita por la expresión (2.8), la cual se repite aquí:

$$fdp(t_d) = f_{t_d}(t_d) = ge^{-ht_d} \quad (3.15)$$

La FDP acumulativa se puede obtener, como ya se ha visto, integrando la fdp, de modo que en este caso se obtiene que:

$$p = F(t_d) = \int_{-\infty}^{t_d} fdp(x)dx = \int_0^{t_d} ge^{-hx} dx = \frac{g}{h} [1 - e^{-ht_d}] \quad (3.16)$$

Para asegurar que p ocupe el rango $[0, 1]$ para todos los valores de t_d , hay que hacer un ajuste de amplitud en (3.16), dividiendo entre $p_{\max} = \max[F(t_d)]$. En este caso, $t_d = [0, 3 \text{ ms}]$. Haciendo el ajuste indicado, se obtiene entonces:

$$p = \frac{F(t_d)}{p_{\max}} = \frac{1}{p_{\max}} \frac{g}{h} [1 - e^{-ht_d}] \quad (3.17)$$

Se despeja t_d en (3.17) para hallar la FDP inversa:

$$t_d = -\frac{1}{h} \ln \left[1 - \frac{h}{g} p_{\max} p \right] \quad (3.18)$$

Para obtener valores del tiempo de duración de los impulsos con distribución exponencial según (3.15), hay que evaluar la FDP inversa dada en (3.18) con números p distribuidos uniformemente en el intervalo $[0, 1]$. En Matlab esto se puede lograr con el siguiente segmento de programa:

```

p = unifrnd(0, 1);
a = -(1/h)*log(1 - h/g*pmax*p);

```

Los valores de p_{\max} , c y d se dan en la tabla A1.3 de los anexos.

La figura 3.8 muestra un conjunto de $N = 10000$ valores de a obtenidos de esta forma. En la figura 3.9 se muestra el histograma de esos valores, donde se puede apreciar el comportamiento exponencial de los valores.

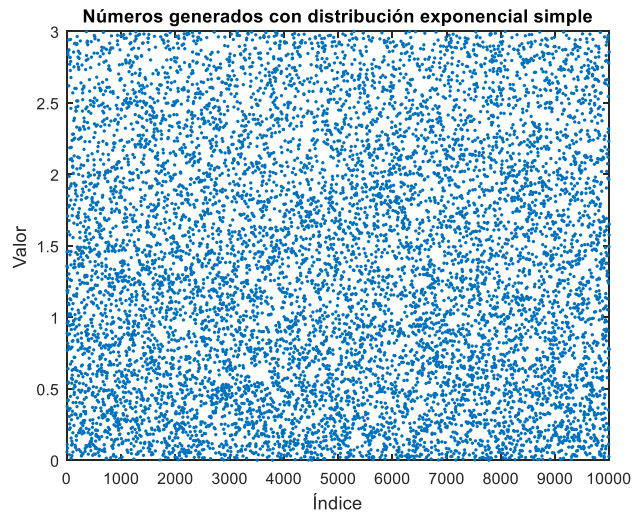


Figura 3.8 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.4, que representan el tiempo de duración de los impulsos.

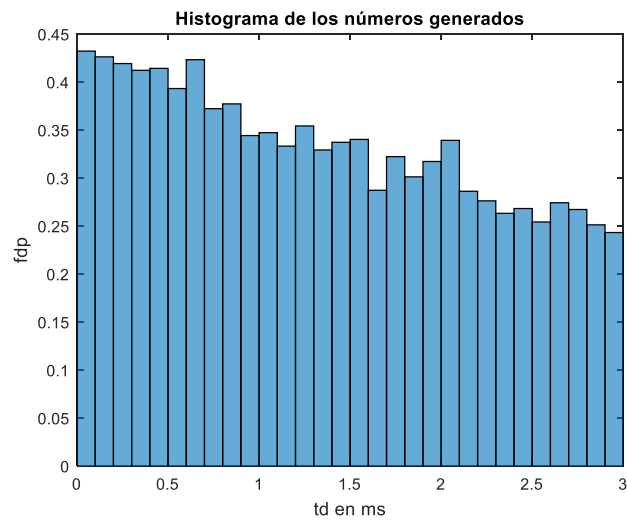


Figura 3.9. Histograma de los números generados, que corresponden a los tiempos de duración de los impulsos.

3.2.5 Obtención del tiempo entre impulsos de ruido.

El tiempo entre impulsos (t_{ei}) es el tiempo que media entre impulsos de ruido, considerando como impulsos los “paquetes” de sub-pulsos vistos en los apartados anteriores. Como se vio en el apartado (2.2.7), este tiempo tiene un comportamiento estadístico que se puede describir por la distribución de Weibull, cuya FDP tiene la forma dada en la expresión (2.9) y que se repite aquí:

$$p = FDP(t_{ei}) = 1 - c \times \frac{h}{g} \times t_{ei}^{h-1} \times \left| e^{-\frac{(0.01 \times t_{ei})^h}{g}} \right| \quad (3.19)$$

La FDP inversa hay que hallarla en este caso de forma tabulada, pues no es posible encontrar una expresión analítica para ella (se trata de despejar el tiempo entre impulsos y ponerlo en función de p). La construcción de esta función tabulada se puede llevar a cabo en Matlab como:

```
% Generando los valores de x entre 1 y 154 segundos:
x = [1:154];
c1 = 0.8348;
g1 = 0.68;
h1 = 0.84;
Prob1 = c1*h1/g1*(x.^(h1-1)).*abs(exp(-
((0.01*x).^h1)/g1));
FDP1 = 1 - Prob1;

% Generando los valores de x entre 155 y 26000 segundos:
x = [155:26000];
c2 = 3.7866;
g2 = 1.1;
h2 = 0.5;
Prob2 = c2*h2/g2*(x.^(h2-1)).*abs(exp(-
((0.01*x).^h2)/g2));
FDP2 = 1 - Prob2;
% Uniendo en uno solo los dos intervalos anteriores:
x = [1:26000]; % x en segundos
p = [FDP1 FDP2];
```

La obtención de un valor de $t_{ei}(x)$ con distribución exponencial según (3.19) a partir de un valor w con distribución uniforme entre 0 y 1, se puede plantear de la siguiente forma:

```
%Generando un número w con distribución uniforme entre
0 y 1:
w = unifrnd(0, 1);
```

```

% Buscando el valor de tei correspondiente:
i = find(p <= w, 1, 'last');
tei = x(i);

```

La figura 3.10 muestra un conjunto de $N = 1000$ valores de ta obtenidos de esta forma. En la figura 3.11 se muestra el histograma de esos valores, donde se puede apreciar el comportamiento exponencial parecido esperado teóricamente.

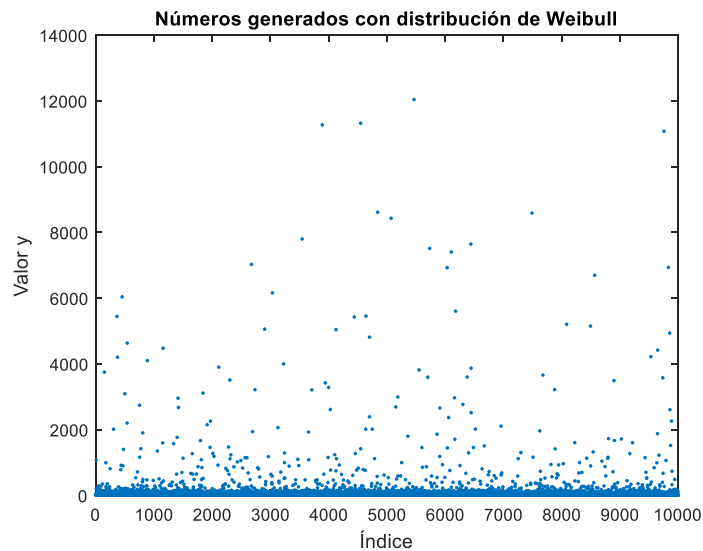


Figura 3.10 Números generados con el procedimiento descrito en 3.2.5, que representan el tiempo que hay entre los impulsos.

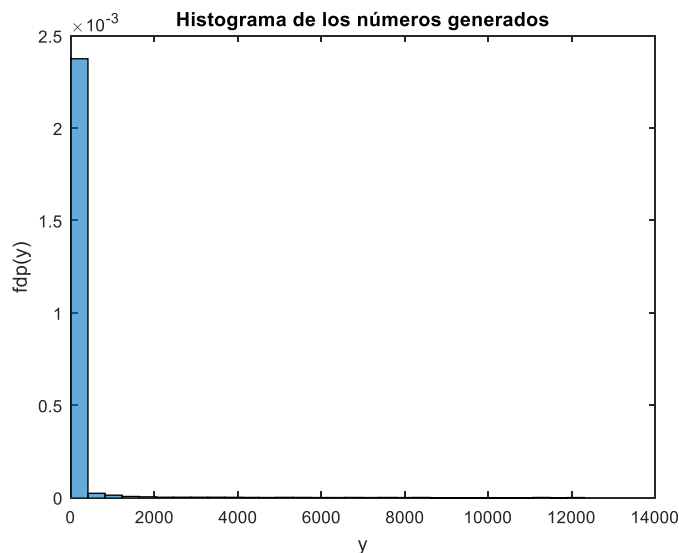


Figura 3.11. Histograma de los números generados, que corresponden a los tiempos entre impulsos.

3.3 Programas desarrollados.

Como ya ha sido establecido en este trabajo, la señal de ruido impulsivo está formada por una serie de pulsos o impulsos espaciados aleatoriamente en el tiempo

según la distribución de Weibull. Cada pulso de ruido es un paquete de uno o más sub-pulsos espaciados aleatoriamente siguiendo una distribución de tipo exponencial. Cada sub-pulso a su vez, se conforma a partir de un pulso gaussiano de amplitud aleatoria el cual es desfasado según un ángulo de aleatorio.

La programación del generador de ruido impulsivo se realizó utilizando la plataforma Matlab 2015a. Se estructuró la programación en tres niveles fundamentalmente, que se encuentran anidados:

1. El programa principal que genera la señal de ruido impulsivo, compuesta por varios pulsos espaciados convenientemente.
2. El programa que genera un pulso de ruido.
3. El programa que genera un sub-pulso a partir de un pulso gaussiano.

Desde estos programas se llaman a otras funciones que generan los diferentes parámetros que intervienen en la conformación del pulso gaussiano, cada sub-pulso, cada pulso de ruido, así como los tiempos entre sub-pulsos y pulsos.

La figura 3.11 muestra un diagrama de bloques con los elementos principales del algoritmo del programa principal que conforma la señal de ruido impulsivo. Como puede verse en la figura, la señal de ruido que se conforma en el vector *Noise*, se forma como una sucesión de pulsos generados por la función *Genera_Pulso* que están separados por una cierta cantidad de ceros (vector *Ceros* en la figura) que corresponden al tiempo entre pulsos, el cual se calcula según se explica en el apartado 3.2.5 de esta tesis.

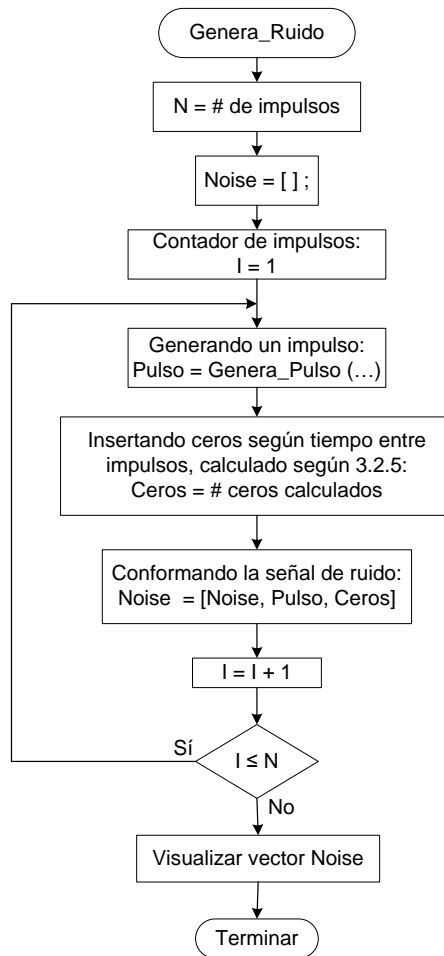


Figura 3.11. Diagrama de bloques del programa principal para generar la señal de ruido impulsivo.

La figura 3.12 muestra un diagrama de bloques de la función *Genera_Pulso*, la cual tiene como objetivo generar un pulso o impulso de ruido, en este caso en el vector *Pulso*. En esta función se calcula el tiempo de duración del impulso (T_d), parámetro que es aleatorio y sigue una distribución de tipo exponencial según se explica en el apartado 3.2.4 de esta tesis. En la función *Genera_Pulso* se va llamando a la función *Genera_Subpulso* que devuelve el vector *Sub_Pulso* que conforma un sub-pulso. Una vez que se tiene un sub-pulso, hay que Anadir una cierta cantidad de ceros (vector *Ceros*), cuya longitud corresponde al tiempo de arribo entre sub-pulsos, que se calcula según ha sido explicado en el apartado 3.2.3 de esta tesis. El proceso iterativo concluye cuando el vector *Pulso* alcanza una longitud que sobrepasa el correspondiente valor del tiempo T_d .

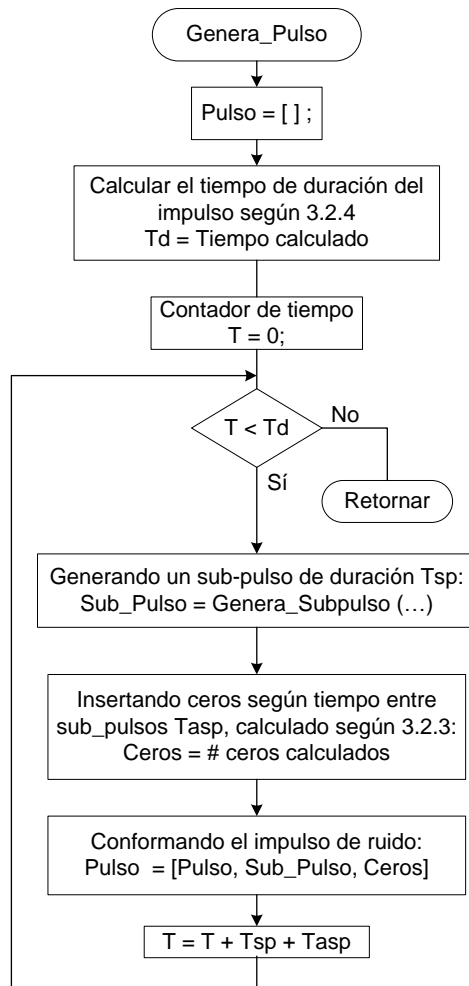


Figura 3.12. Diagrama de bloques de la función *Genera_Pulso*, la cual genera un impulso de ruido.

La figura 3.13 muestra el diagrama de bloques de la función *Genera_Subpulso*. En esta función se conforma un sub-pulso a partir del pulso gaussiano dado por la expresión (3.6), al cual se le produce un desplazamiento de fase constante con frecuencia de valor aleatorio, según ha sido explicado en el apartado 3.2.1 de esta tesis. Para conformar el pulso gaussiano, antes hay que determinar el valor de su amplitud, que como se ha visto en el apartado 3.2.2, es un parámetro aleatorio con distribución de tipo exponencial. También hay que generar un valor del desplazamiento de fase, que es aleatorio con distribución uniforme.

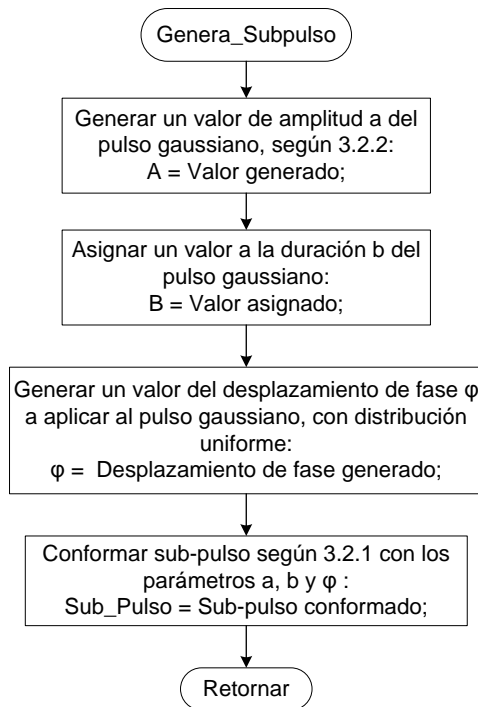


Figura 3.13. Diagrama de bloques de la función *Genera_Subpulso*, la cual genera un sub-pulso de ruido.

3.4 Resultados obtenidos.

Durante el proceso de puesta a punto de los programas, fueron probados los algoritmos empleados en la generación de números aleatorios con las distribuciones de probabilidad que describen el comportamiento de los parámetros del modelo: amplitud del pulso gaussiano, el tiempo de arribo entre sub-pulsos, la duración de los impulsos de ruido y el tiempo entre impulsos de ruido. En todos estos casos fueron generados un número suficientemente grande de valores de cada uno de estos parámetros (nunca menos de 1000), y con esos valores se obtuvo el histograma de los mismos en cada caso y se comparó el histograma de los números generados con la función de densidad de probabilidades teórica, encontrando siempre un alto parecido entre los mismos, lo cual se tomó prueba de que los procedimientos programados estaban correctos.

La figura 3.13 muestra a modo de ejemplo, algunos sub-pulsos obtenidos con el programa desarrollado, a partir de conformar un pulso gaussiano con un desplazamiento de fase aleatorio aunque constante en frecuencia, lo cual coincide completamente con lo previsto teóricamente.

En la figura 3.14 se muestran diferentes impulsos de ruido obtenidos mediante el generador implementado en este trabajo. Se puede apreciar la estructura de sub-pulsos de amplitudes y formas variadas, separados aleatoriamente. La duración de los impulsos no sobrepasa los 3 ms y la cantidad de sus-pulsos está entre 1 y 20 en la mayoría de los casos, coincidiendo con lo previsto en el modelo.

Con el objetivo de comparar los resultados obtenidos mediante el programa desarrollado y el ruido impulsivo real que se presenta en líneas de energía eléctrica en interiores de edificaciones, se tomaron algunas mediciones de ruido realizadas por el autor de (Rivas-Prieto, 2019). Estas mediciones fueron hechas en salas de una institución hospitalaria, y reportan el ruido impulsivo que se observa en la línea de energía eléctrica durante la conexión y desconexión de diferentes equipos médicos. La figura 3.15 muestra algunas de estas mediciones.

Puede observarse que la estructura de los impulsos de ruido medidos coincide con la estructura de sub-pulsos del generador implementado. Una diferencia que puede llamar la atención es la presencia de ruido de fondo en las mediciones realizadas, el cual se puede observar en los intervalos entre sub-pulsos y modulando los propios sub-pulsos. Esta característica está ausente en el generador desarrollado, y debe ser objeto de atención en un trabajo futuro.

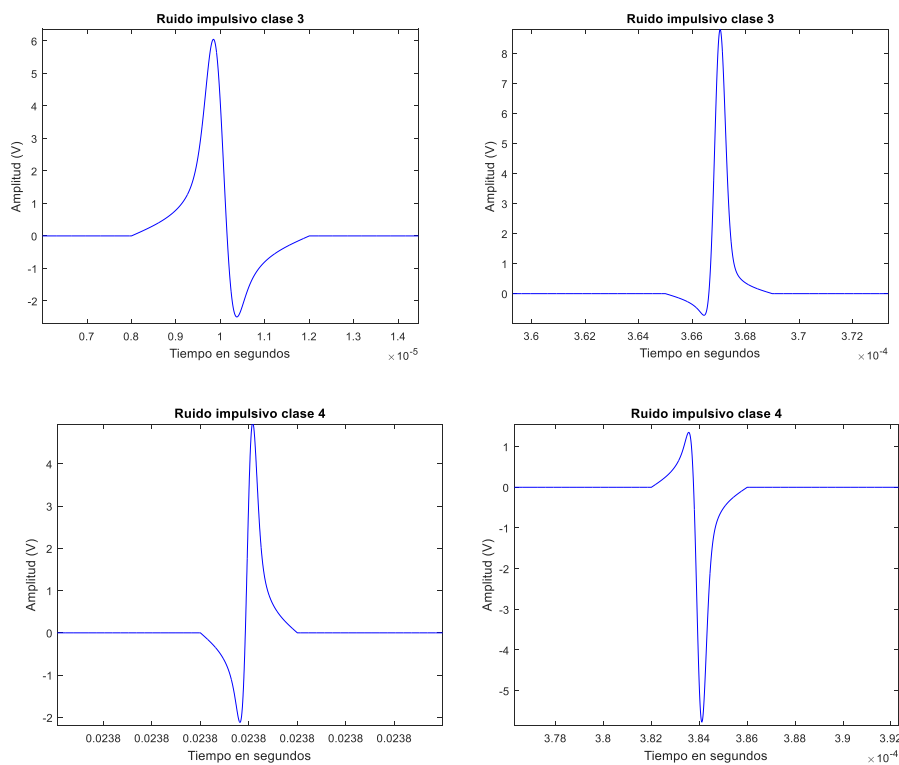


Figura 3.13. Algunas de las formas de sub-pulsos obtenidos con el programa desarrollado.

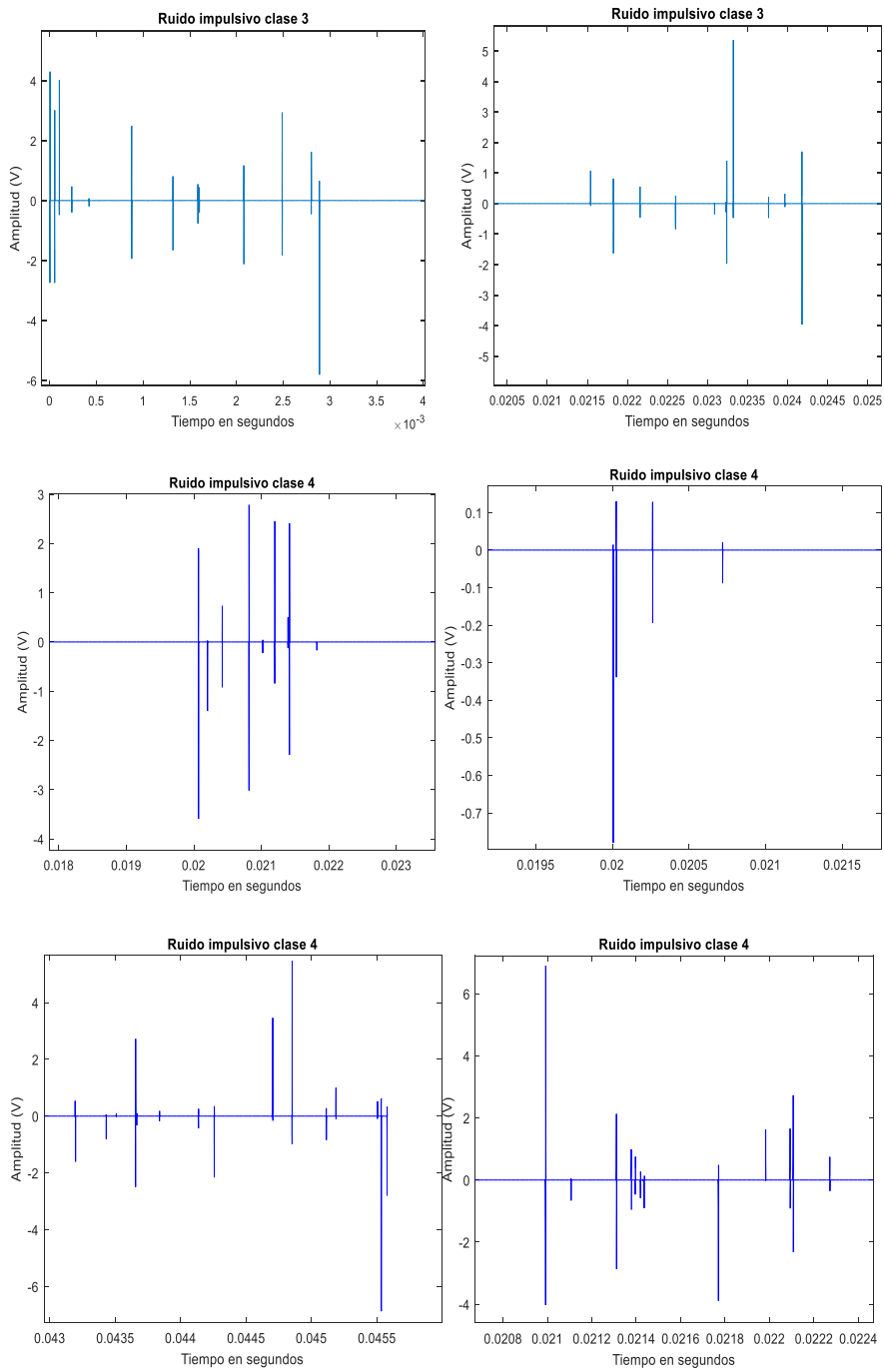


Figura 3.14. Algunos de los impulsos de ruido producido por el generador implementado. Cada impulso está conformado por uno o varios sub-pulsos.

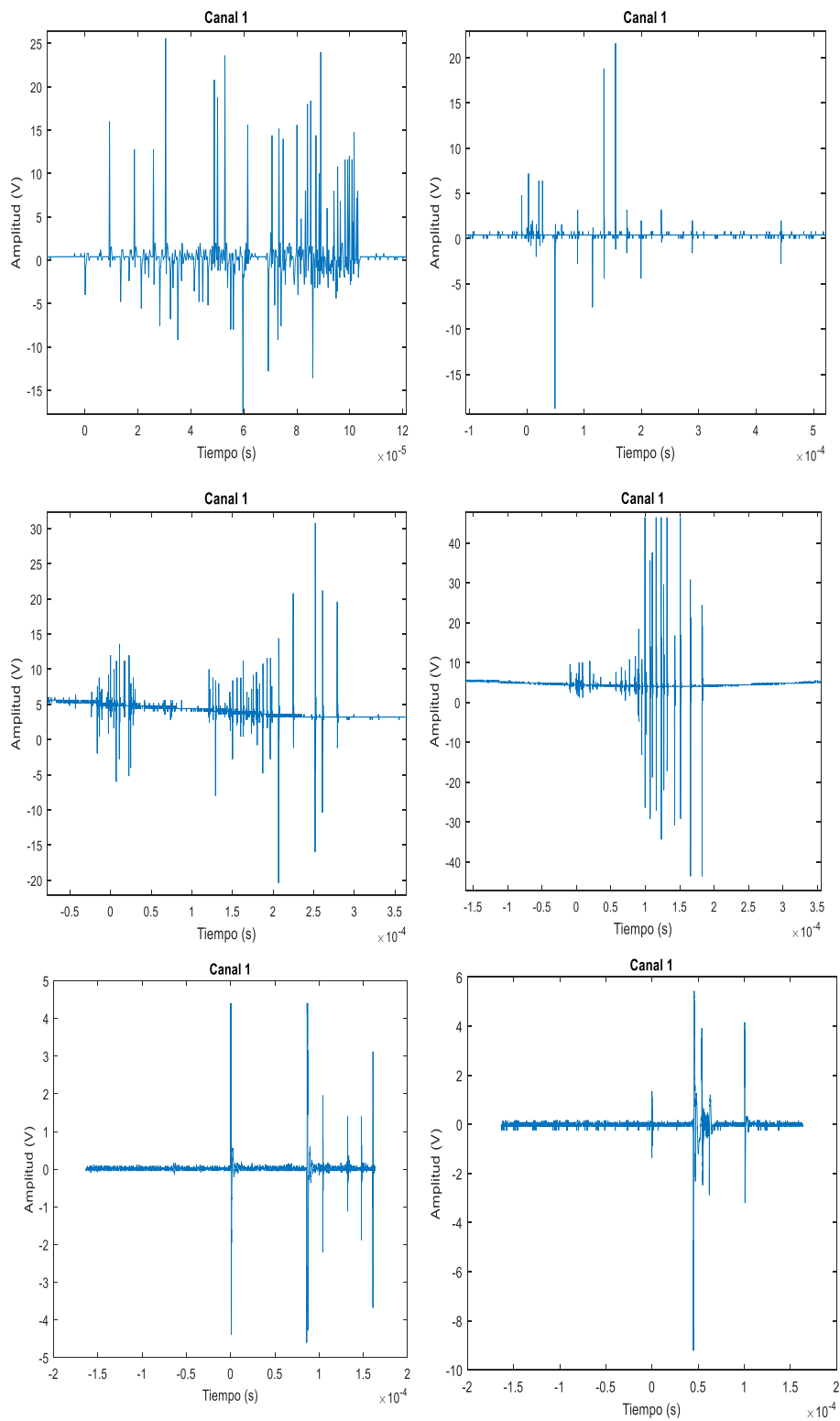


Figura 3.15. Muestras de ruido impulsivo observado durante la conexión o desconexión de equipos médicos.

3.5 Conclusiones del capítulo.

En este capítulo se ha desarrollado un generador de ruido impulsivo basado en el modelo probabilístico propuesto por Chaouche y colaboradores. El generador ha sido desarrollado en Matlab. Para lograrlo, ha sido necesario implementar la generación de números aleatorios que responden a varias distribuciones de probabilidad, lo cual se ha conseguido con éxito.

CONCLUSIONES.

En este trabajo se ha alcanzado el objetivo general de la investigación pues se desarrolló un generador de ruido impulsivo a escala de simulación, utilizando la plataforma Matlab, basado en el modelo propuesto en la bibliografía, el cual es el principal resultado de la investigación y su aporte práctico

También se alcanzaron los objetivos específicos planteados, pues:

- Para llegar al resultado alcanzado, se desarrolló un extenso estudio sobre el tema del ruido impulsivo en PLC que alcanzó 83 referencias revisadas, y se profundizó en el estudio de modelo propuesto en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source., 2011).
- Se implementaron generadores de números aleatorios con diferentes, para simular el comportamiento de los diferentes parámetros probabilísticos del modelo.
- El funcionamiento correcto de los programas elaborados fue evaluado convenientemente en cada caso, parcial y totalmente.
- El principal aporte de este trabajo es la obtención de un generador de ruido impulsivo que puede ser utilizado en trabajos posteriores para evaluar el comportamiento de una comunicación PLC en presencia de este tipo de ruido.

RECOMENDACIONES.

Se recomienda perfeccionar la salida del generador de ruido impulsivo, de modo que incluya el ruido de fondo presente en el canal PLC y la modulación que sufren los sub-pulsos por la presencia del ruido, de modo que el resultado obtenido se asemeje más al ruido real obtenido por mediciones.

Se recomienda también desarrollar el equipamiento adecuado para realizar mediciones de ruido impulsivo y de fondo en instalaciones de la UCSG, las cuales pueden servir de referencia para continuar investigando en esta temática.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- Aiyelabowo, P., Chee, K., & Nor, K. (2014). Power Line Communication (PLC) Impulsive Noise Mitigation: A Review. *Journal of Information Engineering and Applications*, 86-105.
- Al-Mawali, K. (2011). *Techniques for Broadband Power Line Communications: Impulsive Noise Mitigation and Adaptive Modulation*. RMIT University. RMIT University.
- Anastasiadou, D., & Antonakopoulos, T. (2005). Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(1), 90-99.
- Anatory, J., Theethayi, N., & Rajeev Thottappillil. (2009). Power-Line Communication Channel Model for Interconnected NetworksPart I: Two-Conductor System. *IEEE Transactions on Power Delivery* 24 (1) (2009) 118–123, 24(1), 118-123.
- Anatory, J., Theethayi, N., & Thottappillil, R. (2009). Power-Line Communication Channel Model for Interconnected NetworksPart II: Multiconductor System. *IEEE Transactions on Power Delivery* 24 (1) (2009) , 24(1), 124–128.
- Andreadou, N., & Pavlidou, F.-N. (2010). Modeling the Noise on the OFDM Power-Line Communications System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 25, No. 1, 150-157.
- Azadeh, M. (2009). *Fiber Optics Engineering*. New York: Springer Verlag Dordrecht Heidelberg.
- Babic, M., Hagenau, M., Dostert, K., & Bausch, J. (2005). *Theoretical postulation of PLC channel models*. Tech. rep., the OPERA IST Integrated Project.
- Bakhoun, E. (2011). S-Parameters Model for Data Communications Over 3-Phase Transmission Lines . *IEEE Transactions on Smart Grid* , 615–623.
- Banwell, T., & Galli, S. (2005). A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part I: circuit analysis and companion model. *IEEE Trans. Power Delivery*, 20(2), 655-663.
- Barmada, S., Musolino, A., & M. Raugi. (2006). Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(7), 1317–1326.

- Biglieri, E. (2003). Coding and modulation for a horrible channel. *Commun. Magazine*, 41(5), 92-98.
- Bin Han, Vlad Stoica, Cornelius Kalser, Nico Otterbach, & Klaus Dostert. (2016). "Noise Characterization and Emulation for Low-Voltage Power Line Channels between 150 kHz and 10 MHz". *KIT SCIENTIFIC WORKING PAPERS 42*.
- Brown, J. R., & Lancelot, C. E. (26 de October de 1898). *Patente n° 24833*. UK.
- Cañete, F., J.Cortés, Díez, L., & J.Entrambasaguas. (2011). A channel model proposal for indoor power line communications. *IEEE Communications Magazine*, 166–174.
- Chaouche, H., Gauthier, F., Zeddami, A., Tlich, M., & Machmoum, M. (2011). Time Domain Modeling of Powerline Impulsive. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 3(39057), 359-367.
- Chaouche, H., Gauthier, F., Zeddami, A., Tlich, M., & Machmoum, M. (2011). Time Domain Modeling of Powerline Impulsive Noise at Its Source. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications (JEMAA)*, 2011, Vol.3, 359-367.
- Conavos, G. C. (1998). *Probabilidad y Estadística, Aplicaciones y Métodos*. México: McGraw-Hill/Interamericana de México.
- Corripio, F., Arrabal, J., Rio, L. d., & Muñoz, J. (2006). Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 24 (7) (2006) 1327–1338., 24(7), 1327–1338.
- Cortés, J. A., Díez, L., Canete, F. J., & Sánchez-Martínez, J. J. (s.f.). "Analysis of the indoor broadband power-line noise scenario". *Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52(no 4), pp. 849–858, 2010.
- DiBert, L., Caldera, P., Schwingshackl, D., & Tonello, A. (2011). On Noise Modeling for Power Line Communications. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. ISPLC.*, 283-288.
- Dostert, K. (2001). *Powerline Communications*. NJ: Prentice-Hall.
- Dostert, Z. (s.f.). "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44(no. 1), pp. 249–258, 2002.

- Dostert, Z. (2002). "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44(no. 1), pp. 249–258.
- Elyengui, S., Bouhouchi, R., & Ezzedine, T. (2013). The Enhancement of Communication Technologies and Networks for Smart Grid Applications. *International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science (IJETTCS)*. Volume 2, Issue 6, 107-115.
- Ericsson. (2013). *Trends in Utility Smart Grid Communications Management*. GTM Research sponsored by Ericsson. Greentech Media Inc.
- Esmailian, T., & Gulak, F. R. (2003). In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *INTERNATIONAL JOURNAL OF COMMUNICATION SYSTEMS* , 381–400 .
- Esmailian, T., Kschischang, F. R., & Gulak, P. G. (2003). In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *International Journal of Communication Systems*, 16(5), 381–400.
- Ferreira, H. C., Lampe, L., Newbury, J., & Swart, T. G. (2010). *Power Line Communications: Theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines*. John Wiley & Sons Ltd.
- Galli, S. & Banwell, T. (2006). A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1304–1316.
- Galli, S. (2011). A Novel Approach to the Statistical Modeling of Wireline Channels. *IEEE Transactions on Communications* , 1332–1345.
- Galli, S., Scaglione, A., & Wang, Z. (2011). For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid. *Proceedings of the IEEE* , 998-1027.
- Galli, S.; Banwell, T. (2005). A Novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line ChannelPart II Transfer Function and Its Properties. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(3), 1869–1878.
- Gammel, P., Pehlke, D., Brunel, D., Kovacic, S., & Walsh, K. (2017). *5G in Perspective: A Pragmatic Guide to What's Next*. Skyworks Solutions, Inc.

- Götz, M., Rapp, M., & Dostert, K. (2004). Power line channel characteristics and their effect on communication systems design. *IEEE Commun. Magazine*, Vol. 42, No. 4, pp. 78-86, Apr. 2004., 42(4), 78-86.
- Guillet, V., Lamarque, G., Ravier, P., & Leger, C. (2009). Improving the powerline communication signal-to-noise ratio during a resistive load commutation. *Journal of Communications*, Vol. 4, No. 2. Prisme Institute, University of Orleans, France., 126-132.
- Gungor, V., & al, e. (2013). A survey on smart grid potential applications and communication requirements. *IEEE Trans. Ind. Inform.* 9 (1) , 28-42.
- Guzelgoz, S., Celebi, H., & Arslan, H. (2011). Statistical Characterization of the Paths in Multipath PLC Channels. *IEEE Transactions on Power Delivery* , 181–187.
- Hashmat, R., Pagani, P., Zeddani, A., & Chonave, T. (2011). A Channel Model for Multiple Input Multiple Output in-home Power Line Networks. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 35–41.
- Hooijen, O. (1998). On the relation between network topology and power line signal attenuation. *Proc. of the Int. Symp. Power Line Communication and its Applications (ISPLC 1998)*, (págs. 45-56).
- Hosseinpour, A., Hosny, W., & Lota, J. (2015). Bit Error Rate Performance in Power Line Communication Channels with Impulsive Noise. *17th UKSIM-AMSS International Conference on Modelling and Simulation*, 248-251.
- Hrasnica, H., Haidine, A., & Lehnert, R. (2004.). *Broadband Powerline Communications Networks: Network Design*. West Sussex, England: John Wiley & Sons, Ltd.
- Hu, X., Chen, Z., & Yin, F. (2014). Impulsive Noise Cancellation for MIMO Power Line Communications. *Journal of Communications* Vol. 9, No. 3, 241-247.
- Infante, A., & Babún, L. (2006). *Accesos xDSL: Avances y Tendencias en tecnologías, servicios y despliegue*. Santiago de Cuba: Conferencia Internacional FIE 2006.
- Kale, K., & Kumar, S. (2015). *Characterization of Broadband Power Line Channel*. Rourkela, India-769008: Dept. of Electronics and Communication Engineering, National Institute of Technology.

- Lesek, F., Ladislav, S., & Zdenek, B. (2015). Modelling Transmission Lines for the Purpose of Data Transmission over Power Lines. . *25th DAAAM International Symposium on Intelligent Manufacturing and Automation, DAAAM 2014.Procedia Engineering 100* , 1381-1388.
- Lin, J., Nassar, M., & Evans, B. (2013). Impulsive Noise Mitigation in Powerline Communications Using Sparse Bayesian Learning. *IEEE Journal on selected areas of communications*.
- Meng, H., Chen, S., Guan, Y., Law, C., So, P., Gunuwan, E., & Lie, T. (2002). A transmission line model for high-frequency power line communication channel. *Proc. 5th Int. Conf. Power System Technology. (PowerCon), Vol. 2* (págs. 1290-1295). Kunming, China: IEEE.
- Middleton, D. (1979.). “Procedures for determining the parameters of the first-order canonical models of class a and class b electromagnetic interference”. *Transactions on Electromagnetic Compatibility*(no. 3), pp. 190–208.
- Mizugai, Y., & Oya, M. (2005). World Trends in Power Line Communication. *Mitsubishi Electric Advance. High Speed Power Line Communication Technology. Vol. 109* , 5-7.
- Mosalaosi, M., & Afullo, T. (2014). Broadband Analysis and Characterization of Noise for In-door Power Line Communicatios Channels. *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Guangzhou, China,* 719-723.
- Ndo, G. (2010). *l'École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne*. Université de Rennes.
- Papadopoulos, T., Chrysochos, A., & Papagiannis, G. (2013). Narrowband power line communication: Medium voltage cable modeling and laboratory experimental results. . *Electric Power Systems Research 102* , 50-60.
- Paul, C. (2008). *Analysis of Multiconductor Transmission Lines, 2nd Edition*. New Jersey: John Wiley and Sons.
- Paul, C. R. (1994). *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons.
- Peebles, P. (1993). *Probability, Random Variables, and Random Signal Principles. 3rd ed.* New York: McGraw-Hill.

- Philipps, H. (1999). Modelling of powerline communication channels. *Proc. 3rd. Int. Symp. Power Line Communications and its Applications*, (págs. 14-21). Lancaster, UK.
- Proakis, J., & Salehi, M. (2008). *Digital Communications* (Fifth ed.). Boston: McGraw-Hill Book Company.
- Ribeiro, J. (2007). A Cost Model for Broadband Access Networks: FTTx versus WiMAX. *Proc. 2nd Int. Conf. Access Networks Workshops*, 1-8.
- Rivas-Prieto, H. D. (2019). Medición y análisis del ruido en las comunicaciones por líneas de energía eléctrica en ambientes intra-hospitalarios. Santiago de Cuba: Tesis de MAestría. Univesidad de Oriente.
- Romero, M., & Cucalón, A. (2013). *Estudio y Proyección del despliegue de la tecnología PLC como alternativa de acceso en Ecuador*. . Guayaquil: Editorial de la Dirección de Publicaciones de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Saeed V. Vaseghi. (2008). *Advanced Digital Signal*. Londres: John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-75406-1.
- Santosh, M., Kahalekar, S., & Syed, H. (2013). Electrical Grid Modernization: State of the Art and Future Trends. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEIE)* Vol. 2, Issue 5, 1818-1826.
- Sartenaer, T., & Delogne, P. (2006). Deterministic modeling of the (shielded) outdoor power line channel based on the multiconductor transmission line equations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 24 (7) (2006) 1277–1291, 24(7), 1277–1291.
- Schwartz, M. (Jan. 2009). Carrier-wave telephony over power lines: early history. *IEEE Commun. Magazine*, 47(1), 14-18.
- Thordarson, C. H. (14 de Marzo de 1905). *Patente n° 784712*. USA.
- Tlich, M., Zeddani, A., Moulin, F., & Gauthier, F. (2008). Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz Part I: One-Parameter Deterministic Model. *IEEE Transactions on Power Delivery* Vol. 23, No. 3, 23(3), 1392–1401.
- Tomasoni, A., Riva, R., & Bellini, S. (2012). Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 286–291.

- Tonello, A. & Versolatto, F. (2011). Bottom-Up Statistical PLC Channel Modeling Part II: Inferring the Statistics. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2356–2363.
- Tonello, A. (2011). Bottom-Up Statistical PLC Channel Modeling Part I: Random Topology Model and Efficient Transfer Function Computation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26(2), 891-898.
- Tonello, A. M., & Zheng, T. (2009). Bottom-up transfer function generator for broadband PLC statistical channel modeling. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 7-12.
- Tonello, A., Versolatto, F., Bejar, B., & Zazo, S. (2012). A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel . *IEEE Transactions on Power Delivery* , 1477–1484.
- Tonello, Andrea M. (2007). Wideband Impulse Modulation and Receiver Algorithms for Multiuser Power Line Communications. *Hindawi Publishing Corporation. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*.
- Vasegui, S. V. (2008). *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, fourth edition*. est Sussex, United Kingdom: John Wiley and Sons.
- Veronesi, D., Riva, R., Bisaglia, P., Osnato, F., Afkhamie, K., Nayagam, A., . . . Yonge, L. (2011). Characterization of in-home MIMO power line channels. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 42-47.
- Versolatto, F., & Tonello, A. (2011). An MTL Theory Approach for the Simulation of MIMO Power-Line Communication Channels. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1710–1717.
- Yamagata, T., Hosoya, T., Tokuda, M., & Matsuo, T. (2009). Transmission characteristics of a high-speed power line communication system. . *EMC'09/Kyoto 2009 IEICE.*, 405-408.
- Yigit, M., Cagri, V., Tuna, G., Rangoussi, M., & Fadel, E. (2014). Power line communication technologies for smart grid applications: A review of advances and challenges. *Computer Networks* 70, 366-383. Obtenido de *Computer Networks* 70: www.elsevier.com/locate/comnet.

- Zhu, W., Zhu, X., Lim, E., & Huang, Y. (2013). State of art Power Line Communications Channel Modelling. *Procedia Computer Science* 17, 563-570.
- Zimmermann, M., & Dostert. (2002). "A multipath model for the powerline channel". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50(no. 4), pp. 553-559.
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (2002). A multipath model for the powerline channel. *IEEE Trans. Commun*, 50(4), 553-559.
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (2002). Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, Vol. 44, No. 1., 44(1), 249-258.

ANEXOS

A1. Parámetros estadísticos de los modelos de ruido.

Tabla A1.1 Valores de los coeficientes para la descripción estadística de la amplitud del pulso gaussiano, para cada clase de ruido estudiada.

Clase de ruido	p_{\max} (Para $a = [0, 10 \text{ V}]$)	c	d
3	3.6767	1.4245	0.3788
4	2.4917	1.275	0.5085

Tabla A1.2 Valores de los coeficientes para la descripción estadística del tiempo entre sub-pulsos de un impulso, para cada clase de ruido.

Clase de ruido	p_{\max} (Para $t_a = [0, 0.5 \text{ ms}]$)	e_1	e_2	f_1	f_2
3	6.9512e-4	0.2399	0.7483	254.9	4.381e4
4	6.3411e-4	0.2063	0.7947	228.9	4.016e4

Tabla A1.3 Valores de los coeficientes para la descripción estadística del tiempo de duración de los impulsos, para cada clase de ruido.

Clase de ruido	p_{\max} (Para $t_d = [0, 3 \text{ ms}]$)	g	h
3	1.8048	0.8	0.2
4	1.6884	0.8	0.25



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Grijalva Arias Robert Joshua**, con C.C: # 0928586940 autor del trabajo de titulación: **Generación de ruido impulsivo para líneas de energía eléctrica “in door”**, previo a la obtención del título de **Magister en Telecomunicaciones**, en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 16 de agosto del 2019

f. _____

Nombre: **Grijalva Arias Robert Joshua**

C.C: **0928586940**



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Generación de ruido impulsivo para líneas de energía eléctrica “in door”	
AUTOR(ES)	Grijalva Arias Robert Joshua	
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	MSc. Luis Córdova Rivadeneira; MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Manuel Romero Paz	
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil	
FACULTAD:	Sistema de Posgrado	
CARRERA:	Maestría en Telecomunicaciones	
TÍTULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones	
FECHA DE PUBLICACIÓN:	16 de agosto del 2019	No. DE PÁGINAS: 67
ÁREAS TEMÁTICAS:	PLC, Redes eléctricas, Modulación en PLC, Ruido impulsivo, Modelado del ruido, Generación de ruido impulsivo	
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	PLC, Redes eléctricas, OFDM, Tipos de Ruido impulsivo, Modelado del ruido, Generación de ruido impulsivo	
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>El ruido impulsivo es una de las interferencias más dañinas a las comunicaciones por líneas de energía eléctrica en el interior de edificaciones. Se han reportado en la literatura especializada en el tema, algunos modelos matemáticos de este tipo de ruido, basados en el comportamiento estadístico del ruido. En este trabajo de tesis se estudian varios de estos modelos y se profundiza en uno de ellos, implementando sobre esa base, un generador de ruido impulsivo a escala de simulación. Este generador que se ha implementado utilizando la plataforma de programación Matlab, el cual se describe en la tesis. Se presenta un análisis detallado de cada uno de los elementos que lo componen, tanto desde el punto de vista del modelo matemático como de su implementación. Finalmente se muestran algunos resultados obtenidos con el mismo, que incluyen una comparación con el ruido impulsivo medido en una institución hospitalaria durante la conexión y desconexión de equipos médicos. En la Introducción se plantea el diseño de la investigación, el problema científico, la hipótesis, los objetivos del trabajo, tareas y resultados esperados. En el capítulo 1 se esclarece el problema científico, para ello se realiza un análisis bibliográfico sobre las comunicaciones PLC. En el capítulo 2 se presentan los modelos reportados en la bibliografía para generar ruido impulsivo en PLC y se detalla el propuesto por Chaouche en (Chaouche, Gauthier, Zeddami, Tlich, & Machmoum, 2011). En el capítulo 3 se desarrolla la implementación en Matlab del modelo de Chaouche, y se presentan los resultados, En las Conclusiones y Recomendaciones se exponen las conclusiones de la investigación realizada, y los aspectos no resueltos en los que el autor recomienda seguir investigando.</p>	
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-982231889	E-mail: joshugrijalva@gmail.com
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::	Nombre: Manuel Romero Paz	
	Teléfono: +593-994606932	
	E-mail: manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec	
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA		
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):		
Nº. DE CLASIFICACIÓN:		
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):		